

UNIVERSITÉ DE LIMOGES

ECOLE DOCTORALE Science – Technologie – Santé

FACULTÉ de SCIENCES

Année : 2003

Thèse N° 31-2003

Thèse

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Télécommunications

présentée et soutenue par

Stéphane FORESTIER

le 16 octobre 2003

**GESTION DYNAMIQUE DE LA GÉNÉRATION DE
PUISSANCE EN HYPERFRÉQUENCE POUR DES
MODULATIONS NUMÉRIQUES : APPLICATION À
L'OPTIMISATION DES PERFORMANCES D'UN
AMPLIFICATEUR MILLIMÉTRIQUE**

Thèse dirigée par Raymond QUÉRÉ et Philippe BOUYSSÉ

JURY :

M. Jean Michel NEBUS	Professeur de l'Université de Limoges	Président
M. Serge TOUTAIN	Professeur de l'Université de Nantes	Rapporteur
M. Robert PLANA	Professeur de l'Université de Toulouse	Rapporteur
M. Luc LAPIERRE	Directeur de département CNES Toulouse	Examineur
M. Alain MALLET	Ingénieur CNES de Toulouse	Examineur
M. Raymond QUERE	Professeur de l'Université de Limoges	Examineur
M. Philippe BOUYSSÉ	Maître de conférence de l'Université de Limoges	Examineur
M. Thierry MONEDIERE	Professeur de l'Université de Limoges	Examineur
M. Philippe FELLON	Ingénieur UMS d'Orsay	Invité
M. Jean François VILLEMAZET	Ingénieur Alcatel de Toulouse	Invité
M. Thierry ROBERT	Ingénieur CNES de Toulouse	Invité

à l'∞

REMERCIEMENTS

Ce travail a été réalisé au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes sur le site de l'IUT G.E.I.I. de Brive.

Je tiens à remercier Monsieur le Professeur P.Y.GUILLON, Directeur de l'IRCOM et plus particulièrement Monsieur le Professeur R.QUERE, Directeur de l'équipe "Circuits et sous ensembles non linéaires" de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime mes remerciements à Monsieur J.-M.NEBUS, Professeur à l'Université de Limoges pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette soutenance de thèse. Je tiens également à exprimer mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur S.TOUTAIN de l'Institut de Recherche en Communications et en Cybernétique de Nantes et Monsieur le Professeur R.PLANA du laboratoire LASS de Toulouse, qui ont accepté la responsabilité de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Je voudrais également remercier Monsieur L.LAPIERRE, Directeur de l'équipe "hyperfréquence" du CNES Toulouse, Monsieur A.MALLET, Ingénieur au CNES Toulouse et Monsieur T.MONEDIERE, Professeur de l'Université de Limoges, qui ont participé à ce jury de thèse.

J'ai l'honneur de compter parmi les membres du jury la présence de Monsieur P.FELLON, Ingénieur à United Monolithic Semiconductors, de Monsieur J.M.VILLEMAZET, Ingénieur à Alcatel et de Monsieur T.ROBERT, Ingénieur au CNES Toulouse. Tous trois permettent d'avoir un jugement de qualité et pointilleux tant dans le domaine de la technologie, que dans celui de la conception et que dans celui du traitement du signal. Je leur suis très reconnaissant pour leur présence et pour leur participation à ce jury.

Je souhaiterais remercier Monsieur le Professeur R.QUERE et P.BOUYSSE, Maître de conférence à l'Université de Limoges, qui m'ont encadré durant ces trois années de thèse. Je tiens à les remercier pour la confiance qu'ils m'ont témoignée mais aussi pour l'autonomie et les moyens qu'ils m'ont offerts pour pouvoir accomplir ces différents travaux.

J'associe aussi aux remerciements Messieurs C.LAPORTE et F.GIZARD, Ingénieurs au CNES Toulouse, qui ont bien voulu contribué à ces travaux en apportant leur savoir et leur conseil.

Mes remerciements vont également à Mademoiselle H.BREUZARD, Secrétaire de l'IRCOM Brive, pour son efficacité, sa disponibilité, sa compétence, pour toute l'aide et le soutien qu'elle a su apporter.

J'associe à mes remerciements Madame M.C.LEROUGE, Secrétaire de l'IRCOM Limoges, pour son efficacité dans toutes les démarches qu'elle a réalisées sur Limoges.

Je remercie aussi vivement les équipes pédagogique et administrative de l'IUT GEII de Brive, qui ont su m'intégrer parmi elles.

Et enfin, sans donner une liste exhaustive ou sans m'embarquer dans un récit que seuls les destinataires comprendraient, je ne saurais oublier dans ces remerciements toutes les personnes, anciens et nouveaux thésards, pour les discussions et les moments sportifs ou non que nous avons partagés. J'adresse plus particulièrement une pensée à tous ceux qui ont su m'écouter.

Introduction Générale

XXXXX

L'accélération du progrès technologique dans l'industrie des télécommunications a considérablement augmenté la fréquentation sur le réseau hertzien, rendant ainsi les bandes de fréquence allouées de plus en plus saturées. Cet essor est essentiellement dû à la diversité et aux performances qu'offrent les télécommunications numériques.

Face à cette explosion du trafic et pour répondre à la demande de transmettre ou d'accéder à un volume d'information de plus en plus important, ce qui nécessite l'utilisation de bandes passantes de plus en plus larges, les concepteurs de systèmes sont contraints de se tourner vers des fréquences encore plus élevées avec des débits de plus en plus grands.

Les types de modulations utilisables pour transmettre l'information peuvent être d'amplitude (AM : Amplitude Modulation), de fréquence (FSK : Frequency Shift Keying), de phase (PSK : Phase Shift Keying) ou mixte (Amplitude et Phase, QAM : Quadrature Amplitude Modulation). Toujours dans un souci de réduction de l'occupation spectrale de la modulation, le signal est généralement filtré, engendrant un signal modulé complexe à enveloppe variable. Ceci se traduit par une porteuse hyperfréquence dont la puissance varie au rythme de l'enveloppe.

La modulation, comportant l'information à acheminer, doit être suffisamment amplifiée pour être émise sur l'ensemble du trajet souhaité. L'amplificateur de puissance a une influence prépondérante sur les performances globales de la chaîne de transmission en termes de puissance, de consommation et de distorsion du signal.

Un amplificateur de puissance doit répondre à des exigences qui sont une puissance de sortie élevée avec un rendement en puissance ajoutée et une linéarité les plus importants possibles. Suivant l'application visée, ces trois paramètres font l'objet d'une optimisation individuelle ou de la recherche d'un compromis.

Les tubes à ondes progressives (TOP) restent encore les amplificateurs les plus utilisés pour la partie « transmission » des systèmes de télécommunications spatiales. Leur poids et leur encombrement constituent cependant un inconvénient majeur.

Les amplificateurs de puissance à état solide (SSPA : Solide State Power Amplifier) présentent quant à eux une haute densité d'intégration, un poids et un coût fortement réduits et constituent une alternative aux systèmes à TOP.

Pour des applications, les modulations numériques de type M-QAM ne sont pas utilisées, malgré l'avantage qu'elles offrent concernant l'encombrement spectral. Pour ne pas déformer la constellation de la modulation, le circuit actif doit être le plus linéaire possible. En règle générale, la linéarité de l'amplificateur est obtenue au détriment de la consommation. En effet, la probabilité d'erreur sur la retranscription de l'information est très sensible aux

distorsions de la constellation et croit très rapidement dès lors que le signal modulé est déformé.

Cette thématique sur l'amplification des signaux numériques complexes pour des systèmes de télécommunication fait l'objet de l'étude présentée dans ce mémoire de thèse.

L'objectif que vise notre travail est de développer une méthode permettant d'obtenir de manière optimale l'ensemble des performances en puissance de l'amplificateur SSPAs : puissance de sortie, consommation et linéarité, en vue de l'utilisation d'une modulation numérique M-QAM pour des applications spatiales.

La solution proposée se tourne vers une gestion dynamique du fonctionnement de l'amplificateur (« Smart Power »). Les performances de la partie amplificatrice sont adaptées en temps réel en fonction de la puissance du signal d'entrée, permettant ainsi de concilier un fonctionnement optimum avec une préservation de l'information à transmettre.

Le mémoire est organisé en quatre chapitres.

Le premier chapitre expose un état de l'art des principaux systèmes de linéarisation existant dans "la littérature". L'analyse effectuée au cours de ce chapitre permet de présenter les aspects prépondérants des différents systèmes de linéarisation, en vue de la conception proposée dans ces travaux de thèse.

Le deuxième chapitre a pour but d'analyser les phénomènes non-linéaires intrinsèques d'un transistor PHEMT et leurs influences sur le critère de linéarité. L'étude menée montre la dépendance de la linéarité (en termes de conversion de phase) par rapport aux impédances de fermeture aux accès et aux éléments non-linéaires du transistor. Dans le cas d'un transistor PHEMT, il est montré que des phénomènes de compensation internes entre non-linéarités existent et peuvent être exploités pour minimiser la conversion de phase de l'amplificateur. La corrélation entre l'adaptation en entrée de l'amplificateur et la linéarité est également établie.

Le troisième chapitre définit le critère de linéarité à utiliser pour une modulation numérique de type M-QAM. Afin d'évaluer l'efficacité du système de linéarisation développé, celui-ci doit permettre de quantifier et de mesurer dynamiquement la distorsion engendrée par l'amplificateur de puissance. L'ensemble des critères de linéarité existants sont présentés. La corrélation entre les non-linéarités issues de l'amplificateur et le critère utilisé pour l'étude est aussi développée, afin de valider son usage pour un amplificateur de puissance.

Le quatrième chapitre porte sur l'étude et la conception d'un système permettant l'amélioration du rendement des amplificateurs de puissance et de leur linéarité par la gestion active des polarisations en fonction de la puissance générée par une modulation numérique de type M-QAM. Une nouvelle méthode de linéarisation d'amplificateur de puissance pour une modulation numérique de type M-QAM est établie. Un amplificateur de puissance hybride à un étage est conçu avec un transistor en technologie Power PHEMT à 19.8 GHz. Un système de détection d'enveloppe et de commande dynamique du fonctionnement de l'amplificateur est aussi développé. A l'aide d'un banc de mesures, différentes comparaisons expérimentales sur les performances avec ou sans le système de linéarisation de l'amplificateur valident l'intérêt de la méthode développée.

Enfin, la conclusion présente les perspectives associées à ce travail : amélioration des performances obtenues, évolution de la méthode proposée.

SOMMAIRE

CHAPITRE 1: Etat de l'art des systèmes de linéarisation existant pour la partie amplificatrice d'une chaîne d'émission

I. Introduction	13
II. Définition des non-linéarités liées à l'amplification de puissance	15
II.1. Conversion de phase AM/PM et de gain AM/AM	15
II.2. Effets mémoires.....	16
II.2.1. Mémoire HF.....	16
II.2.2. Mémoire BF.....	16
III. Linéarisation par pré-distorsion	18
III.1. En IF ou RF : prédistorsion analogique.....	18
III.1.1. En phase et en gain.....	18
III.2. En bande de base : prédistorsion numérique.....	21
IV. Feedback	23
IV.1. Feedback Loop	23
IV.1.1. Directe.....	23
IV.1.2. Indirecte.....	24
IV.2. Adaptative Double Envelope Feedback (ADEF)	25
IV.3. Cartesian Feedback	25
V. LINC – CALLUM	27
V.1. LINC (Linear amplification with Non-linear Components)	27
V.2. CALLUM (Combined Analog Locked-Loop Universal Modulator)	28
VI. Feedforward	29
VII. Doherty	30
VIII. Commande de la polarisation de l'amplificateur	34
VIII.1. Avec une tension de polarisation.....	34
VIII.1.1. EER.....	34
VIII.2. Avec les deux tensions de polarisation.....	37
IX. Conclusion	41

CHAPITRE 2 : Analyse de l'influence des différentes non-linéarités d'un transistor PHEMT sur la linéarité

I. Introduction	50
II. Modélisation du transistor utilisé	52

II.1. Mesures et modélisation du transistor	52
II.1.1. Détermination des éléments pour un fonctionnement électrique sur l'ensemble du réseau I[V].	53
II.1.2. Modélisation du comportement du transistor en petit signal pour une fréquence allant de 2 à 40 GHz.	54
II.2. Validation en puissance du nouveau modèle des capacités C_{GS} et C_{GD}	59
II.2.1. Validation du comportement en puissance du transistor.	59
II.2.2. Comparaison du modèle de capacité utilisé avec d'autres modèles existants.....	61
III. Influence des non-linéarités et des impédances d'accès du transistor sur la linéarité	63
III.1. Influence des non-linéarités capacitives C_{GS} et C_{GD} , de la transconductance G_M et de l'impédance de charge Z_L sur la linéarité	63
III.1.1. Analyse théorique du déphasage entrée-sortie.	63
III.1.2. Modélisation au fondamental des non-linéarités.	66
III.1.3. Résultats expérimentaux.....	69
III.2. Influence des pertes d'adaptation d'entrée sur la linéarité	76
III.2.1. Etude théorique.	77
III.2.2. Mesures de l'influence de l'adaptation d'entrée sur la conversion de phase de l'amplificateur.....	79
IV. Conclusion	84
 CHAPITRE 3 : Application du critère EVM à l'étude de linéarité d'un amplificateur de puissance dans le cas d'une modulation 16QAM	
I. Introduction	92
II. Etude du critère de linéarité à utiliser	95
II.1. Définition des critères de linéarité existants pour un amplificateur de puissance	95
II.1.1. L'intermodulation d'ordre 3 C/I_3 ou $IMR_{2\ tons}$	95
II.1.2. Le rapport ACPR (Adjacent Channel Power Ratio).	96
II.1.3. Le critère NPR (Noise Power Ratio).....	96
II.2. Relations des différents critères de linéarité existants.....	97
II.3. Corrélation entre les non-linéarités de la partie amplificatrice et le critère de la probabilité d'erreur P_M	101
II.3.1. Définition de la probabilité d'erreur P_M	101
II.3.2. Analyse de la probabilité d'erreur en fonction des paramètres ΔG et de $\Delta\varphi$ de l'amplificateur.....	102
II.4. Critère de linéarité EVM (Error Vector Measurement).....	104
II.4.1. Définition du critère.	105

II.4.2. Utilisation du critère pour quantifier la non-linéarité d'un amplificateur.....	105
II.4.3. Détermination de l'EVM en fonction du ΔG et du $\Delta\phi$ engendrées par la partie amplificatrice.....	107
II.4.4. Règles de conception résultant de l'étude précédente sur l'EVM.....	111
III. Conclusion.....	113
 CHAPITRE 4 : Méthode de linéarisation de la partie amplificatrice pour une modulation numérique de type M-QAM	
I. Introduction	119
II. Méthode de linéarisation de la partie amplificatrice d'une chaîne d'émission pour une modulation numérique 16QAM	122
II.1. Principe de linéarisation et synoptique du système.....	122
II.2. Validation du principe par le biais de simulation.....	123
III. Conception des circuits de commande et de commutation des polarisations de l'amplificateur	128
III.1. Méthode utilisée	128
III.2. Caractérisation de la carte	130
IV. Conception de la partie amplificatrice en technologie MIC	133
IV.1. Choix technologiques adoptés pour la réalisation de l'amplificateur	133
IV.2. Méthode de conception et topologie retenue pour l'amplificateur	135
IV.2.1. Détermination et caractérisation de l'impédance de charge.....	136
IV.2.2. Détermination et caractérisation de l'impédance de source.....	139
IV.2.3. Topologie utilisée pour la conception des alumines.....	139
IV.3. Etude de la stabilité de l'amplificateur.....	144
IV.3.1. En régime linéaire petit signal.....	144
IV.3.2. En régime non-linéaire fort signal	147
IV.4. Performances obtenues	148
IV.4.1. En régime linéaire petit signal.....	149
IV.4.2. En puissance en régime fort signal CW.....	151
V. Validation de la méthode de linéarisation	154
V.1. Avec un signal 16QAM non filtré	157
V.2. Avec un signal 16QAM filtré	161
V.3. Phénomène de 'spurious'	163
VI. Conclusion	165
 CONCLUSION GENERALE.....	 169

Premier Chapitre

XXXXX

ETAT DE L'ART DES SYSTÈMES DE
LINÉARISATION EXISTANT POUR LA
PARTIE AMPLIFICATRICE D'UNE
CHAINE D'EMISSION

I. Introduction

La première solution pour linéariser la partie active consiste à optimiser le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur. Pour cela, il est possible d'agir sur la technologie du transistor [1-3] lors de sa conception et d'optimiser ensuite les impédances de fermeture à ses accès [4-7].

La structure choisie pour le transistor ainsi que sa technologie influent entre autres sur la fréquence de coupure f_T , sur la transconductance g_m , sur la densité de courant J_x , sur la tension de claquage V_b mais aussi sur la linéarité.

Il est aussi démontré [7], en utilisant un banc "Load Pull", que les contours du rendement en puissance ajoutée PAE, de gain G et de puissance de sortie P_s en multiporteuses sont centrés sur les mêmes impédances optimales de PAE, G et P_s que celles obtenues en monoporteuse [8]. Les contours de linéarité NPR sont, eux aussi, centrés sur la même impédance optimale en termes d'intermodulation d'ordre 3 ($C/I3$), ce qui ramène ainsi l'étude de la linéarité à celle réalisée en biporteuses. Cette étude montre qu'en termes d'impédances de fermeture aux accès, il n'existe qu'une seule et unique valeur optimale pour un critère donné (G , P_s , etc.).

Une fois l'ensemble de ces caractéristiques utilisées, il reste à faire fonctionner l'amplificateur sur la plage de puissance adéquate pour le fonctionnement voulu. Le recul ('backoff') permet de faire fonctionner l'amplificateur dans sa zone "linéaire" mais ceci se fait au détriment des performances en puissance. De cet état de fait naît un compromis, à savoir qu'il n'est pas possible, pour un fonctionnement classique de la partie amplificatrice, d'allier la non-distorsion du signal amplifié avec les performances optimales en puissance. Généralement un surdimensionnement de la partie amplificatrice permet d'obtenir à la fois la linéarité voulue, grâce au recul, ainsi que la puissance de sortie désirée. Mais le compromis subsiste toujours, à savoir que dans ce cas, le rendement en puissance ajoutée est fortement dégradé.

Plusieurs procédés ont été créés en vue d'améliorer le rendement de l'étage amplificateur et/ou le niveau de linéarité. Il est possible de les classer par technique de linéarisation, mais il en existe une multitude.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

Bien souvent les techniques classiques sont exploitées et modifiées suivant l'application utilisée. Leur but est généralement d'obtenir pour l'amplificateur une forte puissance de sortie, un rendement élevé, le tout en minimisant les effets des non-linéarités sur le signal.

Dans ce qui suit seule la description non détaillée de ces principes de linéarisation sera présentée. Les différentes topologies utilisées dans chaque cas seront mises en référence, le but étant seulement de nommer les différentes méthodes de linéarisation existantes. Ce chapitre finira par les méthodes (EER et commande du point de polarisation de l'amplificateur) qui se rapprochent le plus de celle que nous allons développer par la suite. Un état de l'art des différents résultats obtenus avec ces méthodes sera aussi effectué.

Mais tout d'abord nous allons définir les différentes non-linéarités que peut engendrer un amplificateur de puissance.

II. Définition des non-linéarités liées à l'amplification de puissance

La notion de non-linéarité d'un amplificateur apparaît dès lors que le régime fort signal est atteint. Différents phénomènes de non-linéarité existent.

On retrouve d'un côté les phénomènes dus aux conversions et de l'autre tout ce qui se rapporte aux effets mémoires dus à la thermique, aux effets de pièges et aux circuits de polarisation.

II.1. Conversion de phase AM/PM et de gain AM/AM

Les caractéristiques de conversions AM/PM et AM/AM (Fig. 1) sont déterminées en fonction du niveau de puissance appliqué en entrée avec une mesure en mode CW (Continuous Wave) : le signal d'entrée est purement sinusoïdal, seule son amplitude varie.

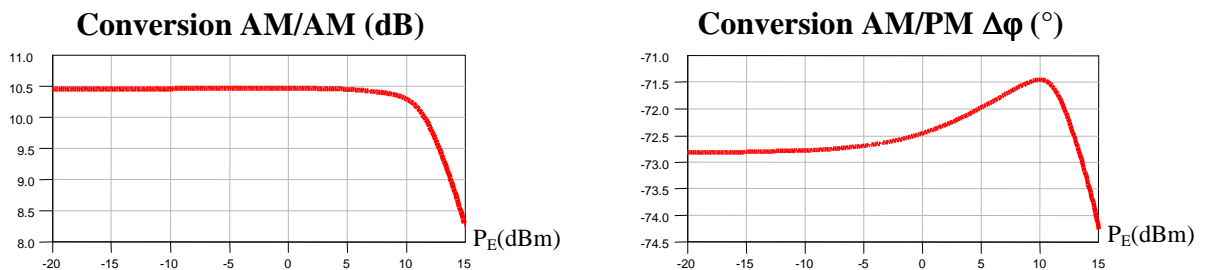


Figure 1 : Conversion de gain en puissance AM/AM, à gauche et conversion de phase AM/PM, à droite, lorsque la puissance d'entrée varie.

La détermination du gain d'amplitude AM/AM et du déphasage entrée-sortie AM/PM est obtenue sur la composante à la fréquence fondamentale du signal de sortie [11]. Une telle représentation peut être assimilée à la fonction de description de l'amplificateur à la fréquence fondamentale.

II.2. Effets mémoires

Dès lors que le signal d'excitation a une enveloppe variable, des phénomènes non-linéaires dynamiques de la partie amplificatrice existent. Cette non-linéarité se décompose en deux effets distincts, d'une part les effets mémoires dits « HF » et d'autre part, ceux dits « BF ».

II.2.1. Mémoire HF.

L'effet mémoire HF, en non-linéaire, se concrétise au 1^{er} ordre par des variations de la caractéristique de transfert en fréquence et de la bande passante (Fig. 2). Il résulte des dispersions fréquentielles issues du transistor et des circuits d'adaptation : impédances de fermeture du transistor [9],[10].

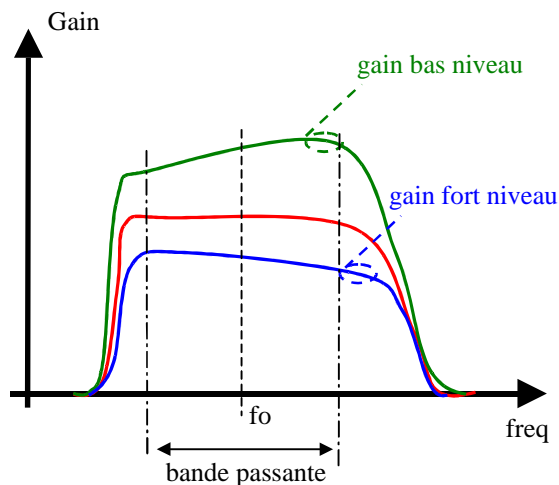


Figure 2 : Courbes de gain d'un amplificateur de puissance représentées en fonction de la fréquence et paramétrées en fonction du niveau de puissance en entrée en tenant compte des effets mémoire HF non-linéaire.

II.2.2. Mémoire BF.

L'effet mémoire BF est lié aux variations lentes des signaux HF du circuit. Les variations sont induites par les effets thermiques du dispositif mais aussi par les fluctuations dynamiques des conditions de polarisation [10].

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

La variation de la température de l'amplificateur peut entraîner une déformation de l'enveloppe du signal modulé (Fig. 3). Le battement BF généré par les non-linéarités en présence de la modulation RF s'ajoute à l'allure spectrale du signal (Fig. 4) : déformant aussi l'enveloppe du signal modulé [10].

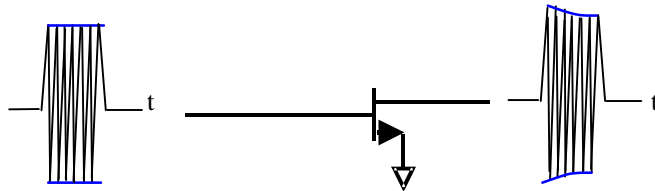


Figure 3 : Effet mémoire BF : les pièges + la thermique intrinsèque du transistor.

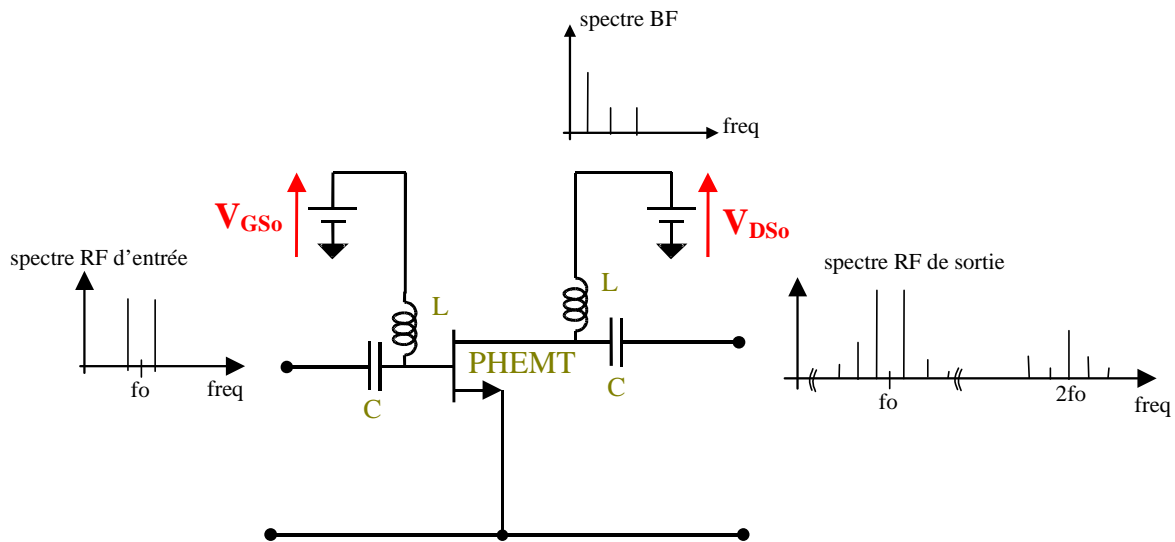


Figure 4 : Effet mémoire BF : fluctuation du point de polarisation.

Les phénomènes de mémoires HF ou BF ne seront pas considérés et pris en compte dans les chapitres suivants.

III. Linéarisation par pré-distorsion

Comme nous venons de le voir, l'amplificateur peut être caractérisé par ces deux types de conversions : en gain et en phase. Connaissant leur allure, des procédés pour les contrer existent, permettant ainsi d'obtenir une amplification avec un gain et un déphasage constants [11].

La prédistorion peut être réalisée soit en ajoutant des systèmes accomplissant une compensation en gain et une compensation en phase, soit en prédéformant le signal à amplifier afin d'obtenir le signal souhaité compte tenu des non-linéarités de l'amplificateur.

Il est important de détailler cette méthode, car elle sert souvent de base pour le développement des autres méthodes de linéarisation.

III.1. En IF ou RF : prédistorion analogique

III.1.1. En phase et en gain.

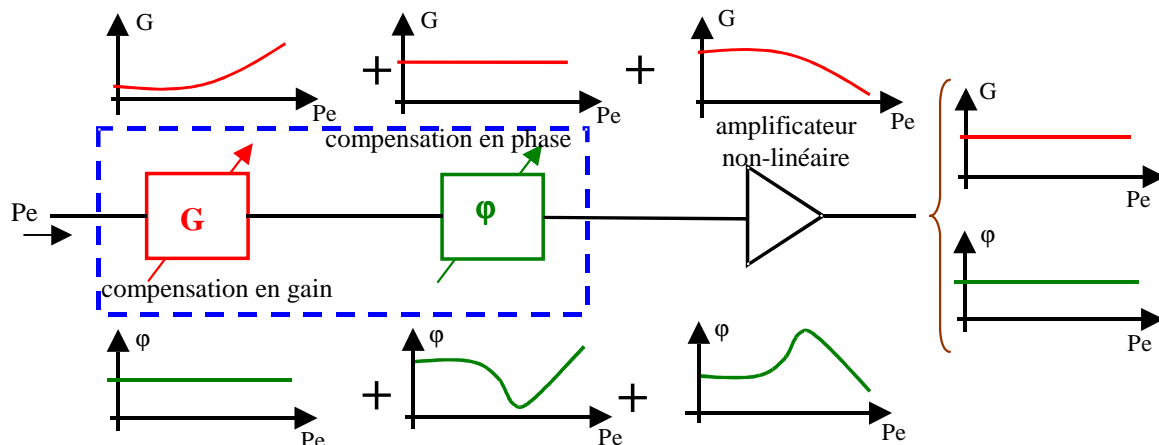


Figure 5 : Système de linéarisation par prédistorion. Une compensation en gain et une compensation en phase sont rajoutées afin d'obtenir en sortie un fonctionnement purement linéaire (gain et déphasage constants) pour tous les niveaux de puissance présents en entrée.

Le principe consiste à faire une pré-compensation des distorsions engendrées par l'amplificateur lorsqu'il fonctionne dans la zone de compression de gain. Connaissant l'allure du déphasage (AM/PM) et du gain (AM/AM) de celui-ci, le circuit de prédistorion doit

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

réaliser une compensation de gain ainsi qu'une compensation de phase [12-14]. Un tel système permet d'obtenir une amplification globale ayant un gain et un déphasage constants quel que soit le niveau de puissance appliqué en entrée.

Il est aussi possible (Fig. 6) de réaliser la prédistorsion grâce à une sommation vectorielle de deux signaux, dont l'un des deux ou les deux subissent une extension et/ou une compression de gain [12].

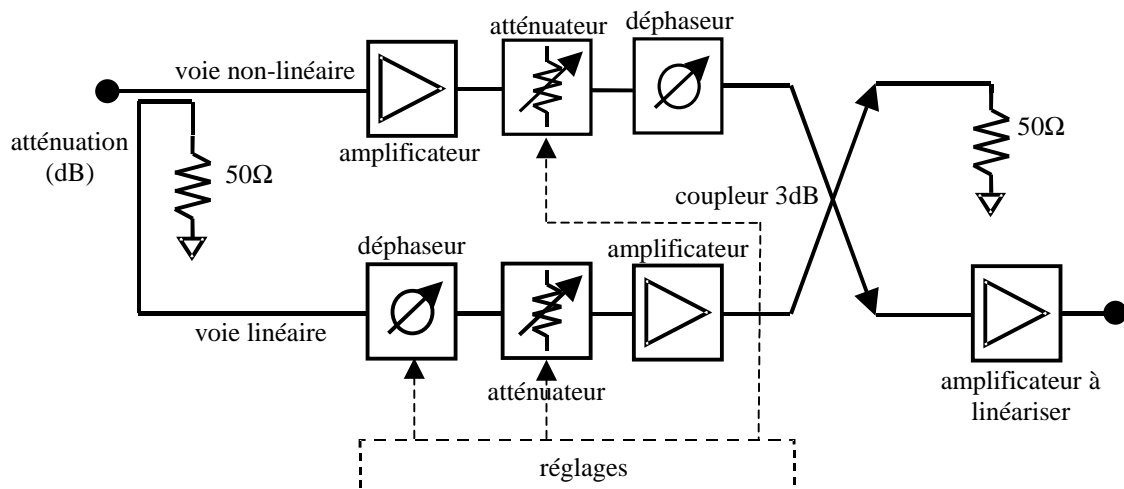


Figure 6 : Synoptique du système de prédistorsion utilisant la recombinaison vectorielle.

La voie linéaire fonctionne toujours en petit signal permettant ainsi d'avoir un gain toujours constant. Par contre, la voie non-linéaire travaille en petit et grand signaux engendrant ou non une augmentation du gain et une variation de phase. La recombinaison vectorielle est réalisée en ajustant le déphaseur en amont de l'amplificateur linéaire et l'atténuateur en aval du non-linéaire [16]. Ce montage permet vis-à-vis du linéariseur précédent d'effectuer ou non une compensation en gain, mais en contrepartie, celui-ci consomme plus d'énergie, ce qui réduit le rendement de l'ensemble : linéariseur + amplificateur [12].

III.1.1.1. Par montage 'cascode'.

Une autre méthode consiste à utiliser les propriétés du montage 'cascode' qui réalise essentiellement une compensation de gain [17]. Comme le montre la figure 7, l'utilisation d'un FET 'froid' en configuration de grille commune permet de créer la compensation en gain grâce à la commande de la tension grille du montage de linéarisation 'cascode'.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

L'évolution des courbes AM/PM de chacun des deux transistors fait que, en les associant, celles-ci peuvent se compenser ; ce qui permet ainsi de minimiser la conversion de phase de l'amplificateur.

Cette compensation est réalisée grâce à la différence entre l'évolution des phases des transconductances G_D et des capacités de chacun des transistors [18],[19]. Des selfs peuvent être rajoutées en entrée et en sortie du montage cascode pour favoriser ou non la compensation de phase du montage [11].

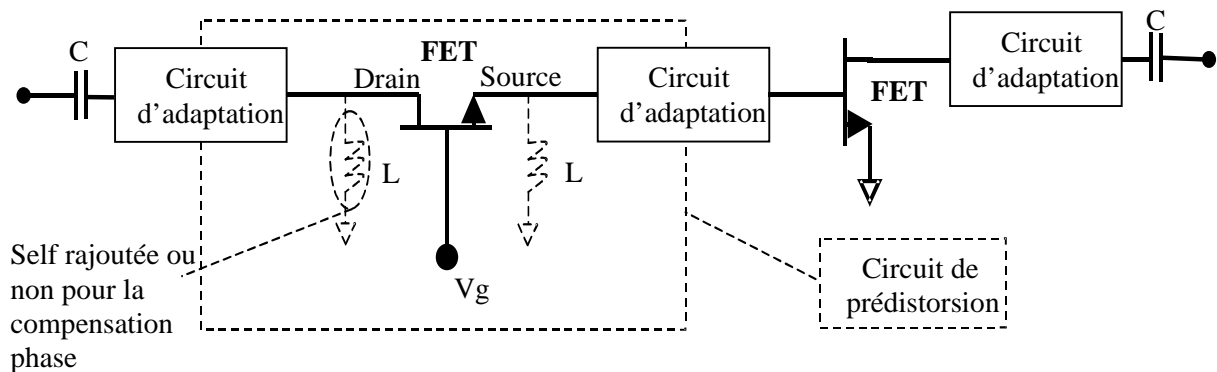


Figure 7 : Synoptique du système de prédistorion utilisant le montage cascode. Celui-ci peut venir après le transistor à linéariser.

III.1.1.2. Par diode.

Il est possible d'exploiter l'aspect résistif et capacitif de la diode pour réaliser à la fois la compensation en gain et la compensation en phase pour linéariser un amplificateur [20]. Le modèle de la diode (Fig. 8) peut être ramené à celui d'une résistance variable R_D , en fonction du niveau de puissance, mise en parallèle avec une capacité parasite C_p [21],[11].

Ainsi, en ayant optimisé la diode pour obtenir l'allure résistive et la valeur capacitive voulues pour de forts signaux, les compensations en gain et en phase sont réalisées.

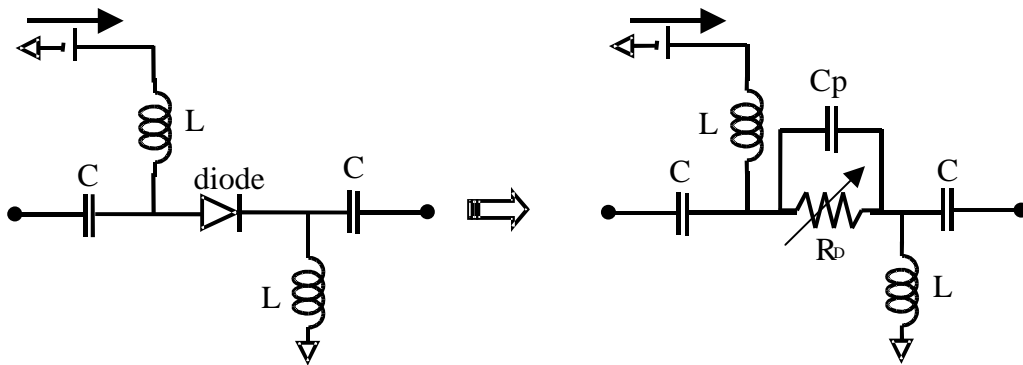


Figure 8 : Exemple d'un synoptique de linéarisation d'un amplificateur par prédistorsion à l'aide d'une diode optimisée pour réaliser les compensations en gain et en phase.

III.2. En bande de base : prédistorsion numérique

L'anticipation des distorsions engendrées par la partie amplificatrice peut être réalisée en pré-déformant le signal à amplifier. Cette prédistorsion est généralement engendrée en bande de base. Elle demande au préalable une caractérisation de l'amplificateur utilisé. Celui-ci doit être modélisé en régimes linéaire et non-linéaire par le biais de séries 'Volterra' (généralisation des séries de Taylor) ou autres procédés [22].

Connaissant le comportement de l'amplificateur en termes de conversion AM/AM et AM/PM, il est ensuite possible suivant le niveau de puissance appliqué : enveloppe variable ou non, de prédéformer le signal en bande de base afin que celui-ci soit après amplification de la forme linéaire souhaitée.

Différents systèmes ont été réalisés et ce pour différentes modulations [23-27]. Parmi les publications disponibles, une montre bien visuellement l'intérêt d'une telle prédistorsion [28]. Cette étude menée s'appuie sur la modélisation de l'amplificateur avec les séries de 'Volterra'. Par rapport à la caractérisation obtenue, le signal est pré-déformé suivant le niveau de puissance engendré par la modulation 64QAM (Fig. 9, à gauche).

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

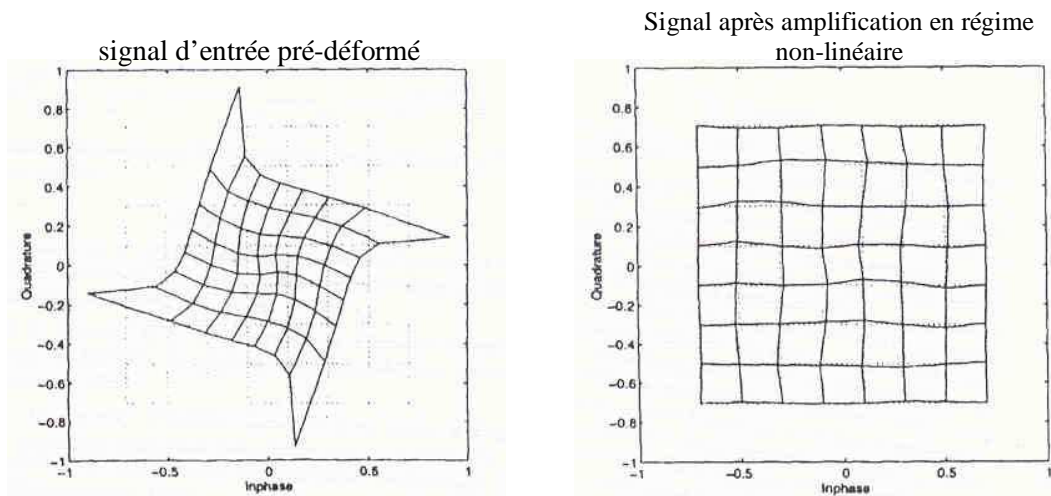


Figure 9 : Résultats d'un système utilisant une prédistorsion du signal en bande de base. A gauche, le signal d'entrée pré-déformé suivant l'analyse linéaire et non-linéaire de l'amplificateur. A droite, le signal après amplification en régime non-linéaire.

Les résultats montrent qu'une pré-déformation du signal permet d'utiliser l'amplificateur en régime non-linéaire : à un niveau de puissance de sortie élevé et un rendement en puissance ajoutée maximum. La linéarité est d'autant préservée que les distorsions engendrées par la partie amplificatrice sont au préalable prises en compte.

Ces différentes méthodes de prédistorsion nécessitent soit au préalable de caractériser l'amplificateur, soit de régler, suivant le signal appliqué ainsi que suivant son niveau de puissance, chacune des compensations : en gain et en phase [29].

La prédistorsion ne peut s'appliquer et être utilisée après optimisation, dans les cas décrits précédemment, que pour une application donnée et définie.

IV. Contre-réaction : Feedback

Basée sur le même principe que celui décrit précédemment, la méthode 'Feedback' a pour but d'améliorer la linéarité de l'amplificateur en agissant sur la compensation de gain et la compensation de phase en tenant compte des deux signaux présents en entrée et en sortie de l'amplificateur. Afin de s'affranchir d'une étude préalable sur la modélisation de l'amplificateur, la méthode 'Feedback' corrige dynamiquement les non-linéarités engendrées par l'amplificateur en comparant le signal avant amplification avec celui obtenu en sortie [30].

Différentes topologies existent, mais le principe reste le même, à savoir réaliser en entrée de l'amplificateur une compensation en gain et une compensation en phase en tenant compte du signal de sortie et des non-linéarités engendrées par l'amplificateur.

IV.1. Boucle de contre-réaction : Feedback Loop

IV.1.1. Directe.

Les compensations en gain et en phase sont gérées à l'aide d'un circuit de commande (Fig. 10) permettant ainsi de rattraper les non-linéarités engendrées par le fonctionnement en fort régime de l'amplificateur par comparaison de la forme du signal de sortie avec celle du signal d'entrée [31-33].

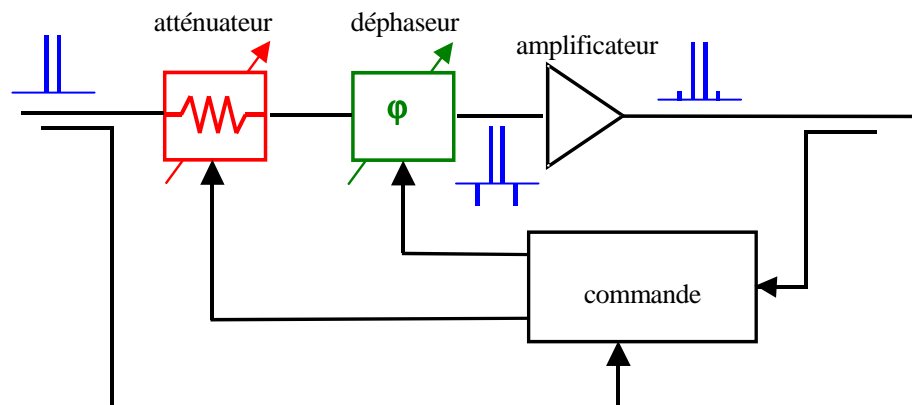


Figure 10 : Synoptique du système de linéarisation 'Feedback' par rebouclage direct.

IV.1.2. Indirecte.

Une autre méthode proche de la précédente réalise les compensations en entrée en rajoutant un signal pré-déformé. Le signal de sortie de l'amplificateur, associé ou non avec celui de l'entrée, est réinjecté en entrée après avoir été modifié pour réaliser la linéarisation (Fig. 11) [34]. Le but est toujours d'améliorer la linéarité de l'amplificateur fonctionnant en régime fort signal.

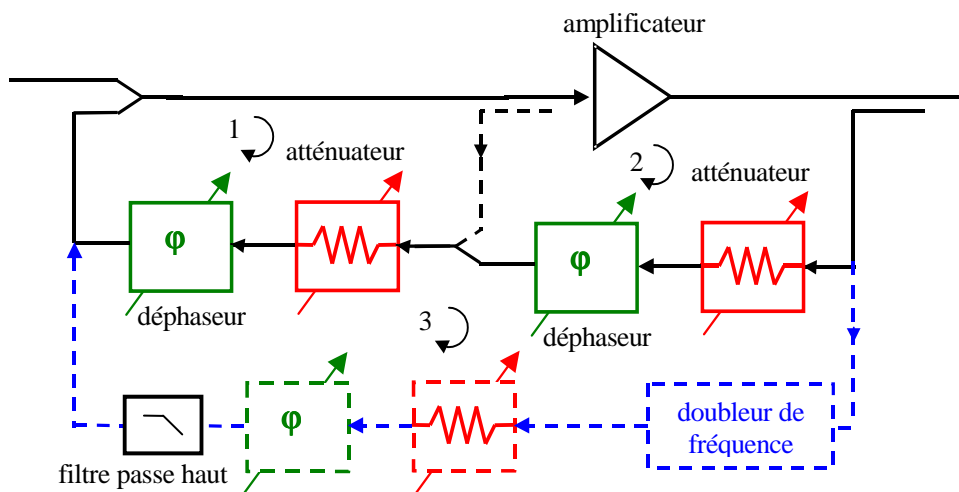


Figure 11 : Exemple de synoptiques du système de linéarisation 'Feedback' par rebouclage indirect.

Trois boucles sont représentées dans la figure 11. La boucle 2 [35], combinée ou non avec la boucle 1, réinjecte le signal de sortie, avec ou non le signal à amplifier, en entrée du système afin, comme décrit précédemment, de compenser l'apparition des raies d'intermodulation. La boucle 3 [36], propre pour un fonctionnement en biporteuses, réinjecte seulement à l'harmonique 2, à l'aide du doubleur de fréquence, les raies amplifiées ce qui permet, après ajustement en gain et phase, d'éliminer en sortie les raies d'intermodulation.

Bien d'autres architectures existent, mais il est à noter tout de même que plus l'architecture du système s'étoffe, plus la linéarité est améliorée ce, de manière dynamique, et quel que soit le niveau de puissance appliqué, mais plus la consommation du système augmente, diminuant fortement le rendement de l'ensemble : amplificateur de puissance + système de linéarisation.

IV.2. Adaptive Double Envelope Feedback (ADEF)

La linéarisation se fait par une prédistorsion de la phase du signal d'entrée en fonction de celle du signal de sortie et par une commande de la polarisation de grille (FET) ou de base (HBT) de l'étage de puissance de l'amplificateur (Fig. 12) [37].

La commande dynamique de la tension de grille ou de base permet de compenser le gain dans la zone de compression en l'augmentant ou non en agissant sur la classe de fonctionnement de l'amplificateur. Ainsi, grâce aux deux boucles, la compensation en gain et en phase peut se faire de manière indépendante.

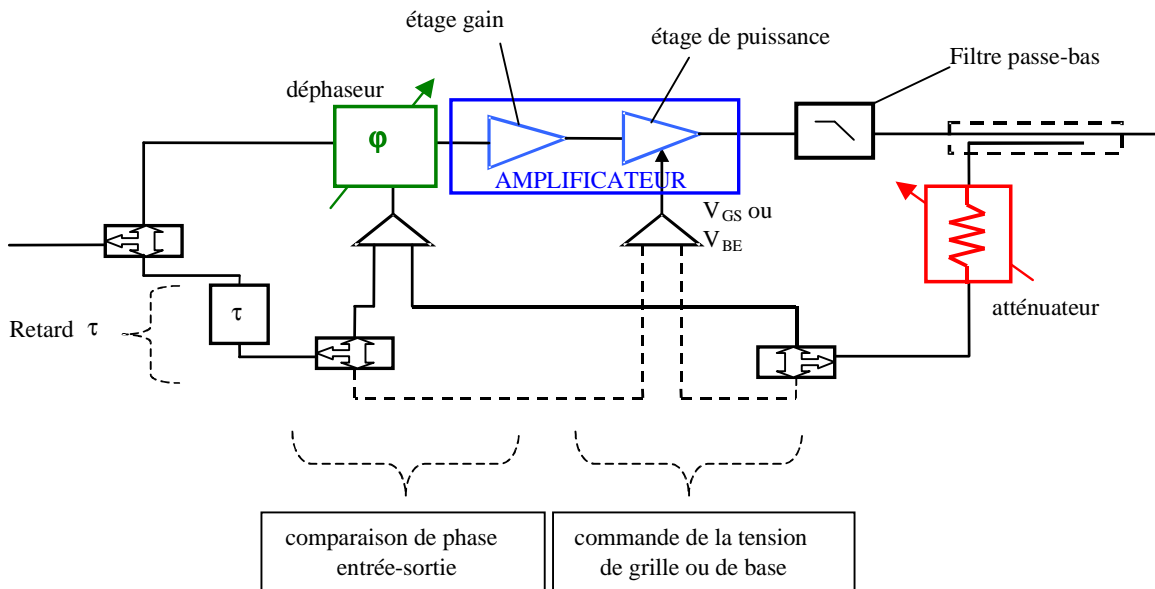


Figure 12 : Synoptique simplifié du système de linéarisation de type ADEF.

La commande de la polarisation de l'étage de puissance de l'amplificateur permet d'alléger le système de linéarisation et ainsi de favoriser le rendement en diminuant le nombre de cellules utilisées [38]. Seul un déphaseur commandé est à rajouter en entrée pour réaliser la compensation en phase.

IV.3. Cartesian Feedback

La méthode du 'Cartesian Feedback' reprend le principe de l'ADEF décrit précédemment : comparaison des signaux entrée-sortie [12]. Mais, dans ce cas, le montage travaille en bande de base sur les signaux I et Q de manière indépendante (Fig. 13). L'image

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

du signal de sortie est prélevée pour ensuite être démodulée et comparée à celle que l'on injecte en entrée de l'amplificateur fonctionnant en régime non-linéaire. De cette comparaison naît une erreur qui vient se rajouter au signal d'entrée. Ainsi par rebouclage, le signal de sortie est ajusté afin d'obtenir l'image amplifiée linéairement de celui présent en entrée du montage. La compensation en gain est ajustée grâce à l'atténuateur présent dans la boucle (Fig. 13). La compensation en phase est réalisée lors de la démodulation et de la modulation à l'aide du circuit « ajustement phase » [39-41].

Il faut noter que ce type de linéarisation ne peut s'appliquer que pour des signaux à modulation de type numérique.

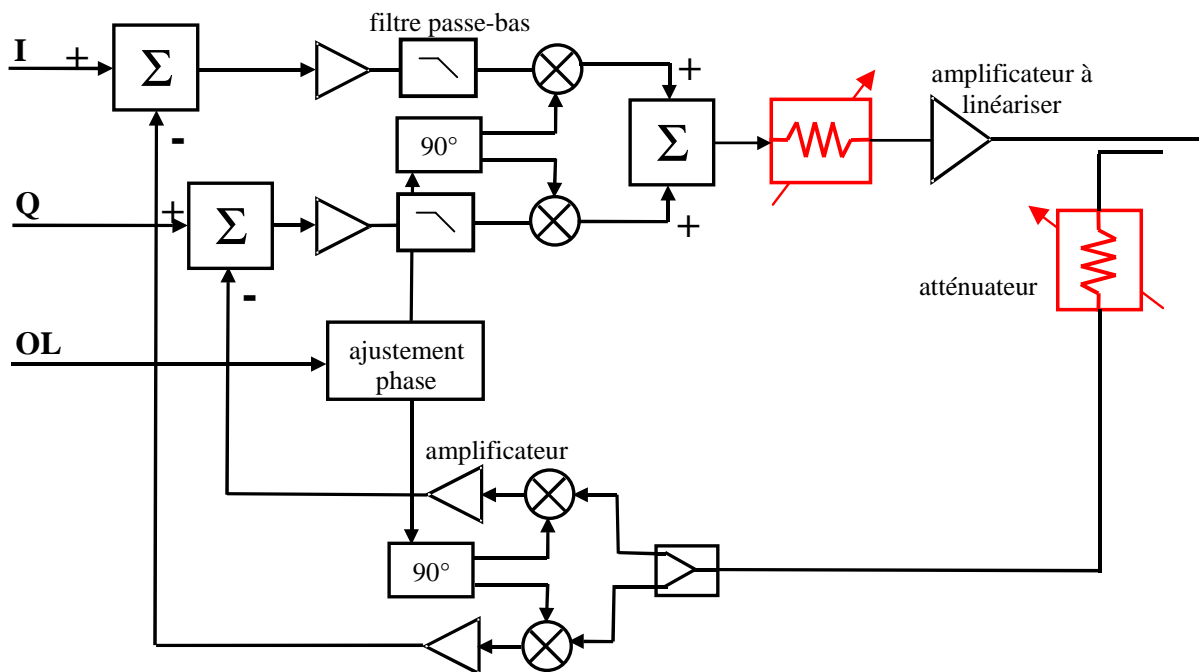


Figure 13 : Synoptique simplifié du système de linéarisation utilisant le principe du 'Cartesian Feedback'.

Le nombre d'éléments insérés pour réaliser le système dynamique de linéarisation est un critère prépondérant concernant la consommation de l'ensemble. L'architecture ne peut indéfiniment être améliorée et ce aux dépens du rendement du système : circuit de linéarisation + amplificateur de puissance.

V. LINC – CALLUM

V.1. LINC (Linear amplification with Non-linear Components)

Cette technique s'applique à des signaux modulés et utilise la propriété d'enveloppe constante de toutes les composantes modulées. Pour cela le signal d'entrée est séparé en deux composantes. Chacune des composantes est amplifiée séparément en régime non-linéaire : haut rendement et forte puissance de sortie, afin, d'être recombinaée en sortie (Fig. 14). Quel que soit le type de modulation numérique utilisée, le signal modulé doit être séparé en deux composantes modulées en phase seulement : enveloppe constante [42-44].

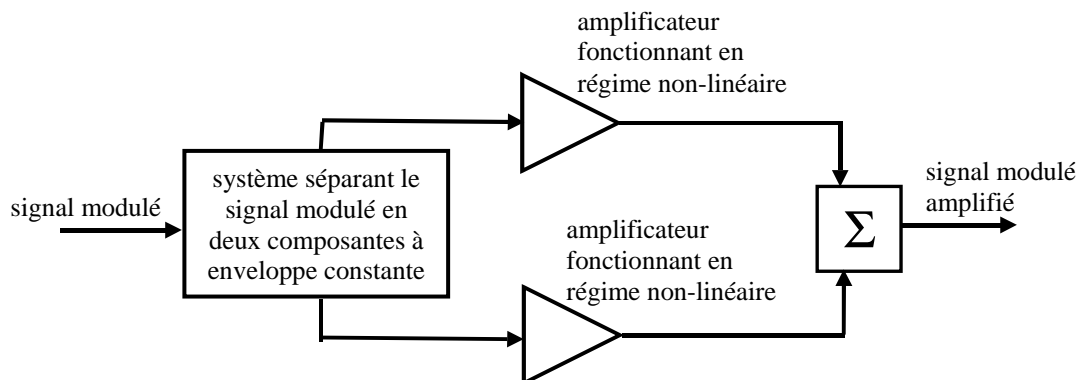


Figure 14 : Exemple de synoptique d'un système de linéarisation d'amplificateur de puissance utilisant la méthode du LINC.

Un problème subsiste tout de même, car la mise en œuvre concernant la séparation des deux composantes et l'obtention de deux amplificateurs identiques en fort signal sont tous deux difficiles à obtenir [45-47].

V.2. CALLUM (Combined Analog Locked-Loop Universal Modulator)

Les distorsions issues de la dispersion de la technologie utilisée pour les amplificateurs ainsi que les non-linéarités engendrées par les fluctuations des enveloppes des deux composantes issues de la méthode LINC, sont corrigées à l'aide d'une boucle ramenant l'image du signal de sortie en entrée (Fig. 15). Ce rebouclage en entrée permet d'ajuster dynamiquement la forme des deux signaux issus de la séparation [48-51].

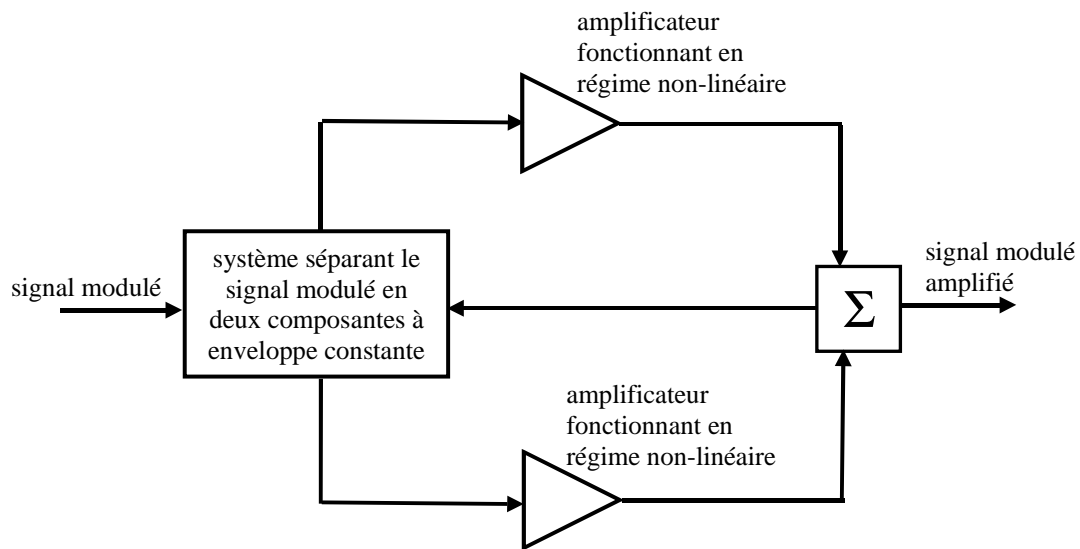


Figure 15 : Synoptique simplifié du système de linéarisation utilisant le principe CALLUM.

Cette méthode offre le même avantage que la méthode LINC : utilisation des amplificateurs en fort régime sans détériorer la linéarité. Mais la mise en œuvre du système de commande et de séparation du signal modulé en deux composantes à enveloppe constante reste tout de même difficile à concevoir.

VI. Feedforward

Ce principe fonctionne dans le domaine fréquentiel : on retire, après comparaison avec le signal d'entrée, les raies situées aux fréquences autres que celles du fonctionnement. Ce procédé nécessite au moins deux boucles, une pour séparer les raies d'intermodulation du signal utile et l'autre pour les supprimer (Fig. 16) [52],[53].

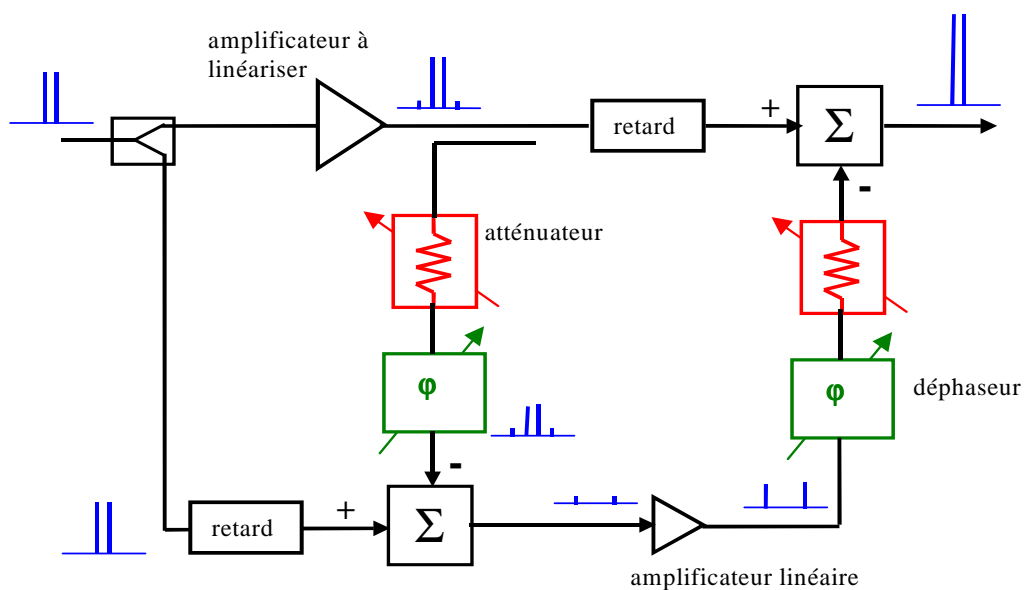


Figure 16 : Exemple d'un synoptique d'un système de linéarisation d'un amplificateur utilisant le principe 'Feedforward'.

Le signal d'entrée ainsi que le signal de sortie après amplification sont prélevés. En réalisant la différence de ces deux signaux, il est possible de récupérer seulement les raies d'intermodulation comme le montre la figure 16. L'amplificateur de la boucle fonctionne dans sa zone linéaire. Il doit amplifier les raies d'intermodulation sans engendrer de distorsion supplémentaire. Ainsi, en recombinaison des raies avec le signal sortant de l'amplificateur à linéariser, ne sont présentes, dans ce cas, en sortie que les raies porteuses [54],[55].

Cette méthode peut aussi être associée avec l'une des méthodes de type 'Feedback' afin d'améliorer la linéarité du système [56-58]. Mais comme énoncé précédemment, plus l'architecture de linéarisation s'étoffe et plus la consommation de l'ensemble risque d'augmenter fortement, dégradant ainsi le rendement en puissance ajoutée.

VII. Doherty

Créée à la base en 1936 par W.H.Doherty [59] cette méthode équivalente à un système de type « Load Pull actif » a suscité compte tenu de son intérêt différentes études.

Nous avons vu précédemment différents systèmes permettant d’améliorer la linéarité de la partie amplificatrice, mais ceci étant bien souvent au détriment du rendement en puissance ajoutée du système.

Le principe s’appuyant sur la méthode de Doherty contourne le problème de linéarité en se plaçant dans la zone linéaire de l’amplificateur : prendre un recul ‘backoff’ par rapport à la compression en gain (zone où le gain en puissance et le déphasage sont constants). Les architectures proposées et basées sur le Doherty permettent de pallier le problème de la consommation de l’amplificateur en régime linéaire, améliorant le rendement en puissance ajoutée. Principalement, seule la topologie de la partie amplificatrice est modifiée et le système nécessite que de peu d’éléments supplémentaires.

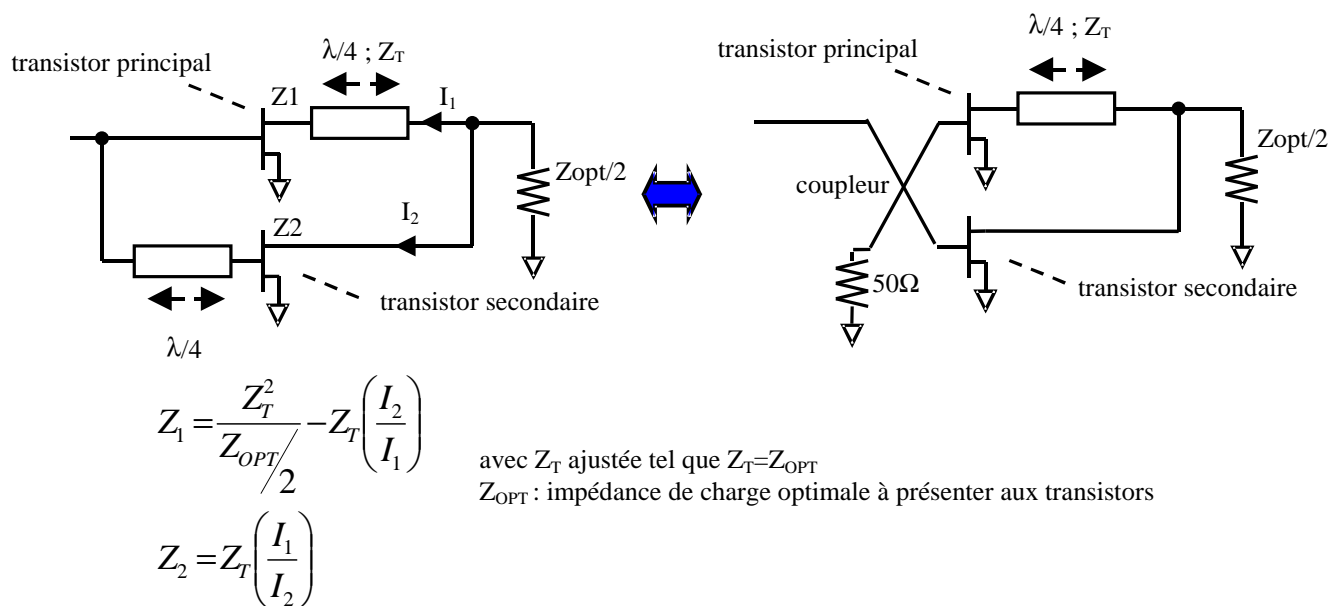


Figure 17 : Synoptique d’un montage basé sur le principe de Doherty.

La structure est composée de deux transistors fonctionnant tous deux dans des classes de fonctionnement différentes (Fig. 17), le transistor principal ayant une classe de fonctionnement moins pincée que celle du transistor auxiliaire. Une ligne de longueur $\lambda/4$ (λ étant la longueur d’onde de fonctionnement) est rajoutée en entrée du transistor auxiliaire et

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

peut être réalisée à l'aide d'un coupleur (Fig. 17). Une autre ligne de même longueur et optimisée pour avoir une impédance caractéristique Z_T égale à l'impédance de charge optimale Z_{OPT} est aussi rajoutée en sortie du transistor principal afin que les deux signaux issus de deux transistors se retrouvent en phase en sortie (recombinaison vectorielle). Le transistor auxiliaire permet donc de ramener ou non au transistor principal une charge commandée en fonction de la puissance appliquée en entrée de l'amplificateur. Le transistor auxiliaire se comporte comme une impédance commandée suivant le niveau de puissance présent en entrée du montage. La variation des deux impédances de charge permet de changer le comportement intrinsèque des transistors suivant le niveau de puissance [60].

Le rendement en puissance ajoutée est alors amélioré pour un fonctionnement en régime linéaire. La classe de fonctionnement du transistor auxiliaire est choisie de manière que le courant à ses bornes soit nul (Fig. 18) lorsque la puissance d'entrée est inférieure à celle du point α dB de compression (recul 'backoff') fixé.

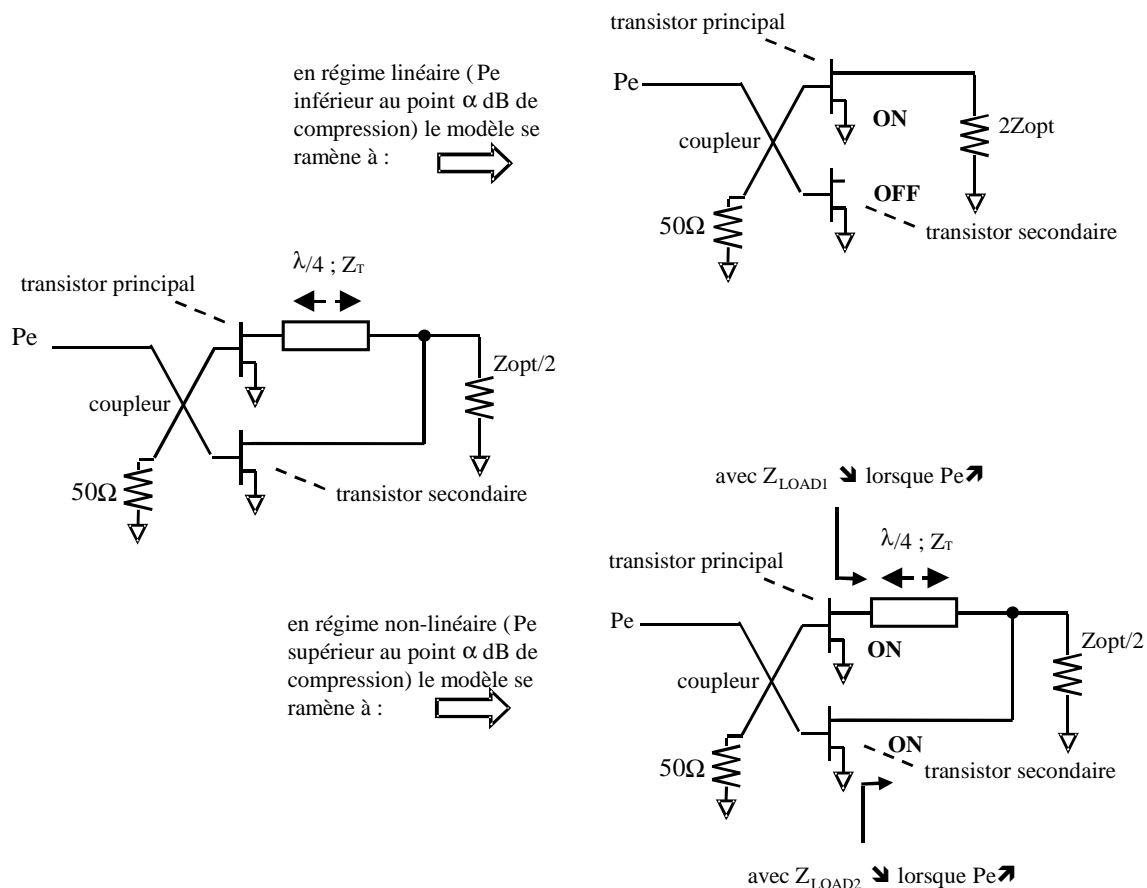


Figure 18 : Décomposition du fonctionnement du montage Doherty. En haut, est représenté le fonctionnement en régime linéaire et en bas celui en non-linéaire.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

Pour une puissance d'entrée allant jusqu'à α dB de recul par rapport au point 1 dB de compression en gain, seul le transistor principal fonctionne ($I_2=0$). Une impédance [$2Z_T^2/Z_{opt} = 2 Z_{opt}$] est ramenée en sortie du transistor principal dans ce cas. Une fois ce point α de recul atteint, le transistor auxiliaire se met à conduire, apportant le reste de la puissance nécessaire en sortie de l'amplificateur. L'impédance Z_T étant optimisée à Z_{opt} permet de présenter au transistor principal en fort niveau Z_{opt} et $2Z_{opt}$ en bas niveau de puissance [61-63].

Mais le fait de faire fonctionner les deux transistors dans une classe différente change le comportement linéaire de l'amplificateur. Comme le montre la figure 19, un compromis en termes de rendement/linéarité subsiste toujours. Le recul en puissance par rapport au point 1 dB de compression en gain n'implique pas forcément une amélioration de la linéarité (Fig. 19). Le choix de la polarisation du transistor auxiliaire devient alors prépondérant [64].

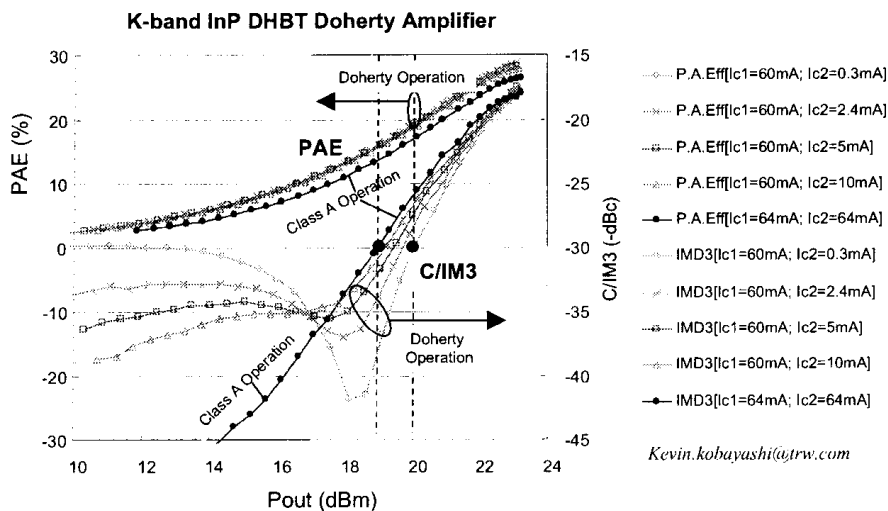


Figure 19 : Courbes de gain, de puissance et IMR_3 suivant le niveau de puissance appliqué en entrée.

Une solution afin de pallier les distorsions engendrées essentiellement par le transistor principal consiste à insérer un système de linéarisation basé sur le principe de la prédistorsion (Fig. 20).

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

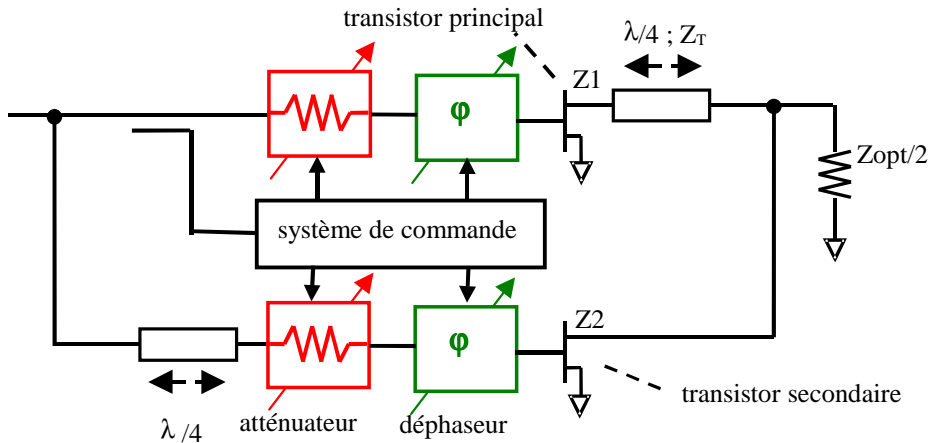


Figure 20 : Synoptique du montage Doherty associé à un système de linéarisation utilisant la prédistorion des signaux suivant le niveau de puissance appliqué en entrée.

Cette méthode commandée par le niveau de puissance présent en entrée permet d'améliorer la linéarité grâce au système de prédistorion, et le rendement en puissance ajoutée grâce au principe de Doherty, pour des signaux ayant une puissance proche du point de recul α dB [65].

VIII. Commande de la polarisation de l'amplificateur

Nous venons de voir qu'un compromis entre la linéarité et la consommation existe concernant les amplificateurs de puissance. Il est difficile d'allier à la fois le rendement en puissance ajoutée avec la linéarité. Bien souvent, les systèmes destinés à améliorer la linéarité de l'ensemble consomment de l'énergie, dégradant le rendement et vice-versa.

Le souci majeur est donc d'allier un comportement linéaire de l'amplificateur avec ses performances en puissance, d'allier la linéarité obtenue en régime petit signal avec les performances électriques obtenues en fort signal.

La commande dynamique de la polarisation de l'amplificateur permet de modifier intrinsèquement son comportement suivant le niveau de puissance appliqué en entrée. Cette méthode, suivant les cas, permet ou non d'améliorer à la fois la linéarité ainsi que le rendement.

Plusieurs systèmes sont proposés dans la littérature. Nous proposons de les classer suivant la commande réalisée : à savoir en utilisant une seule tension de polarisation ou en utilisant les deux tensions de polarisation de l'amplificateur.

VIII.1. Avec une tension de polarisation

Le but étant comme décrit précédemment d'améliorer la linéarité et/ou le rendement de l'amplificateur suivant un système basé sur le principe du 'Feedback' ou du 'Feedforward' : utilisation soit du signal de sortie ou soit d'entrée pour réaliser la commande de la polarisation [66-70].

Par la suite, nous détaillerons seulement une des méthodes basée sur le principe EER (Envelope Elimination and Restoration).

VIII.1.1. EER.

Cette linéarisation s'appuie sur la commande intrinsèque de l'amplificateur suivant la forme de l'enveloppe du signal d'entrée. L'idée fut mise au point en 1950 par Kahn. Cette technique dite aussi de 'Kahn' consiste à éliminer et à restaurer l'enveloppe du signal modulé

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

(EER Envelope Elimination and Restoration), permettant ainsi de concilier les performances en rendement avec la linéarité du système. En effet après détection de l'enveloppe du signal, celle-ci est éliminée du signal d'entrée rendant le signal à amplifier constant avec un seul niveau de puissance (Fig. 21). L'enveloppe est ensuite restituée par le biais de la commande de la polarisation de drain (pour un FET) qui se trouve modulée suivant la forme de l'enveloppe (Fig. 21). Le fait d'amplifier avec un seul niveau de puissance permet d'amplifier le signal en fort signal tout en restant linéaire (similaire à la méthode LINC). Le fonctionnement en régime non-linéaire permet d'allier la linéarité : un seul niveau de puissance, avec les performances optimales de l'amplificateur en termes de puissance de sortie et de rendement en puissance ajoutée [71-73].

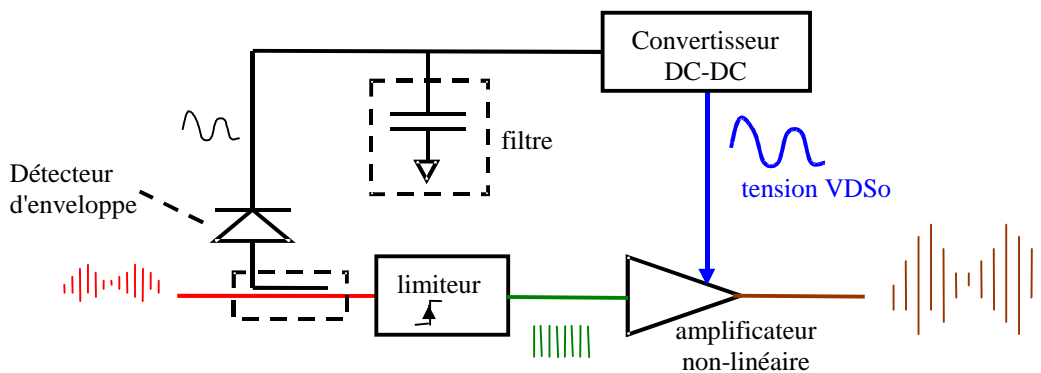


Figure 21 : Synoptique du système de linéarisation EER améliorant à la fois la linéarité et les performances en puissance de l'amplificateur.

Cette méthode remplit bien son rôle, qui est d'améliorer la linéarité de l'ensemble ainsi que le rendement en puissance ajoutée. Mais ce système reste limité concernant la bande de fréquence de la modulation (fréquence de l'enveloppe).

L'Université de Californie a développé des travaux sur une méthode de linéarisation (Fig. 22), en s'inspirant du principe EER pour la gestion de la commande de polarisation de l'amplificateur. Le signal (I et Q) en bande de base est issu d'un DSP, puis un modulateur IQ génère la modulation autour de la fréquence de fonctionnement RF. Contrairement à la méthode EER, ce signal d'entrée n'est pas réduit pour l'amplification à un signal à enveloppe constante (absence du limiteur). Mais le principe de commande de la tension de drain de l'amplificateur (en technologie FET) est utilisé et le signal de commande est fourni directement par ce même DSP (Fig. 22) [74].

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

Le convertisseur DC-DC fournissant le courant nécessaire à l'amplificateur est réalisé en technologie hybride avec des HBTs GaAs et fonctionne à une fréquence d'échantillonnage de 10 MHz [75].

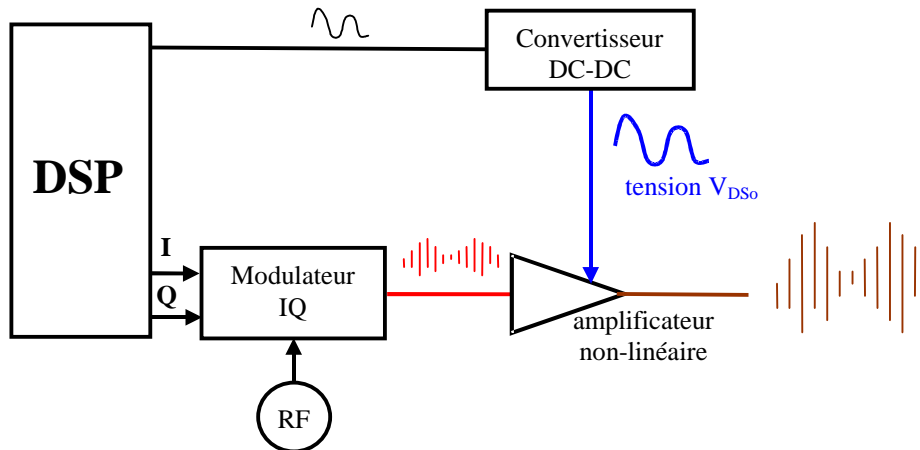


Figure 22 : Principe de linéarisation développé par l'Université de Californie.

Le signal utilisé pour cette application est un signal modulé à 950 MHz sur une bande de 1.4 MHz (soit un débit de 700 Kbaud/s) destiné à une application de type IS-95 CDMA.

Les performances obtenues pour l'amplificateur seul, pour un fonctionnement en classe A, sont de 15 % pour le rendement en puissance ajoutée et de -36 dBc pour l'ACPR défini sur une bande de 30 KHz avec un décalage de 3 MHz.

Les rendements sont calculés suivant les formules :

$$\text{rendement en puissance ajoutée : } PAE = 100 \frac{P_s - P_e}{P_{dc}} (\%)$$

$$\text{rendement de drain ou de sortie : } \eta_{aj} = 100 \frac{P_s}{P_{dc}} (\%) \quad (1)$$

En ne tenant compte que de l'amplificateur, l'amélioration des performances est de 7 points concernant le PAE et de 6 dB concernant l'ACPR.

Cette méthode montre qu'il est possible en commandant dynamiquement la tension de drain suivant la forme de l'enveloppe du signal à amplifier, d'améliorer à la fois le rendement en puissance ajoutée et la linéarité.

Si l'on rajoute la consommation du convertisseur DC-DC pour l'évaluation du rendement de drain de l'ensemble : système de linéarisation + amplificateur de puissance, celui-ci passe de 35% à 27,3%, représentant un chute de 7,7 points (Tableau 1). Le

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

rendement reste amélioré par rapport à un fonctionnement classique en classe A de l'amplificateur [76].

Puissance fournie par le convertisseur DC-DC	rendement du convertisseur DC-DC	Puissance de sortie de l'amplificateur	Consommation DC-DC	Tension VDS	Courant Ids	rendement en drain de l'amplificateur	rendement drain ensemble
857 mW	74%	300mW	240 mW	9 V	95,2 mA	35%	27,30%

Tableau 1 : Performances obtenues avec le système développé par l'Université de Californie.

Ce montage présente tout de même plusieurs inconvénients :

- débit de l'information limité,
- génération en sortie de deux raies 'spurious' situées à ± 10 MHz du fondamental (correspondant à la fréquence d'échantillonnage).

En effet, l'utilisation d'un convertisseur DC-DC limite fortement la bande de fonctionnement : il est difficile d'allier fréquence d'échantillonnage et rendement. Plus le débit est important et plus la consommation du convertisseur augmente.

Des travaux visant à améliorer ce système de linéarisation sont aussi développés par le laboratoire IRCCyN à Nantes [77].

VIII.2. Avec les deux tensions de polarisation

Comme nous l'avons vu la linéarisation d'un amplificateur en technologie FET (ou HBT) et l'amélioration du rendement du montage peut se faire en commandant soit la tension de grille (base), soit la tension de drain (collecteur) de celui-ci.

Différentes études ont montré que le principe pouvait s'étendre, en venant commander mutuellement les deux tensions de polarisation, afin d'améliorer la linéarité et le rendement de l'amplificateur.

Le but de la démarche est de faire varier les tensions de polarisation en accord avec le niveau de l'enveloppe en entrée. Comme le montre la figure 23 pour une technologie FET, la commande de la tension de grille permet en fait de déplacer le cycle de charge verticalement dans la caractéristique intrinsèque du transistor $I[V]$, alors que la commande de drain le déplace horizontalement. Si l'on commande simultanément les deux tensions, le cycle de charge se déplace de manière parallèle tout en gardant son inclinaison [78-80].

Ainsi le fonctionnement de l'amplificateur est auto-adapté intrinsèquement suivant le niveau de puissance appliqué en entrée. Le niveau de puissance : excursion du cycle de charge, est ajustée dans le réseau $I[V]$ afin d'éviter les zones de compressions (zone

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

ohmique et zone d'avalanche) et afin d'établir seulement le courant nécessaire pour l'amplification. Le cycle de charge s'éloigne de l'origine ($I_{DS} = 0A$ et $V_{DS} = 0V$) lorsque la puissance en entrée augmente.

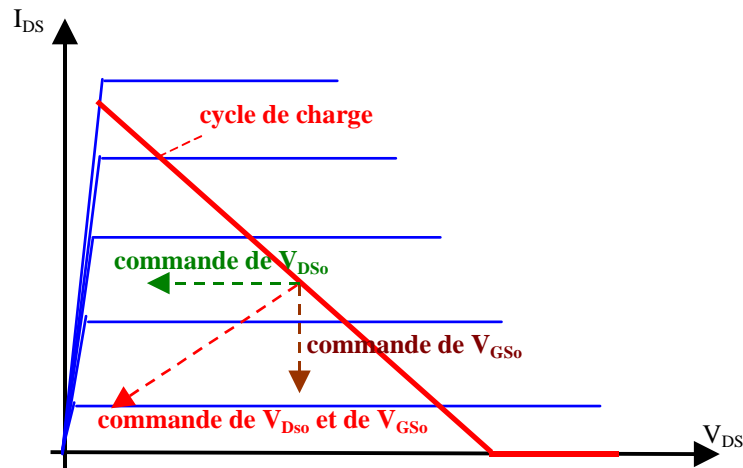


Figure 23 : Représentation de l'évolution du cycle de charge intrinsèque du transistor suivant la commande de polarisation utilisée.

Une telle méthode permet de préserver la linéarité : proche de celle obtenue en petit signal, et permet d'améliorer le rendement en puissance ajoutée.

L'Université de Michigan aux Etats Unis a appliqué le principe de la détection d'enveloppe avec la commande des deux tensions de polarisation pour l'amplification d'un signal modulé numérique de type 16QAM [81],[82].

La modulation 16QAM possède 3 niveaux d'amplitude et 12 de phase (Chapitre III). Pour remédier au mauvais rendement de l'amplificateur pour le plus faible niveau d'amplitude, ils auto-adaptent le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur suivant le principe décrit précédemment.

Plusieurs comparaisons sont réalisées entre un système de commande utilisant un convertisseur DC-DC (Fig. 24) et un système utilisant des transistors en tant qu'interrupteurs (Fig. 25).

La méthode utilisant le convertisseur se ramène à celle développée par l'Université de Californie (dérivée de la méthode EER) en intégrant en plus la commande de la tension de polarisation en entrée (grille ou base).

La méthode avec les transistors fournit une commande discrète pour la tension de polarisation de sortie (drain ou collecteur). Contrairement au convertisseur DC-DC qui assure une commande dynamique continue, ce principe applique dynamiquement suivant le

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

niveau de puissance d'entrée une polarisation donnée : soit un jeu de trois points de polarisation pour la modulation 16QAM.

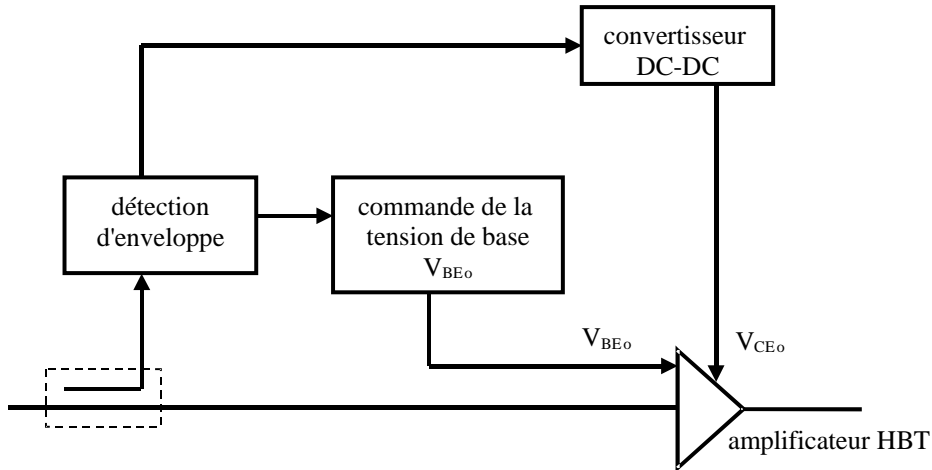


Figure 24 : Principe de linéarisation utilisant les deux tensions de polarisation de l'amplificateur et un convertisseur DC-DC.

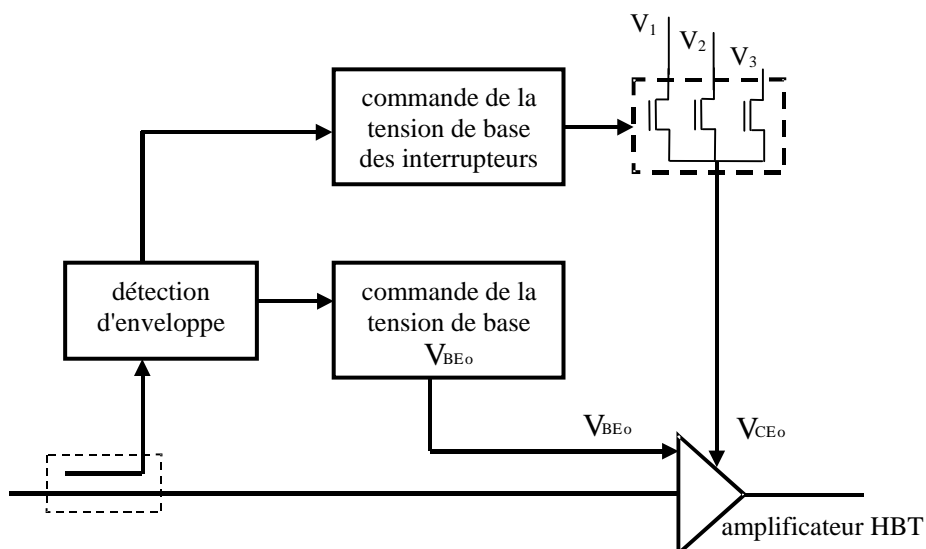


Figure 25 : Principe de linéarisation commandant les deux tensions de polarisation de l'amplificateur de manière discrète.

Suivant le niveau de puissance délivré à l'entrée de l'amplificateur, les tensions de polarisation sont appliquées de façon à ce que la puissance consommée soit la plus faible possible tout en préservant la linéarité obtenue grâce au recul 'backoff', 5 dB pour cette étude, pris pour l'amplification de la modulation 16QAM.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

	Fonctionnement de l'amplificateur en classe A	Méthode utilisant le convertisseur DC-DC	Méthode de discrétisation
PAE (%)	10,6	29,9	21,2

Tableau 2 : Comparaison des différentes performances obtenues suivant la méthode de linéarisation utilisées en simulation.

Les simulations obtenues (Tableau 2) montrent une amélioration plus importante du rendement en puissance ajoutée pour le système utilisant le convertisseur DC-DC par rapport à un fonctionnement en classe A de l'amplificateur. Le rendement reporté dans le tableau 2 est celui de l'amplificateur seul, la consommation du système de linéarisation n'est pas prise en compte.

Par la suite (Chapitre IV), nous reprendrons cette technique et nous proposerons une amélioration pour que les performances obtenues dépassent celles classiquement obtenues avec un convertisseur DC-DC tant au niveau de la linéarité et des performances en puissance du système : amplificateur + linéarisation, qu'au niveau du comportement spectral : phénomènes d'apparition de raies parasites 'spurious'.

IX. Conclusion

Ce chapitre montre qu'un grand nombre de systèmes destinés à améliorer les performances de l'amplificateur en termes de puissance mais aussi de linéarité existent.

Le compromis en termes de rendement et de linéarité reste tout de même présent dans chaque cas. Il est difficile d'allier l'amélioration de la linéarité avec la baisse de la consommation : l'ajout d'éléments supplémentaires pour la linéarisation nécessite bien souvent de l'énergie.

La commande du comportement intrinsèque de l'amplificateur semble être, comme nous venons de le voir, une alternative intéressante par rapport aux différentes méthodes précédemment énoncées.

La méthode que nous proposons par la suite (Chapitre IV), reprend le principe avancé par Monsieur Luc Lapierre du CNES de Toulouse [83].

La solution est inspirée de la méthode EER et s'appelle « Emetteur de signaux radioélectriques modulés à polarisation d'amplificateur auto-adaptée » et a déjà fait l'objet d'un brevet.

Nous avons vu que le principe de la méthode EER est de faire une détection d'enveloppe pour venir commander la tension de polarisation de drain ou de collecteur de l'amplificateur. Seul le signal RF est amplifié, après élimination de l'enveloppe, par l'amplificateur. La forme de l'enveloppe est obtenue grâce à la commande en tension de la polarisation, faisant en quelque sorte de l'amplificateur un modulateur d'amplitude actif. Cette méthode permet d'obtenir de meilleures performances en termes de rendement et de linéarité, mais ce pour des débits qui ne peuvent pas trop s'étendre à cause de la limitation en fréquence du convertisseur DC-DC. De plus toutes les erreurs de modulation ou de détection sont amplifiées par le système.

Pour pallier ces différents problèmes et toujours en vue d'améliorer encore plus le rendement et la linéarité, Monsieur Luc Lapierre a établi un procédé, différent de la méthode EER, permettant d'obtenir les performances optimales que peut délivrer l'amplificateur et ce pour tout niveau de puissance en entrée dans le cas d'une modulation.

La commande du circuit délivrant les tensions de grille et de drain se fait de manière discrète et est basée directement à partir du mot binaire issu de la modulation. Ainsi et

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

suivant le niveau de puissance délivré à l'entrée de l'amplificateur, les tensions de polarisation sont appliquées de façon à ce que la puissance consommée soit la plus faible possible tout en préservant la linéarité.

De plus l'utilisation de transistors issus de la même technologie que celle de l'amplificateur permet , avec une faible consommation du circuit de linéarisation, de commander la tension de drain pour des débits beaucoup plus élevés que ceux rencontrés lors de l'utilisation de convertisseur DC-DC.

Pour le chapitre qui suit, nous proposons tout d'abord d'étudier, de caractériser et d'évaluer les phénomènes non-linéaires propres à un transistor FET, PHEMT.

Bibliographie

- [1] C. Gaquiere, and al., "Effects on the Linearity in Ka Band of Single or Double-Recessed PHEMT's", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, n°7, pp. 267-269, july 2000.
- [2] M.Iwamoto, and al., "Linearity Characteristics of GaAs HBTs and the Influence of Collector Design", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°12, pp. 2377-2388, december 2000.
- [3] J.C.Pedro, and al., "Evaluation of MESFET Nonlinear Intermodulation Distorsion Reduction by Channel-Doping Control", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, n°11, pp. 1989-1997, november 1997.
- [4] K.H.Ahn, and al., "Effects of Source and Load Impedance on the Intermodulation Products of GaAs FETs", 2000 IEEE.
- [5] T.Iwai, and al., "High Efficiency and High Linearity InGaP/GaAs HBT Power Amplifiers : Matching Techniques of Source and Load Impedance to Improve Phase Distorsion and Linearity", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 45, n°6, pp 1196-1200, june 1998.
- [6] H.Yamada, and al., "The Effect of Source Impedance on Linearity in InGaP/GaAs Power HBTs", 1996 IEEE MTT-S Digest, pp. 555-558, 1996.
- [7] J.Lajoinie, "Contribution à la conception optimale en terme de linearité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses", n° ordre 9-2000, Thèse Université de Limoges, 2000.
- [8] F.H.Raab, and al., "Power amplifiers and Transmitters for RF and Microwave", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°3, pp. 814-826, march 2002.
- [9] F.Launay, and al., "Nonlinear Amplifier Modeling Taking Into Account HF Memory Frequency", IEEE MTT-S Digest, pp. 865-868, 2002.
- [10] T.Reveyrand, "Conception d'un système de mesure d'enveloppes temporelles aux accès de modules de puissance. Application à la mesure du NPR et à la modélisation comportementale d'amplificateurs.", thèse n° 15-200 2, Université de Limoges, 2002.
- [11] S.C.Cripps, "Advanced Techniques in RF Power Amplifier Design", Artech House, ISBN : 1-58053-282-9, 2002.
- [12] A.Guy, "Etude, conception et réalisation d'un système de linéarisation d'amplificateurs de puissance à état solide pour des applications spatiales", thèse, Université de Toulouse, 2000.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

- [13] G.Hau, and al., "High Efficiency, Wide Dynamic Range Variable Gain and Power Amplifier MMICs for Wide-Band CDMA Handsets", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, n°1, pp.13-15, January 2001.
- [14] G.Hau, and al., "A Highly Efficient Linearized Wide Band CDMA Handsets Power Amplifier Based on Predistortion Under Various Bias Conditions", IEEE Transactions on Microwave and Techniques, vol. 49, n°6, pp. 1194-1201, June 2001.
- [15] G.Hau, "57% Efficiency, Wide Dynamic Range Linearized heterojunction FET-based Power Amplifier for Wide-Band CDMA Handsets", GaAs IC Symposium, pp. 295-298, October 1999.
- [16] A.M.Khilla, and al., "Linearized L/C – Band SSPA / Upconverter for Mobile Communication Satellite", American Institute of Aeronautics and Astronautics, pp.86-93, 1996.
- [17] H.Hayashi, and al., "Quasi Linear Amplification Using Self Phase Distorsion Compensation Technique", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°11, pp. 2557-2564, november 1995.
- [18] M.Muraguchi, and al., "A 1.9 GHz-Band Ultra Low Power Consumption Amplifier Chip Set for Personal Communications", IEEE Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium, pp. 145-148, 1995.
- [19] M.S.Jeon, and al., "A New Active Predistorter With High Gain Using Cascode-FET Structures", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp.253-256, 2002.
- [20] C.W.Park, and al., "An Independently Controllable AM/AM and AM/PM Predistortion Linearizer for CDMA 2000 Multi-Carrier Applications", IEEE 2001.
- [21] C.Haskins, and al., "FET Diode Linearizer Optimization for Amplifier Predistorsion in Digital Radios", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, n°1, january 2000.
- [22] P.Casas, and al., "Modélisation système de circuits RF et micro-ondes faiblement non linéaires", thèse soutenue en 2003.
- [23] S.Andreali, and al., "Digital Linearizer for RF Amplifiers", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 43, n°1, pp. 12-19, march 1997.
- [24] Y.Yang, and al., "A New Predistorsion Linearizer Using Low Frequency Even Order IM Components", Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, pp. 416-419, 2000.
- [25] H.Besbes, and al., "A fast Adaptive Predistorter for Nonlinearly Amplified M-QAM Signals", IEEE, 2000.
- [26] A.Zhu, and al., "Adaptative Volterra-Based Predistorter Design for RF High Power Amplifiers", ICASSP-97 IEEE International Conference, vol. 3, pp. 2417-2420, 1997 IEEE Wireless Communications Conference, 1997.
- [27] G.Acciari, and al., "Baseband Predistortion Lineariser Using Direct Spline Computation".

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

- [28] M.Tummla, and al., "Volterra Series Based Modeling and Compensation of Nonlinearities in High Power Amplifiers", IEEE 1997, pp. 2417-2420.
- [29] J.Mingo, and al., "Performance of a New Digital Baseband Predistorter Using Calibration Memory", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, n°4, pp. 1169-1176, july 2001.
- [30] H.M.Park ,and al., "A New Predistortion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique for PCS High Power Amplifier Application", IEEE Radio and Wireless Conference, pp. 223-226, august 1999.
- [31] K.Yamamoto, and al., "A 3.2 V Operation Single Chip Dual Band AlGaAs/GaAs HBT MMIC Power Amplifier With Active Feedback Circuit Technique", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 35, n°8, pp. 1109-1120, august 2000.
- [32] Y.Seto, and al., "An Adaptive Predistortion Method for Linear Power Amplifiers", Vehicular Technology Conference Proceedings IEEE, pp. 1889-1893, vol. 3, 2000.
- [33] H.M.Park, and al., "A Predistortion Linearizer Using Envelope-Feedback Technique with Simplified Carrier Cancellation Scheme for Class-A and Class-AB Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°6, june 2000.
- [34] Y.Kim, and al., "Linearization of 1.85 GHz Amplifier Using Feedback Predistorsion Loop", IEEE MTT-S Digest, pp. 1675-1678, 1998.
- [35] J.Yi, and al., "Analog Predistorsion Linearizer for High Power RF Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 48, n°12, pp. 2709-2713, december 2000.
- [36] T.Nesimoglu, and al., "Second Harmonic Zone Injection for Amplifier Linearisation", IEEE, pp. 2353-2357, 1999.
- [37] J.S.Cardinal, and al., "A New Adaptive Double Envelope Feedback (ADEF) Linearizer for Solid State Power Amplifiers", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 43, n°7, pp. 1508-1515, july 1995.
- [38] B.A.Katz, and al., "Input Adaptive Linearizer System", IEEE MTT-S Digest, 2000.
- [39] M.Johansson, and al., "Transmitter Linearization Using Cartesian Feedback for Linear TDMA Modulation", IEEE MTT-S Digest, pp. 439-444, 1991.
- [40] E.G.Jeckeln, and al., "Adaptive Digital Predistorter for Power Amplifiers with Real Time Modeling of Memoryless Complex Gains", IEEE MTT-S Digest, pp. 835-838, 1996.
- [41] P.B.Kenington, and al., "A GSM Edge High Power Amplifier Utilising Digital Linearisation", IEEE MTT-S Digest, pp. 1517-1520, 2001.
- [42] F.J.Casadevall, and al., "Performance Analysis of QAM Modulations Applied to the LINC Transmitter", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 42, n°4, pp. 399-406, november 1993.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

- [43] S.O. Ampem-Darko, and al., "A Novel Technique for Gain/Phase Error Cancellation in LINC Transmitters", IEEE VTC, pp. 2034-2038, 1999.
- [44] B.Shi, and al., "A LINC Transmitter Using a New Signal Component Separator Architecture", IEEE VTC, pp. 1909-1913, 2000.
- [45] Q.Ren, and al., "Influence of Some Imperfect System Performances on Linearizers", IEEE MTT-S Digest, pp. 973-976, 1998.
- [46] C.P.Conradi, and al., "Evaluation of Lossless Combiner in a LINC Transmitter", IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, pp. 105-110, 1999.
- [47] B.Shi, and al., "A 200 MHz IF BiCMOS Signal Component Separator for Linear LINC Transmitters", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 35, n^o7, pp. 987-993, July 2000.
- [48] L.Sundstrom, "Automatic Adjustment of Gain and Phase Imbalances in LINC Transmitters", IEEE Electronics Letters, vol. 31, n^o3, pp. 155-156, February 1995.
- [49] D.J.Jennings, and al., "Adjacent Channel Power and Error Vector Magnitude Performance of Reduced Complexity CALLUM Systems", IEE Proc.-Commun, vol. 146, n^o5, pp. 297-302, October 1999.
- [50] X.Zhang, and al., "Gain and Phase Error Free LINC Transmitter", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 49, n^o5, pp. 1986-1994, September 2000.
- [51] K.Y.Chan, and al., "Analytical and Measured Performance of the Combined Analogue Locked Loop Universal Modulator (CALLUM)", IEE Proc-Commun, vol. 142, n^o5, pp. 297-306, October 1995.
- [52] Y.Yang, and al., "A New Linear Amplifier Using Low Frequency Second Order Intermodulation Component Feedforwarding", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n^o10, pp. 419-421, October 1999.
- [53] K.J.Parsons, and al., "A Highly Efficient Linear Amplifier for Satellite and Cellular Applications", IEEE, pp. 203-207, 1995.
- [54] X.Zhu, and al., "A Simple Method to Cut Down Configuration of Feedforward Power Amplifier", IEEE MTT-S Digest, pp. 791-794, 2000.
- [55] Y.Yang, and al., "New Linearization Method for the Modulated Signals with High Peak-to-Average Ratio : Peak-to-Average Ratio Reduction and Expansion", IEEE MTT-S Digest, pp. 777-780, 2002.
- [56] M.Faulkner, and al., "Amplifier Linearization Using RF Feedback and Feedforward Techniques", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 47, n^o1, pp. 209-215, February 1998.
- [57] P.B.Kenington, "A Wideband Lineariser for Single and Multi-Carrier 3G CDMA", IEEE VTC, pp. 248-252, 1999.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

- [58] A.Katz, "Linearization Reducing Distortion in Power Amplifiers", IEEE Microwave Magazine, pp. 37-49, december 2001.
- [59] W.H.Doherty, "A New High Efficiency Power Amplifier for Modulated Waves", Proceedings of the Institute of Radio Engineers, vol. 24, n°9, pp. 1163-1181, september 1936.
- [60] S.C.Cripps, "RF Power Amplifiers for Wireless Communications", Artech House, ISBN 0-89006-989-1, 1999.
- [61] C.Lagarde, "Réalisation d'un amplificateur Doherty à l'aide de deux transistors MESFET en technologie SiC", DEA 2003, Université de Limoges.
- [62] M.Iwamoto, and al., "An Extended Doherty Amplifier with High Efficiency Over a Wide Power Range", IEEE MTT-S Digest, pp. 931-934, 2001.
- [63] C.F.Campbell, "A Fully Integrated Ku-Band Doherty Amplifier MMIC", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 9, n°3, pp. 114-116, march 1999.
- [64] K.W.Kobayashi, and al., "an 18-21 GHz InP DHBT Linear Microwave Doherty Amplifier", IEEE MTT-S Digest, pp. 1-4, 2000.
- [65] F.H.Raab, "Efficiency of Doherty RF Power Amplifier Systems", IEEE Transactions on Broadcasting, vol. BC-33, n°3, pp. 77-83, september 1987.
- [66] L.Larson, and al., "Device and Circuit Approaches for Improved Wireless Communications Transmitters", IEEE Personal Communication, pp. 19-23, october 1999.
- [67] J.Staudinger, "an Overview of Efficiency Enhancements with Application to Linear Handset Power Amplifiers", IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, pp. 45-48, 2002.
- [68] J.Staudinger, "800 MHz Power Amplifier Using Envelope Following Technique", IEEE MTT-S Digest, pp. 301-304, 1999.
- [69] D.R.Conn, and al., "Increased Efficiency in QAM Power Amplifiers", IEEE MTT-S Digest, 1998.
- [70] T.Yoshimasu, and al., "An HBT MMIC Power Amplifier with an Integrated Diode Linearizer for Low Voltage Portable Phone Applications", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 33, n°9, pp.1290-1296,1998.
- [71] F.H.Raab, and al., "High Efficiency L-Band Kahn Technique Transmitter", IEEE MTT-S Digest, pp. 585-588, 1998.
- [72] D.K.Su, and al., "An IC Linearizing RF Power Amplifiers Using Envelope Elimination and Restoration", IEEE Journal of Solid State Circuits, vol. 33, n°12, pp. 2252-2258, december 1998.
- [73] K.C.Peng, and al., "A Novel EER Transmitter Using Two Point Delta Sigma Modulation Scheme for WLAN and 3G Applications", IEEE MTT-S Digest, pp. 1651-1654, 2002.

CHAPITRE 1 – SYSTEMES DE LINEARISATION D'UN AMPLIFICATEUR

- [74] P.M.Asbeck, and al., "Synergistic Design of DSP and Power Amplifiers for Wireless Communications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, n°11, pp. 2163-2169, november 2001.
- [75] G.Hannington, and al., "Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement with a 10 MHz HBT DC-DC Converter", IEEE MTT-S Digest, pp. 589-592, 1998.
- [76] M.Ranjan, and al., "Microwave Power Amplifiers with Digitally Controlled Power Supply Voltage for High Linearity", IEEE MTT-S Digest, 2000.
- [77] S.Reed, and al., "Optimisation des performances des amplificateurs de puissance utilisés dans les terminaux portables pour les communications mobiles de troisième génération. ", JNM, 2003.
- [78] A.A.M.saleh, and al., "Improving the Power Added Efficiency of FET Amplifier Operating with Varying-Envelope Signals", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol.31, n°1, pp. 51-56, january 1983.
- [79] G.Hanington, and al., "High Efficiency Power Amplifier Using Dynamic Power Supply Voltage for CDMA Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n08, pp. 1471-1476, august 1999.
- [80] P.Asbeck, and al., "Efficiency and Linearity Improvement in Power Amplifiers for Wireless Communications", Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, pp. 15-18, november 1998.
- [81] D.Smely, and al., "Improvement of Efficiency and Linearity of a Harmonic Control Amplifier by Envelope Controlled Bias Voltage", IEEE MTT-S Digest, pp. 1667-1670, june 1998.
- [82] Y.Kyoungsoon, and al., "Automatic Control of Efficiency and Linearity in Power Amplifiers for Low Power Wireless Communications", Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, pp. 113-118, september 1998.
- [83] L.Lapierre, "Emetteur de signaux radioélectriques modulés à polarisation d'amplification auto-adaptée", Brevet n°99.11943.

Deuxième Chapitre

XXXXX

**ANALYSE DE L'INFLUENCE DES
DIFFÉRENTES NON-LINÉARITÉS D'UN
TRANSISTOR PHEMT SUR LA
LINÉARITÉ**

I. Introduction

Lors d'une conception d'amplificateur de puissance, l'élément prépondérant est le modèle de transistor utilisé. En effet, celui-ci doit être fidèle au comportement du transistor pour permettre un fonctionnement proche de la réalité. Les critères souvent recherchés sont les performances en puissance du transistor mais aussi en termes de linéarité. L'étude menée dans ce chapitre montre que les capacités intrinsèques C_{GS} (grille-source) et C_{GD} (grille-drain) s'avèrent être à l'origine de la conversion de phase AM/PM des transistors en technologie FET ou PHEMT et donc de la linéarité en termes de IMD, ACPR ou autres [1].

Comme montré sur la figure 1, le déphasage entrée-sortie définit le déphasage du signal de sortie au niveau de la charge Z_L par rapport au signal issu du générateur E_G .

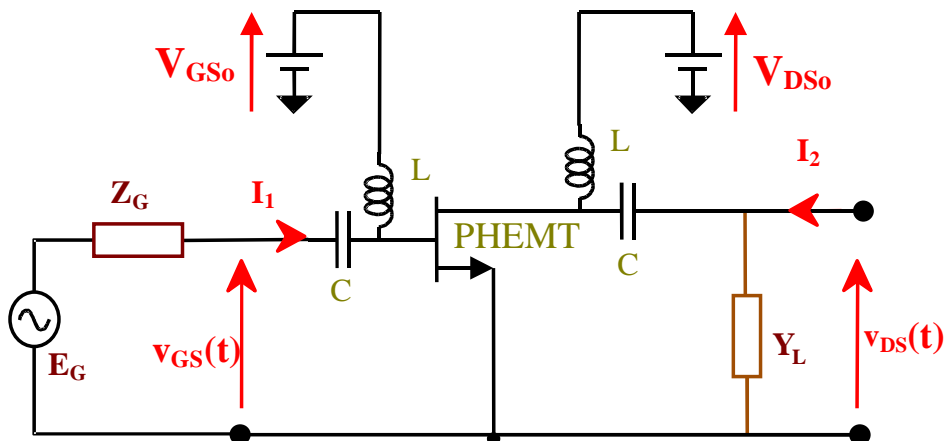


Figure 1 : Schéma d'un transistor PHEMT chargé sur une impédance optimale Z_L .

Le déphasage φ entrée-sortie est pris sur les composantes à la fréquence fondamentale des tensions $V_{DS}(t)$ et $E_G(t)$. Ce déphasage dépend de l'amplitude crête E_G du générateur.

La conversion de phase AM/PM tout comme la conversion de gain AM/AM (Fig. 2) apparaissent lorsque la puissance en entrée varie. La valeur utilisée pour déterminer la linéarité en termes de conversion de phase est l'écart du déphasage entre un fonctionnement petit signal et un point en puissance déterminé : comme par exemple le point à 1 dB de compression.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

$$\varphi(E_g) = \text{phase} \left(\frac{\bar{v}_{DS}(f_o)}{E_g(f_o)} \right) \quad \forall E_g \quad (1)$$

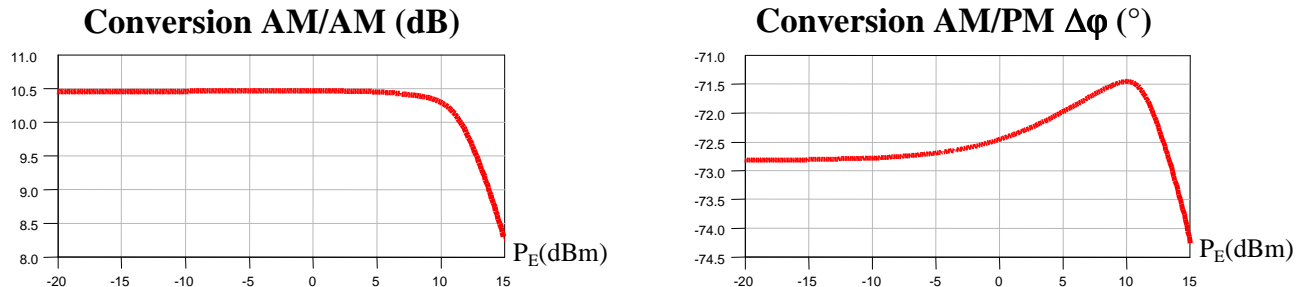


Figure 2 : Conversion de gain en puissance AM/AM, à gauche et conversion de phase, à droite, lorsque la puissance d'entrée varie.

Afin d'étudier l'influence des non-linéarités du transistor sur la linéarité en termes de conversion de phase [2],[3], ce chapitre se décompose en deux axes.

Le premier axe propose une nouvelle méthode d'extraction et de modélisation des capacités non-linéaires C_{GS} et C_{GD} du transistor réalisée le long d'un cycle de charge prédéterminé dans le réseau I[V]. Le transistor utilisé, qui est un P-PHEMT (Power-Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), présente la particularité d'avoir pour certains niveaux de polarisation -en grille et en drain- une capacité intrinsèque d'entrée C_{GS} ayant une fonction de description où la valeur capacitive est décroissante suivant le niveau de puissance appliqué en entrée.

Ce phénomène de décroissance de la capacité C_{GS} , le comportement inhabituel du transistor en termes de linéarité observé lors des simulations, ainsi que divers travaux menés montrant la corrélation entre la linéarité et la structure physique du composant [4-6], nous ont incités à étudier l'influence des non-linéarités intrinsèques sur la conversion de phase.

Le deuxième axe a donc pour but de mettre en avant la dépendance qui existe entre la conversion de phase et les trois non-linéarités fondamentales C_{GS} , C_{GD} et la source de courant de drain I_D . L'étude proposée mettra également en évidence la corrélation entre les impédances de fermeture aux d'accès du transistor et la valeur de la conversion de phase.

II. Modélisation du transistor utilisé

Comme décrit en introduction, le transistor utilisé pour l'étude est un P-PHEMT (Power -Pseudomorphic High Electron Mobility Transistor), issu de la fonderie d'UMS, avec un développement de grille de $0,15 \times 8 \times 75 \text{ } \mu\text{m}^2$ à double hétérojonctions (GaAs/InGaAs/AlGaAs) et appelé PPH15.

Avant d'effectuer l'étude sur les phénomènes intrinsèques des non-linéarités du transistor, celui-ci a été au préalable mesuré et modélisé.

Des mesures réalisées avec le banc à impulsion I[V] et paramètres [S] permettent de caractériser le comportement statique et dynamique du composant sur une gamme de fréquences allant de 2 à 40 GHz [7].

Des mesures en puissance en mode CW (Continuous Wave) sont aussi réalisées pour la fréquence 25,5 GHz avec le banc de mesure Load Pull actif [8]. Ces mesures permettent pour différents points de polarisation et différentes impédances de charge de valider le modèle du transistor issu des mesures en I[V].

II.1. Mesures et modélisation du transistor

Une structure classique incluant une source de courant commandée est choisie pour modéliser le transistor PHEMT [9], comme montré figure 3. Les éléments intrinsèques et extrinsèques du modèle du transistor sont extraits et ajustés par optimisation à partir de mesures en paramètres [S] pour différentes polarisations sur une bande de fréquences allant de 2 GHz à 40 GHz (Annexe 1).

Typiquement, les non-linéarités capacitives extraites des mesures varient selon les deux tensions de commande V_{GS} et V_{DS} . Dans notre cas, un nouveau modèle non-linéaire de capacités C_{GS} et C_{GD} à une dimension pour transistor Power-PHEMT est proposé. Les valeurs capacitives sont obtenues par extraction, à partir des paramètres [S] mesurés, le long d'un cycle de charge correspondant à un fonctionnement 'standard' en puissance du transistor. Comme démontré par la suite, le modèle résultant de cette méthode permet d'allier un fonctionnement du transistor fidèle à la réalité avec un temps de calcul réduit et une excellente convergence des outils de simulations non-linéaires. Cette approche est décrite de manière générale et est validée par des comparaisons entre des mesures de

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

puissance de type Load Pull et des simulations non-linéaires effectuées par la méthode d'équilibrage harmonique.

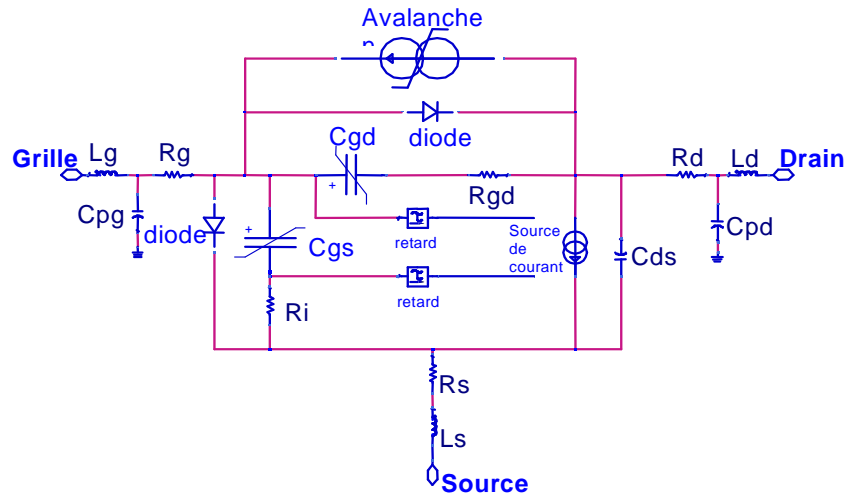


Figure 3 : Schéma du PHEMT avec une source de courant commandée utilisé pour la modélisation du transistor.

II.1.1. Détermination des éléments pour un fonctionnement électrique sur l'ensemble du réseau I[V].

Le modèle non-linéaire convectif utilisé pour le transistor est validé pour une tension de polarisation de drain positive allant jusqu'à la zone d'avalanche et une tension de polarisation de grille allant du régime pincé du transistor jusqu'à la zone de conduction de grille.

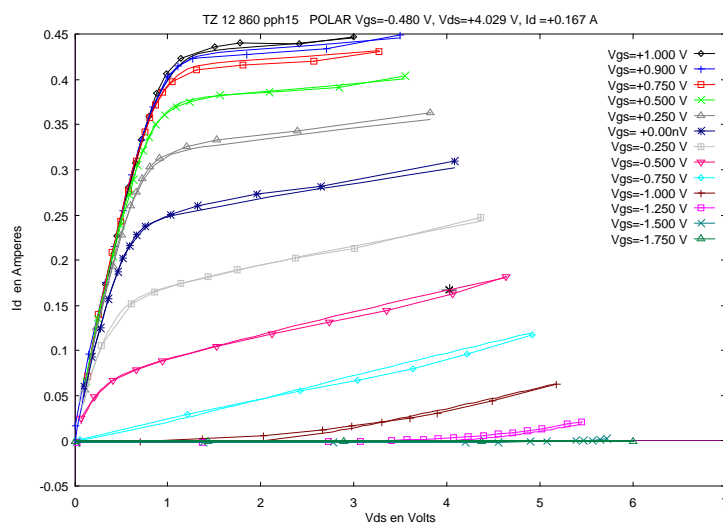


Figure 4 : Comparaison entre la mesure du réseau I[V] et le modèle utilisé pour décrire le comportement électrique du transistor.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

La modélisation électrique du transistor est obtenue en ajustant les éléments (Fig. 3) : résistances d'accès R_s , R_g et R_d , source de courant I_{DS} , générateur d'avalanche et les deux diodes d'entrée, suivant le réseau I[V] comme représentée dans la figure 4 [10].

Les deux diodes d'entrée grille-source et grille-drain permettent de modéliser le courant de grille positif, mesuré pour les fortes valeurs de tension de la polarisation en grille V_{GS} avec des faibles valeurs pour celle en drain V_{DS} (Fig. 5-2, à droite) [10].

Le générateur d'avalanche permet de caractériser le début du phénomène, souvent destructeur pour le transistor, suivant le relevé reporté dans la figure 5-1 à gauche.

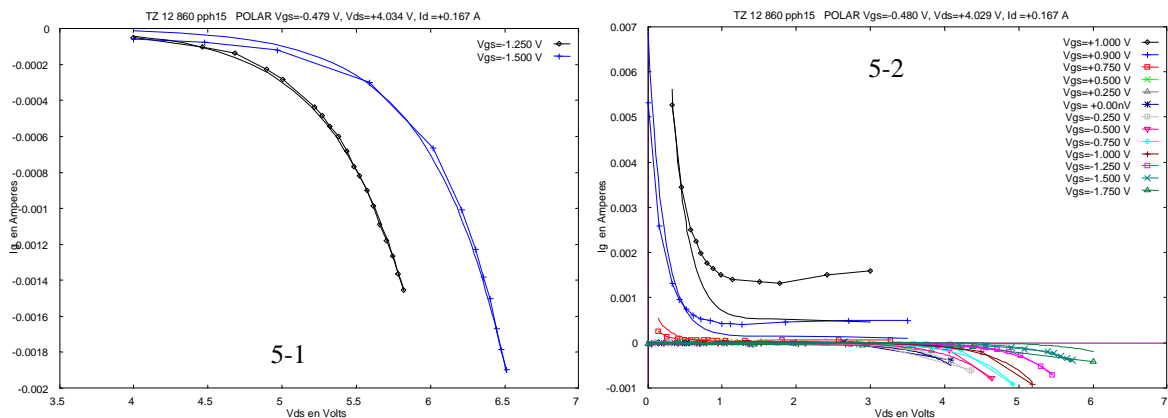


Figure 5 : Caractéristiques du phénomène de conduction de grille en entrée, à droite et de la zone d'avalanche, à gauche, du transistor.

Associées aux mesures en impulsion I[V], les mesures des paramètres [S] vont permettre d'extraire et de modéliser les éléments du transistor pour obtenir le comportement souhaité en petit signal.

II.1.2. Modélisation du comportement du transistor en petit signal pour une fréquence allant de 2 à 40 GHz.

Si le modèle convectif choisi est bien ajusté, seuls les éléments parasites sont à optimiser. Ces phénomènes parasites correspondent aux effets selfiques et capacitifs du transistor (Fig. 3) : L_g , L_d , L_s , C_{pg} et C_{pd} qui sont dus aux plots de connexion et considérés comme linéaires dans notre cas ; C_{GS} et C_{GD} étant non-linéaires.

II.1.2.1. Méthode d'extraction des deux capacités C_{GS} et C_{GD} .

Une fois l'ensemble des éléments du transistor ajusté, un cycle de charge idéal est alors représenté dans le réseau I[V], représentatif d'un fonctionnement en puissance du transistor. Comme le montre la figure 6, son excursion maximale en tension et en courant de

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

drain permet d'atteindre des niveaux de puissance en sortie élevés lors d'une conception d'amplificateur.

Seules les valeurs capacitives, fonctions des polarisations de grille V_{GS0} et de drain V_{DS0} , appartenant à ce cycle de charge sont retenues pour la modélisation des capacités.

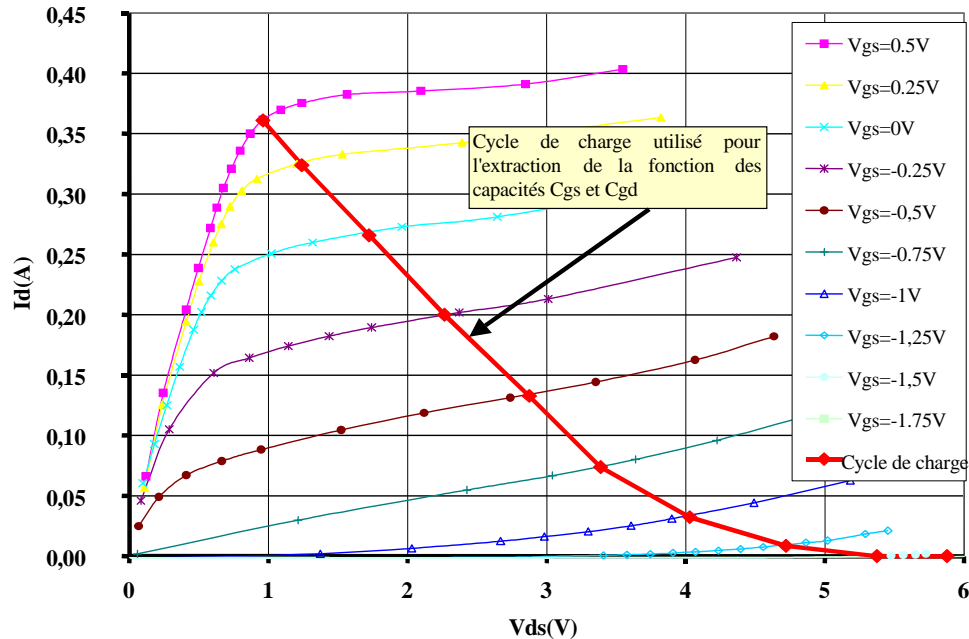


Figure 6 : Cycle de charge choisi dans le réseau I[V] pour représenter un fonctionnement en puissance du transistor. L'extraction des valeurs des deux capacités non-linéaires C_{GS} et C_{GD} est faite le long seulement du cycle de charge représenté.

II.1.2.2. Formulation du modèle des capacités non-linéaires C_{GS} et C_{GD} .

L'extraction en multipolarisation du transistor, obtenue pour C_{GS} (Resp. C_{GD}) peut être représentée (Fig.7 et Fig. 8) en fonction de la tension présente à ses bornes V_{GS0} (Resp. V_{GD0}), le tout paramétré en fonction de V_{DS0} . Ne sont retenues que les valeurs capacitives obtenues pour les tensions de polarisation en grille V_{GS0} et en drain V_{DS0} appartenant au cycle de charge tracé dans la figure 6. La représentation de la figure 7 ou de la figure 8, permet de réduire le modèle à une dimension. En effet, la capacité C_{GS} ou C_{GD} est ramenée à une fonction dépendant seulement de la tension V_{GS0} ou V_{GD0} .

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

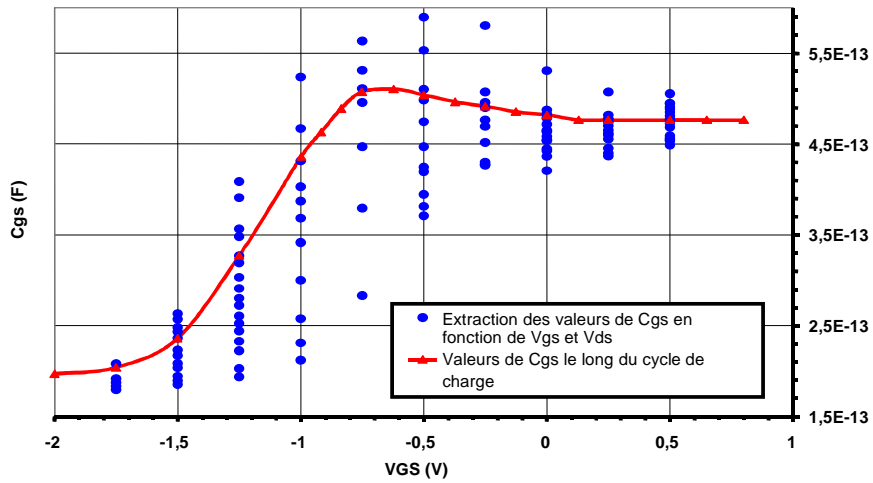


Figure 7 : Valeurs de la capacité C_{GS} extraites sur l'ensemble du réseau I[V] et suivant les valeurs obtenues le long du cycle de charge.

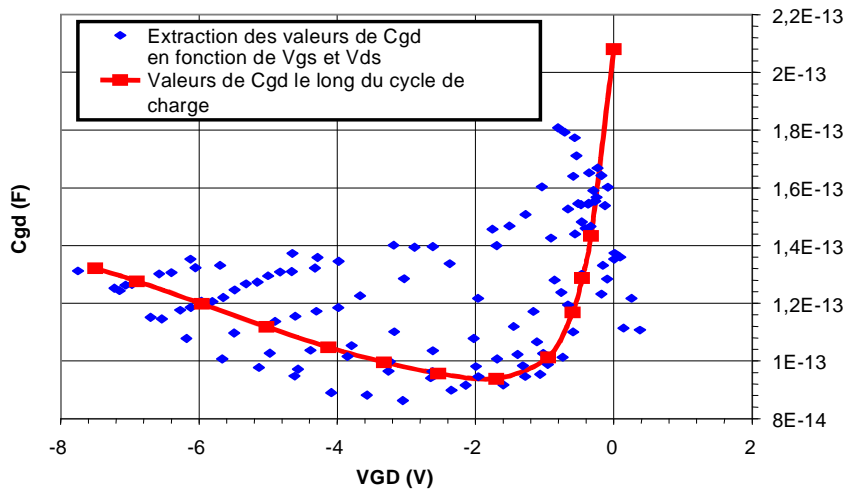


Figure 8 : Valeurs de la capacité C_{GD} extraites sur l'ensemble du réseau I[V] et suivant les valeurs obtenues le long du cycle de charge.

Afin de simplifier au maximum le modèle du transistor, la même structure est utilisée pour les deux capacités C_{GS} et C_{GD} . De par sa forme complexe, la capacité C_{GS} détermine l'équation du modèle à utiliser. Le phénomène de décroissance de C_{GS} se rencontre de plus en plus dans les nouvelles filières de transistor PHEMT et a déjà fait l'objet de publications [11],[12].

Des travaux menés à l'IEMN de Lille [4] montrent aussi que le phénomène de décroissance de la capacité C_{GS} est dû, à la fois aux longueurs de grille devenant plus petites ($0,15\mu\text{m}$ dans notre cas) mais aussi dû à la technologie utilisée, à savoir un PHEMT avec un recess. Le fait d'écarter, avec un simple ou un double recess (Annexe 2), le plot de

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

drain de celui de grille provoque pour les tensions V_{DS0} proches de l'avalanche une répartition non uniforme des porteurs de charge dans le canal [5].

Comme le montre la figure 9, plus la valeur de la tension de polarisation V_{DS0} augmente, plus le phénomène de décroissance est accentué.

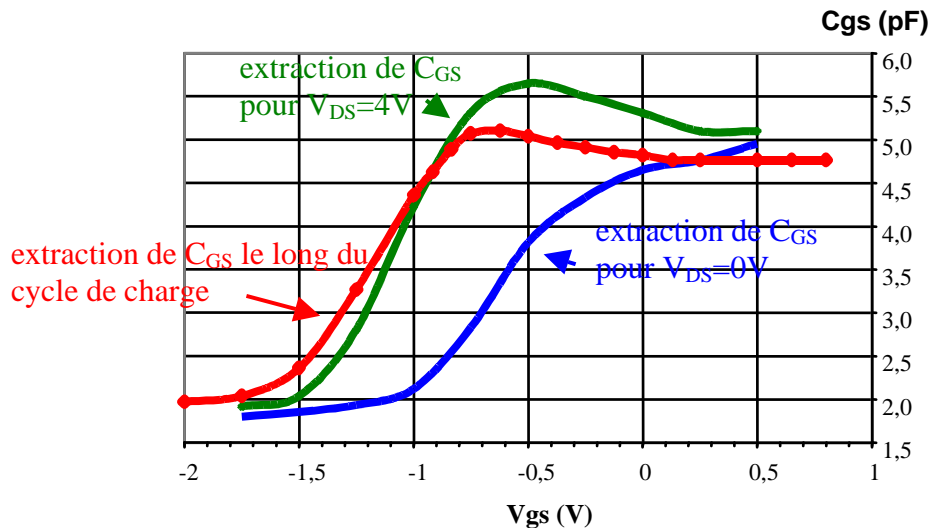


Figure 9 : Extraction des valeurs de la capacité non-linéaire C_{GS} pour différentes valeurs de tension de la polarisation en drain V_{DS0} .

La forme complexe de C_{GS} se décompose ou non en trois suivant la valeur de la tension de polarisation V_{DS0} :

- pour un régime fortement pincé $V_{GS0} < -0,7V$ l'allure est croissante,
- pour les tensions V_{GS0} comprises entre $-0,7V$ et $-0,3V$ sa forme est décroissante
- et finalement pour les V_{GS0} proches ou supérieurs à $0V$ la capacité est assimilable à une capacité constante.

La fonction trigonométrique 'arctan' permet de modéliser le phénomène de décroissance de la valeur capacitive de C_{GS} (Fig.7).

En effet, l'ensemble des valeurs de capacité retenues décrit une fonction à une variable (V_{GS} ou V_{GD}) qui peut se mettre sous la forme :

$$C_{gs} = C_{gs0} + \frac{C_{gs1} - C_{gs0}}{2} [1 + \tanh(a \cdot (V_{gs} + V_m))] - \frac{C_{gs2}}{2} [1 + \tanh(b \cdot (V_{gs} + V_n))] \quad (2)$$

et

$$C_{gd} = C_{gd0} + \frac{C_{gd1} - C_{gd0}}{2} [1 + \tanh(c \cdot (V_{gd} + V_p))] - \frac{C_{gd2}}{2} [1 + \tanh(d \cdot (V_{gd} + V_q))] \quad (3)$$

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Dans les deux expressions 2 et 3, l'ensemble des variables est ajusté, en fonction de l'allure capacitive et de la tension à leurs bornes, obtenue pour C_{GS} (Fig. 7) et pour C_{GD} (Fig. 8) le long du cycle de charge, ce qui permet d'obtenir les valeurs pour C_{GS} : $C_{gs0}=2E-13$, $C_{gs1}=5.3E-13$, $C_{gs2}=4.9E-14$, $V_m=1.2$, $V_n=0.35$, $a=3.2$ et $b=3.5$ et pour C_{GD} : $C_{gdo}=1.5E-13$, $C_{gd1}=1E-12$, $C_{gd2}=6.4E-14$, $V_p=-0.7$, $V_q=5.7$, $c=1.3$ et $d=0.3$

II.1.2.3. Validation du modèle en petit signal.

Une fois l'ensemble des éléments constituant le transistor ajustés, il est possible de vérifier son comportement petit signal en comparant les résultats obtenus en simulation avec les mesures comme le montre la figure 10 pour différents points de polarisation.

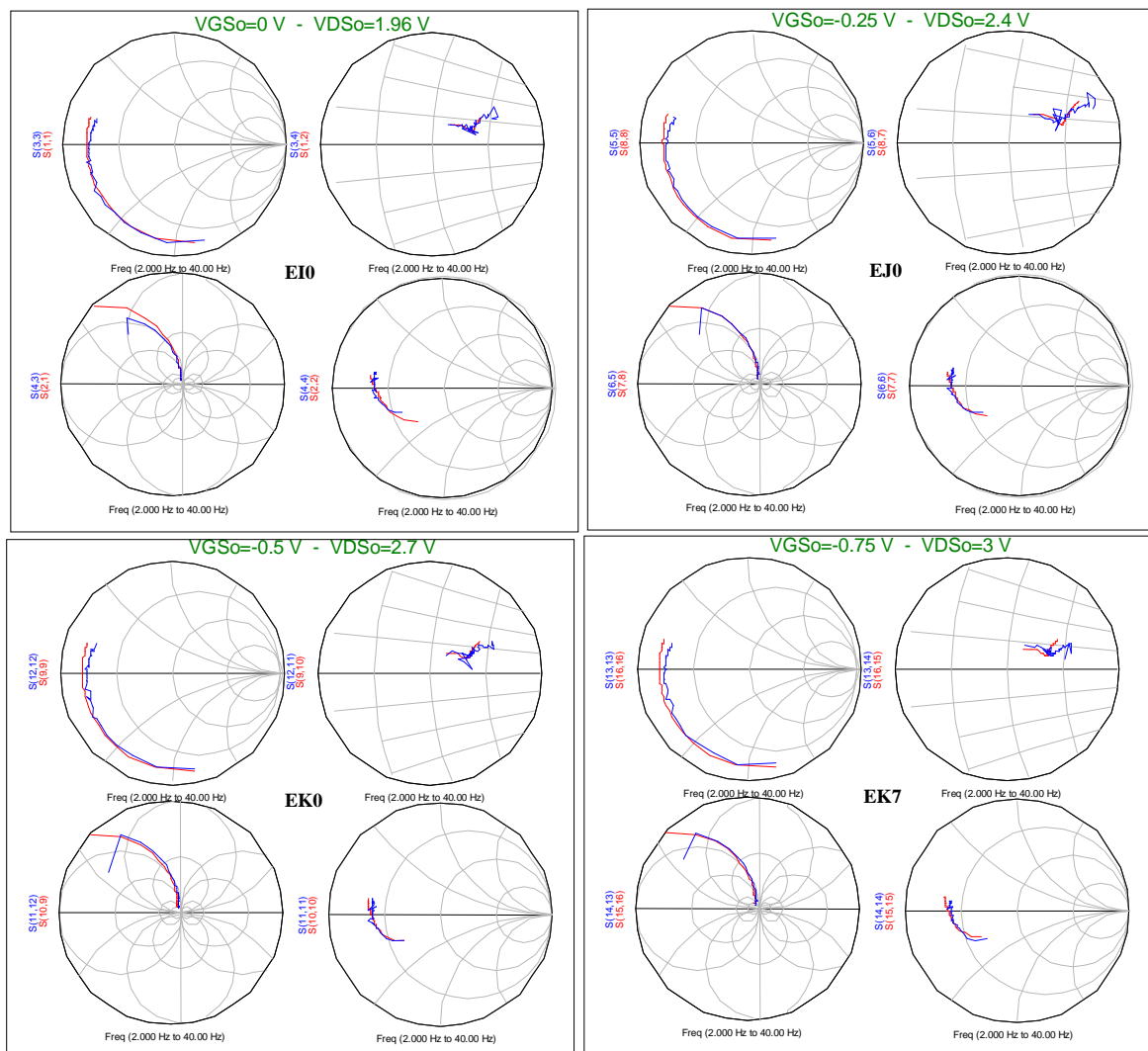


Figure 10 : Validation du modèle pour un comportement en petit signal du transistor par comparaison entre les valeurs obtenues en simulation et les mesures pour différents points de polarisation.

II.2. Validation en puissance du nouveau modèle des capacités C_{GS} et C_{GD}

II.2.1. Validation du comportement en puissance du transistor.

Les mesures en puissance permettent ainsi de vérifier et de valider le modèle en les comparant aux résultats des simulations obtenues par la méthode d'équilibrage harmonique. Les résultats des figures 11 et 12 montrent à la fois que le modèle choisi est fidèle au comportement du transistor et que son fonctionnement est validé aussi bien en petit qu'en grand signal.

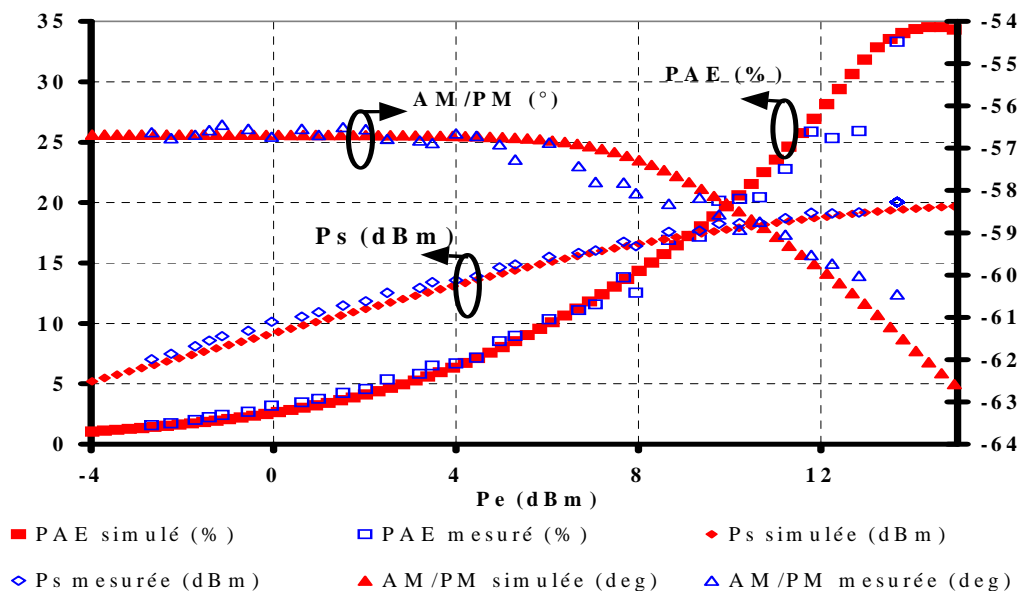


Figure 11 : Comparaison « mesures Load Pull – modèle simulé » des performances en puissance du transistor à 25,5 GHz avec $V_{GS0} = -0.5V$ et $V_{DS0} = 2.5V$ et $G_0 = 10$ dB.

Les mesures présentées (Fig. 11 et Fig. 12) de type Load Pull actif sont effectuées à 25,5 GHz [13]. La charge présentée au transistor est : $Z_L = 6,8 + j \cdot 6,6$ ohms. La polarisation appliquée est $V_{GS0} = -0,5V$ et $V_{DS0} = 2,5V$, ce qui correspond à un fonctionnement en classe AB pour le transistor avec pour courant de drain de repos $I_{DS0} = 130mA$ ($I_{dss}/4$).

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

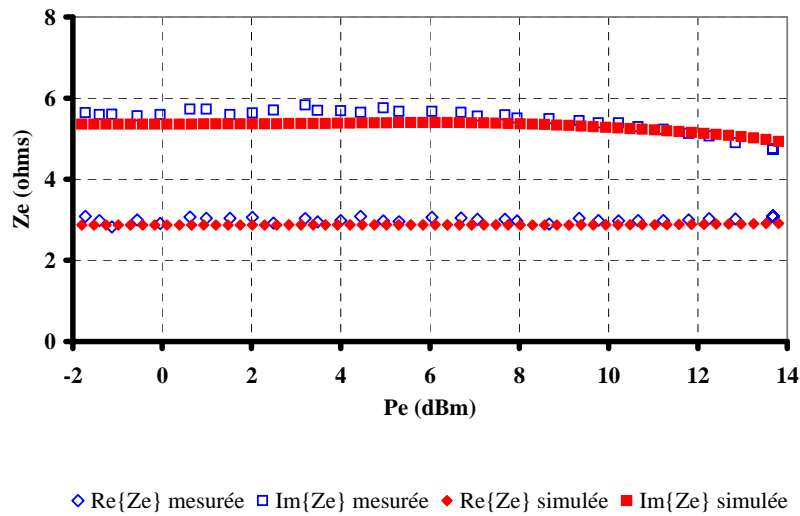


Figure 12 : Comparaison mesures – modèle de l'impédance d'entrée du transistor PPH15 $8 \times 75 \mu\text{m}$ à 25,5 GHz en fonction de la puissance d'entrée appliquée.

Afin de valider le choix de l'allure du cycle de charge utilisé pour l'extraction et l'approximation faite sur les capacités, la même comparaison mesures-simulations est réalisée pour un point de polarisation plus éloigné du cycle. Les résultats (Fig. 13) montrent que l'allure des capacités permet aussi de reproduire le comportement du transistor lorsque l'on s'écarte du fonctionnement prévu initialement.

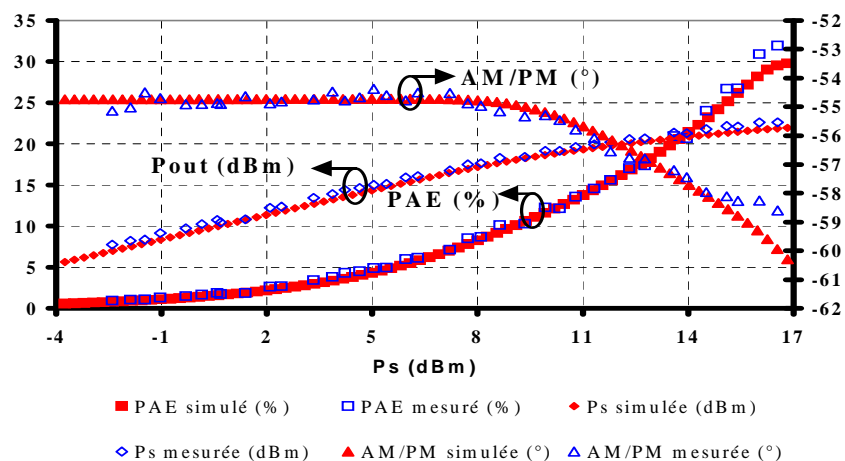


Figure 13 : Comparaisons des performances en puissance AM/AM, AM/PM et PAE du transistor entre les mesures Load Pull et les simulations faites sous ADS pour une autre polarisation $V_{DS0} = 3,2\text{V}$, $V_{GS0} = -0,3\text{V}$, $I_{DS0} = 200\text{mA}$ et $G_0 = 10 \text{ dB}$.

Plusieurs modèles à deux dimensions de type empirique, spline ou par tables existent déjà [14],[15]. Ces modèles, fonctions de deux tensions de commande, V_{GS} et V_{DS} dans notre cas (FET, PHEMT), offrent des résultats satisfaisants mais nécessitent parfois un temps de calcul plus long aboutissant parfois à des problèmes de convergence lorsque nous travaillons en régime fort signal.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

II.2.2. Comparaison du modèle de capacité utilisé avec d'autres modèles existants.

La même comparaison, pour la validation du modèle, est réalisée en remplaçant ce nouveau modèle de capacité par deux autres modèles, l'un utilisant le principe des fonctions splines à deux dimensions [14], l'autre étant un modèle constant ($C_{GS} = 3,5E-13$ F et $C_{GD} = 1,4E-13$ F).

Les courbes en gain AM/AM et en phase AM/PM montrent qu'un modèle non-linéaire est nécessaire pour caractériser correctement le transistor (Fig. 14). Ceci rend l'utilisation de capacité linéaire pour C_{GS} et C_{GD} inadaptée lors d'une conception d'amplificateur de puissance tenant compte à la fois des performances en puissance mais aussi de la linéarité. Les allures obtenues entre le nouveau modèle et celui utilisant les fonctions splines sont similaires et proches des performances mesurées, comme montrées sur la figure 14.

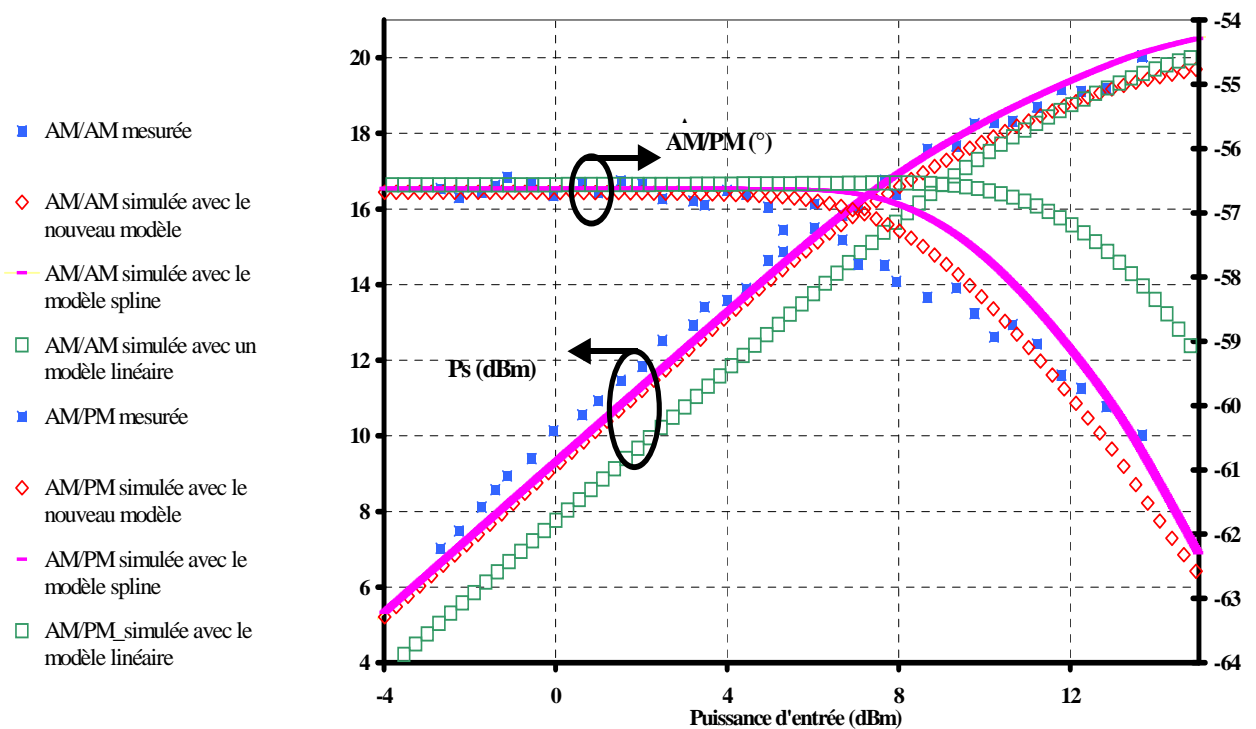


Figure 14 : Comparaisons des performances en puissance AM/AM et AM/PM du transistor entre les mesures Load Pull et les simulations avec des capacités linéaires, utilisant le principe des splines et le nouveau modèle.

Cependant, le nouveau modèle à une dimension permet de simuler le comportement du transistor avec peu de points en faible ou fort signal, réduisant ainsi le temps de simulation. Le temps de calcul prend de l'importance lorsque l'on réalise des simulations de

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

type transitoire ou transitoire d'enveloppe avec des signaux modulés plus complexes qu'en mode CW.

Le nouveau modèle des capacités C_{GS} et C_{GD} est validé par les comparaisons réalisées entre les simulations et les mesures Load-Pull qui montrent que la modélisation des capacités en fonction seulement de la tension présente à leurs bornes est suffisante pour reproduire, dans notre cas, le fonctionnement du transistor. Ainsi est-il possible d'insérer ce modèle dans un montage pour une application à faible ou fort niveau sans souci de convergence lors des simulations.

III. Influence des non-linéarités et des impédances d'accès du transistor sur la linéarité

A partir du modèle obtenu précédemment, nous proposons dans ce qui suit une étude analytique de la fonction approchée du déphasage, en fonction des éléments qui constituent le transistor ainsi que des impédances de fermeture aux accès. L'étude théorique développée, validée par des mesures en puissance à l'aide du banc Load Pull actif à 18 GHz [13], montre les mécanismes intrinsèques qui donnent naissance à la conversion de phase. Il est démontré que dans certaines conditions de fonctionnement, des phénomènes internes de compensations existent entre les différentes non-linéarités et peuvent être exploités pour minimiser la conversion de phase de l'amplificateur.

III.1. Influence des non-linéarités capacitives C_{GS} et C_{GD} , de la transconductance G_M et de l'impédance de charge Z_L sur la linéarité

III.1.1. Analyse théorique du déphasage entrée-sortie en régime linéaire.

Le transistor présenté figure 1 avec son modèle associé (Fig. 3) est chargé sur l'impédance Z_L pour un point de polarisation donnée. Ce schéma peut être simplifié pour mener l'étude analytique de la phase [17-19]. Cette analyse est faite à la fréquence de fonctionnement. Par la suite l'ensemble des non-linéarités, prises à la fréquence fondamentale, sera exprimé grâce aux fonctions de description de chaque élément.

Si on limite le fonctionnement du transistor seulement à sa zone de saturation du réseau $I[V]$: pas de conduction des diodes grille-source et grille-drain, pas de conduction en zone d'avalanche, le modèle du transistor peut être ramené à celui montré figure 15. Seules les trois principales non-linéarités I_D , C_{GS} et C_{GD} sont prises en compte.

Associée à un fonctionnement bien déterminé du transistor, l'impédance de charge est ajustée en grand signal. Cette hypothèse permet de dire que la conductance de drain est très faible et varie très peu, ce qui permet de considérer, en première approximation, la

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

source de courant I_D fonction de la tension V_{GS} et de la transconductance G_M . Il est alors possible d'écrire l'expression de la source de courant I_D suivant l'équation 4.

$$I_D = G_M \cdot V_{GS} \quad (4)$$

L'ensemble des éléments linéaires : résistances, selfs et capacités d'accès ainsi que la conductance de drain pourraient être modélisées par deux admittances en entrée et en sortie. Mais comme le montre la figure 15 et pour la compréhension de l'étude, ces deux admittances ne sont ni représentées et ni prises en compte explicitement.

Les résistances séries R_{GS} et R_{GD} associées aux capacités C_{GS} et C_{GD} sont aussi négligées.

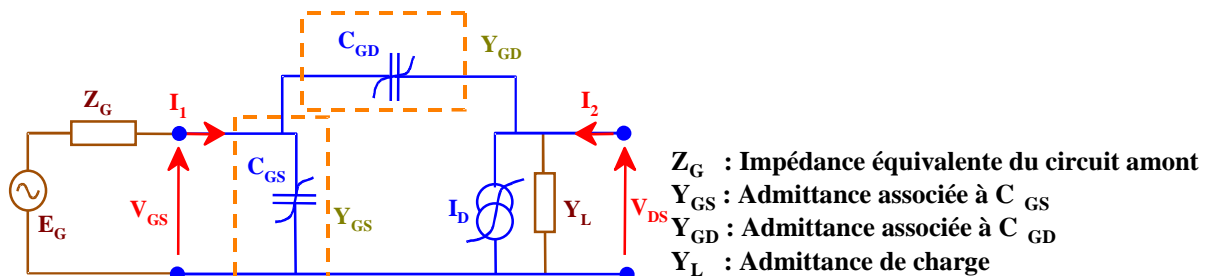


Figure 15 : Schéma simplifié du transistor chargé sur une impédance optimale Z_L .

La capacité C_{GD} réalise une contre réaction sur l'ensemble unilatéral du transistor constitué de C_{GS} , I_D et Y_L .

L'application du théorème de Miller permet de modifier le schéma électrique de la figure 15. Comme le montre la figure 16, il est possible de ramener la contre-réaction C_{GD} à une admittance en entrée Y_E et une admittance Y_S en sortie.

D'après l'expression 5, ces deux admittances dépendent de la capacité C_{GD} mais aussi de la transconductance G_M et de l'admittance Y_L , d'après le théorème de Miller.

$$Y_E = Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) \text{ et } Y_S = Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{G_M - Y_{GD}} \right) \quad (5)$$

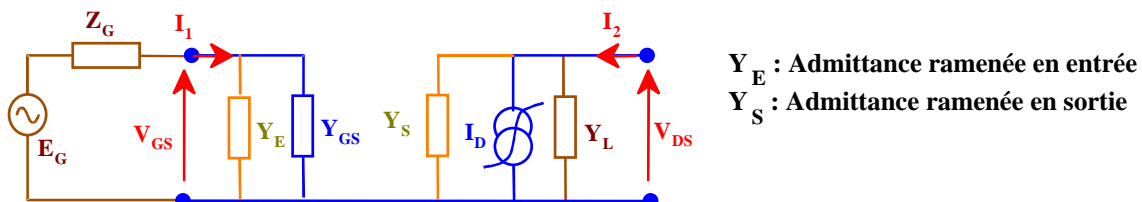


Figure 16 : Modélisation grâce au théorème de Miller de la figure 15 : transistor fonctionnant en zone de saturation et chargé sur une impédance adaptée grand signal.

A partir du circuit électrique de la figure 16, l'expression du déphasage ϕ entrée-sortie de l'amplificateur est défini par l'équation 6.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

$$\varphi = \text{Arg}^t \left(\frac{V_{DS}}{E_G} \right) = \text{Arg}^t \left(\frac{V_{DS}}{V_{GS}} \right) + \text{Arg}^t \left(\frac{V_{GS}}{E_G} \right) \quad (6)$$

La phase entrée/sortie de l'amplificateur se ramène à la somme du déphasage entre la tension de sortie V_{DS} et la tension d'entrée du transistor V_{GS} avec le déphasage entre la tension V_{GS} et la tension du générateur E_G .

$$V_{GS} = E_G \cdot \left[\frac{1}{1 + Z_G \cdot (Y_E + Y_{GS})} \right] \quad (7)$$

$$V_{DS} = \frac{-I_D}{Y_S + Y_L} \quad (8)$$

$$\text{d'après (4)} \quad V_{DS} = -V_{GS} \cdot \frac{G_M}{Y_S + Y_L} \quad (9)$$

Connaissant les expressions des différentes tensions (Eq. 7, Eq. 9), on en déduit l'expression (Eq. 10) de la phase de l'amplificateur.

$$\varphi = -\text{Arg}^t \left(\frac{G_M}{Y_S + Y_L} \right) - \text{Arg}^t \left(1 + (Y_E + Y_{GS}) Z_G \right) \quad (10)$$

Ce qui donne, en prenant en compte l'expression de Y_E :

$$\varphi = -\text{Arctg} \left[\frac{\Im\{G_M / (Y_S + Y_L)\}}{\Re\{G_M / (Y_S + Y_L)\}} \right] - \text{Arctg} \left[\frac{\Im\left\{ Z_G \cdot \left(Y_{GS} + Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) \right) \right\}}{1 + \Re\left\{ Z_G \cdot \left(Y_{GS} + Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) \right) \right\}} \right] \quad (11)$$

L'équation 11 n'est valable que pour un fonctionnement du transistor en zone de saturation et pour une impédance de charge adaptée grand signal. Dans l'hypothèse de l'adaptation optimale en puissance, l'admittance totale $Y_S + Y_L$ ramenée aux bornes de la source de courant est purement réelle. Sa partie imaginaire est supposée nulle (cycle de charge à surface minimale) et sa partie réelle fixe l'inclinaison du cycle de charge.

Cette hypothèse sur l'impédance de charge permet d'écrire que la relation $\frac{1}{Y_S + Y_L}$ peut se ramener à une impédance Z_{OPT} purement réelle et optimale.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Nous considérons aussi que la transconductance est complexe et s'exprime en fonction de son module et de sa phase : $G_M = |G_M| e^{j\varphi_m}$. Pour cette partie de l'étude, l'impédance du générateur est considérée purement réelle et égale à $Z_G = 50 \Omega$.

Un calcul numérique avec les valeurs réelles du transistor permet de faire aussi les approximations suivantes :

$$Y_L \ll G_M \quad \text{et} \quad Y_{GD} \ll G_M \quad \text{d'où} \quad \frac{1}{Z_{opt}} = Y_L + Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{G_M - Y_{GD}} \right) \approx Y_L + Y_{GD} \quad (12)$$

Ce qui donne pour l'expression de φ :

$$\varphi = -\varphi_{G_M} - \text{Arctg} \left[\frac{Z_G \cdot (C_{GS} \omega + C_{GD} \omega (1 + |G_M| \cdot Z_{OPT} \cdot \cos(\varphi_{G_M})))}{1 + Z_G C_{GD}^2 \omega^2} \right] \quad (13)$$

Le terme $Z_G C_{GD}^2 \omega^2$ est numériquement très petit devant 1.

Tout ceci réuni, il est alors possible d'exprimer le déphasage φ suivant l'équation 14.

$$\varphi = -\varphi_{G_M} - \text{Arctg} \left\{ Z_G C_{GS} \omega + Z_G C_{GD} \omega (1 + |G_M| \cdot Z_{OPT} \cdot \cos(\varphi_{G_M})) \right\} \quad (14)$$

Le choix justifié des hypothèses faites jusqu'à présent sera validé par le biais des mesures et des simulations.

Jusqu'à présent, l'étude analytique est menée en supposant les éléments intrinsèques linéaires. Pour observer la variation du déphasage φ en fonction du niveau de puissance en entrée : la conversion de phase, il est nécessaire de remplacer les éléments linéaires C_{GS} , C_{GD} et G_M de l'équation 14 par leur fonction de description à la fréquence fondamentale.

Nous obtiendrons ainsi le déphasage φ en fonction de l'amplitude crête V_{GS1} de la tension de grille au fondamental.

III.1.2. Modélisation au fondamental des non-linéarités.

Pour un fonctionnement en puissance et en régime non-linéaire, l'ensemble des signaux est complexe et peut, comme l'équation 15, être décomposé en série de Fourier.

$$X(t) = X_o + \sum_k X_k \cos(k\omega_o t + \varphi_k)$$

avec X_o : valeur en continu DC et X_k, φ_k : valeurs à l'harmonique k (15)

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

A l'aide de simulations non-linéaires, il est possible de déterminer les fonctions de description C_{GS_NL} , C_{GD_NL} et G_{M_NL} associées respectivement à C_{GS} , C_{GD} , et G_M , en prenant en compte tout l'environnement dans lequel elles sont placées. Cet environnement définit à la fois la topologie du circuit électrique mais aussi l'influence des différentes fréquences harmoniques.

Comme le montre la figure 17, il est possible de connaître la fonction de description d'un élément, ici la capacité C_{GS} , en calculant l'admittance équivalente à la fréquence fondamentale.

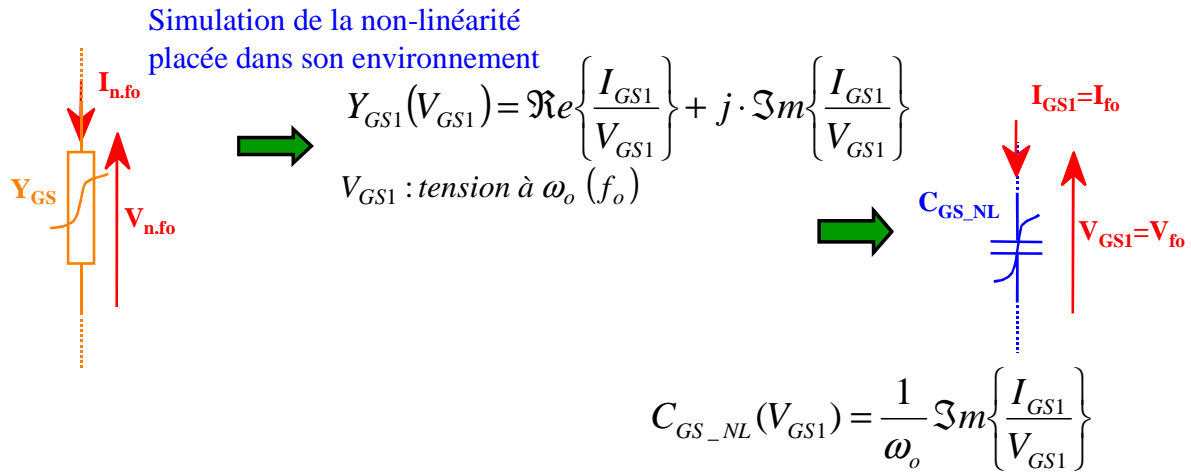


Figure 17 : Méthode de modélisation permettant de ramener un élément placé dans son environnement à sa fonction de description. Cette fonction permet ainsi de connaître, ici pour la capacité C_{GS} , l'évolution non-linéaire de l'élément au fondamental.

L'ensemble des trois non-linéarités peut alors se ramener, dans le cadre de l'étude de la conversion de phase, aux expressions 16, 17 et 18. Les équations ainsi obtenues sont ensuite remplacées dans l'expression de la phase de l'amplificateur (Eq. 14).

$$C_{GS_NL}(V_{GS1}) = \frac{1}{\omega_o} \Im\left\{\frac{I_{GS1}(V_{GS1})}{V_{GS1}}\right\} = \frac{1}{\omega_o} \Im\{Y_{GS1}(V_{GS1})\} \quad (16)$$

$$C_{GD_NL}(V_{GS1}) = \frac{1}{\omega_o} \Im\left\{\frac{I_{GD1}(V_{GS1})}{V_{GS1}}\right\} = \frac{1}{\omega_o} \Im\{Y_{GD1}(V_{GS1})\} \quad (17)$$

$$G_{M_NL}(V_{GS1}) = |G_{M_NL}| e^{j\phi_{GM_NL}} = \frac{I_{DS1}(V_{GS1})}{V_{GS1}} \quad (18)$$

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Ainsi, suivant la polarisation et le niveau de puissance appliqués, il est possible de connaître par le biais des simulations, l'allure de chaque élément (Fig. 18 et Fig. 19) et d'exprimer la phase de l'amplificateur suivant l'équation 19.

$$\phi(V_{GS1}) = -\phi_{GM_NL} - \text{Arctg} \left\{ Z_G C_{GS_NL} \omega + Z_G C_{GD_NL} \omega \left(1 + |G_{M_NL}| \cdot Z_{OPT} \cdot \cos(\phi_{GM_NL}) \right) \right\} \quad (19)$$

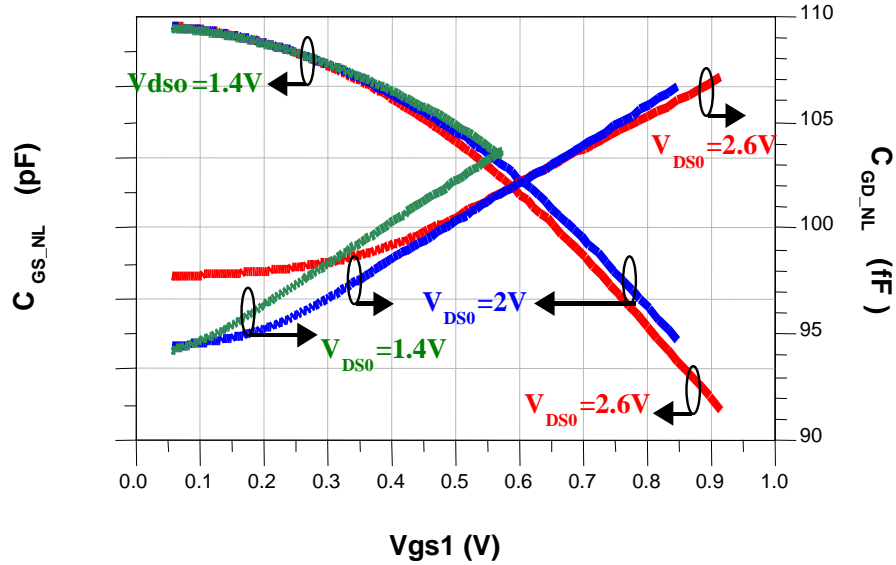


Figure 18 : Fonctions de description des deux capacités non-linéaires C_{GS} et C_{GD} en fonction de la tension V_{GS1} au fondamental ($V_{GS0} = -0,5V$) pour différentes polarisations de drain pour le transistor utilisé PPH15.

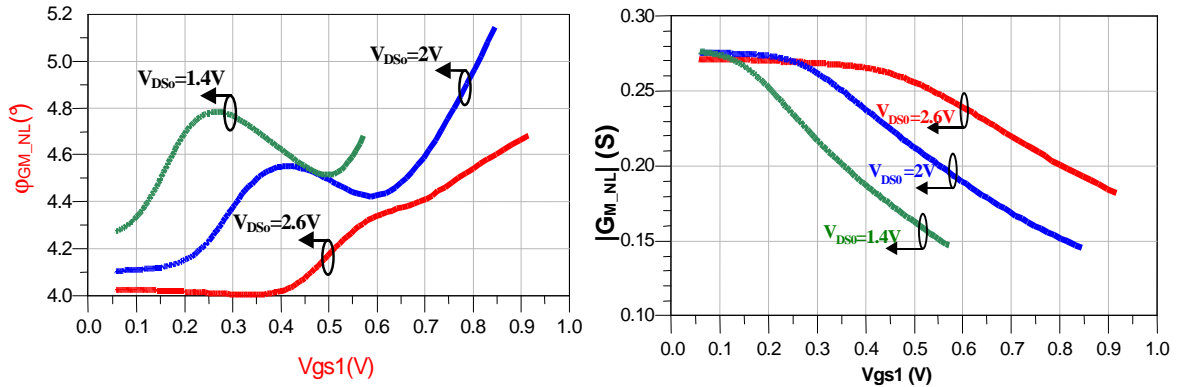


Figure 19 : Fonctions de description de la transconductance G_M en fonction de la tension V_{GS1} au fondamental ($V_{GS0} = -0,5V$) pour différentes polarisations de drain pour le transistor utilisé PPH15.

Phase de la transconductance ϕ_{GM_NL} , à gauche, module, à droite.

Suivant le point de polarisation et comme le montre la figure 18, les allures des deux capacités C_{GS_NL} et C_{GD_NL} sont opposées. Un des termes de l'expression de la phase (Eq. 19) est constitué de la somme :

$$Z_G C_{GS} \omega + Z_G C_{GD} \omega \left(1 + |G_M| \cdot Z_{OPT} \cdot \cos(\phi_{Gm}) \right) \quad (20)$$

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Comme démontré par la suite avec les mesures, l'équation 20 associée aux allures capacitives met en avant que des phénomènes de compensations [20] peuvent exister suivant la valeur de l'impédance Z_{OPT} , de la tension de polarisation de grille V_{GS0} et de la tension de polarisation de drain V_{DS0} .

III.1.3. Résultats expérimentaux.

III.1.3.1. Influence des non-linéarités C_{GS} , C_{GD} et G_M .

Il est possible de vérifier ces différents phénomènes de compensations en agissant sur les deux tensions de polarisation de grille et de drain. Pour cela deux types de mesures sont réalisées.

Les premières permettent, pour une compression en gain du transistor fixée, d'observer la dépendance de la conversion de phase $\Delta\phi$ par rapport à l'allure de la capacité C_{GS} . Pour cela le transistor est chargé sur une impédance optimale fixe $Z_L = 8,9 + j4,8 \Omega$ - cycle de charge de la figure 20 à gauche- pour une polarisation de drain $V_{DS0} = 3V$. Seules varient la valeur de V_{GS0} {0 V, -0.7V, -0.9V} et la puissance d'entrée : pour obtenir une conversion de phase allant jusqu'au point 2 dB de compression en gain [13].

Les deuxièmes mesures ont pour but de montrer que le phénomène de décroissance capacitive pour C_{GS} s'accroît ou non suivant la valeur de V_{DS0} . Ces mesures valident également l'influence des capacités C_{GS} et C_{GD} associées à la transconductance G_M sur la conversion de phase.

Il est difficile, lorsque la tension de drain V_{DS0} varie, de dissocier l'influence de chaque non-linéarité de la somme exprimée avec l'équation 20 : la fonction de chaque élément (C_{GS} , C_{GD} et G_M) dépend du niveau de V_{DS0} .

Pour cela, le transistor est chargé sur une autre impédance optimale de charge $Z_L = 11,5 - j2,3 \Omega$ - cycle de charge de la figure 20 à droite- avec une tension de polarisation de grille $V_{GS0} = -0,47V$. Seules varient la valeur de la tension de drain V_{DS0} {0V, 1.4V, 2.6V} et la puissance d'entrée: pour obtenir une conversion de phase allant jusqu'au point 3 dB de compression en gain [13].

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

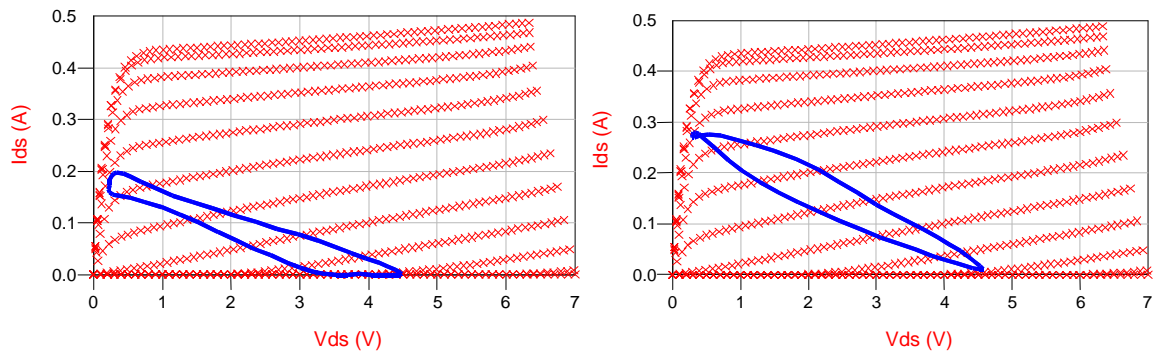


Figure 20 : Cycles de charge intrinsèques du transistor représentés dans le réseau I[V]. A gauche, le transistor fonctionne avec une impédance de charge $Z_L=8,9+j.4,8\Omega$, $V_{DS0}=3V$ et $V_{GS0}=-0,7V$. A droite, le transistor fonctionne avec une impédance de charge $Z_L=11,5-j.2,3\Omega$, $V_{DS0}=2,6V$ et $V_{GS0}=-0,47V$.

Pour les différentes courbes qui suivent, sont représentées d'un côté la conversion de phase obtenue d'après l'équation analytique 19 du déphasage dépendant des fonctions de description et de l'autre côté les allures de la conversion de phase obtenues en mesure et en simulation.

La mesure du déphasage, tout comme pour la simulation, est obtenue en déterminant la phase du rapport d'ondes entrée-sortie : $b2/a1$ où $b2$ est l'onde réfléchie de sortie et $a1$ l'onde incidente d'entrée.

La comparaison des allures entre le calcul analytique et la mesure est faite seulement en termes de conversion de phase. Dans les deux cas les plans de référence sont différents. Les mesures et les simulations donnent le déphasage de l'amplificateur de manière extrinsèque alors que le calcul analytique se ramène aux plans intrinsèques. Seule la variation du déphasage en fonction de la puissance est prise en considération pour valider l'étude.

III.1.3.1.1 Variation de la tension de grille V_{GS0} .

Les résultats obtenus et représentés sur les figures 21 et 22 lorsque l'on fait varier la tension de polarisation en grille V_{GS0} confirment la forme que peut prendre la capacité C_{GS} . Ils montrent un minimum de conversion de phase pour $V_{GS0} = -0,7V$, ce qui correspond à une polarisation dans la région où la forme de la capacité (Fig. 7) est décroissante. Un phénomène de compensation des non-linéarités peut alors exister ou non suivant la valeur de la tension V_{GS0} .

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

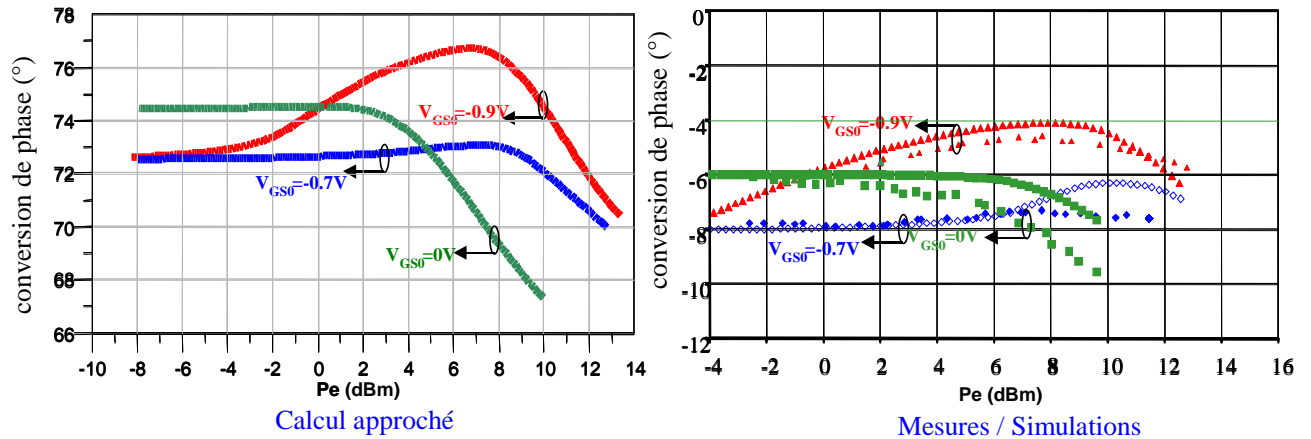


Figure 21 : Représentations de la conversion de phase de l'amplificateur jusqu'au point 2 dB de compression en gain pour une impédance de charge $Z_L=8,9+j.4,8\Omega$ et une tension de polarisation $V_{DS0}=3V$ lorsque V_{GS0} varie. A gauche est tracée la conversion obtenue par le calcul analytique. A droite sont reportées les allures de la conversion de phase obtenues en mesure et en simulation.

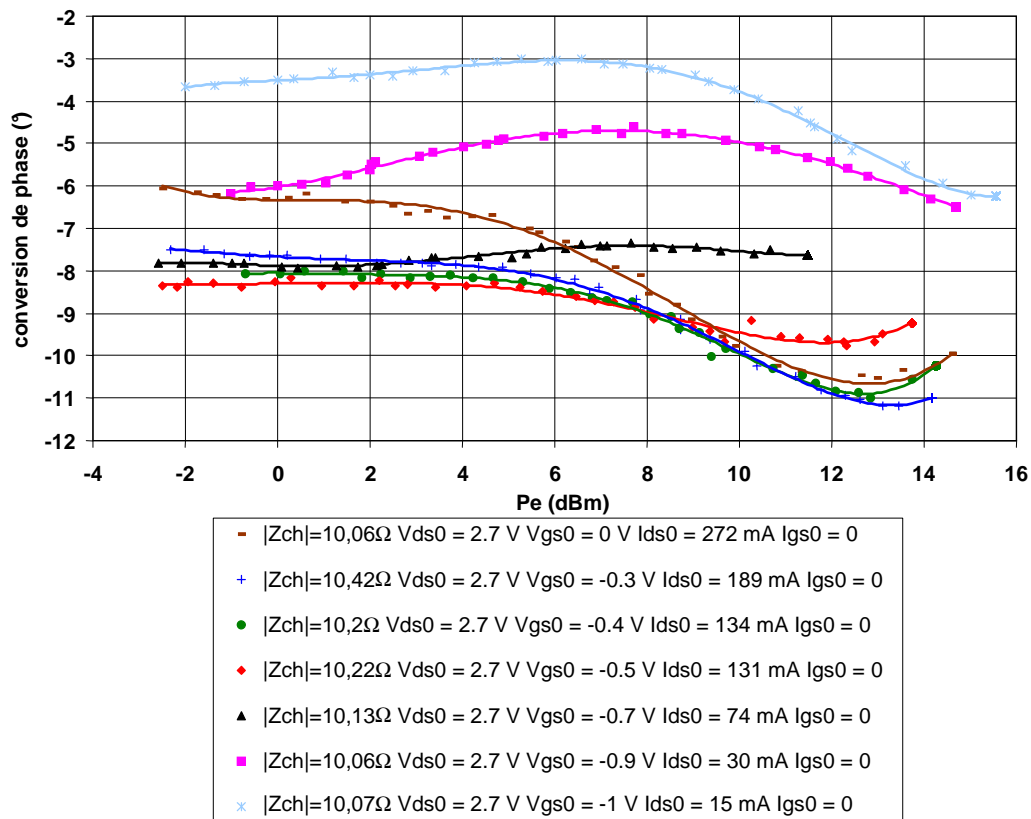


Figure 22 : Mesures de la conversion de phase de l'amplificateur jusqu'au point 2 dB de compression en gain pour une impédance de charge $Z_L = 8,9+j.4,8\Omega$ et une tension de polarisation $V_{DS0} = 3V$ lorsque V_{GS0} varie.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Les allures obtenues avec l'expression approchée du déphasage (Fig. 21, à gauche) relatent le même phénomène en montrant la même tendance concernant la conversion de phase.

III.1.3.1.2 Variation de la tension de grille V_{DS0} .

Comme décrit précédemment, le même type de mesures est renouvelé mais en fixant la tension V_{GS0} et en faisant varier V_{DS0} .

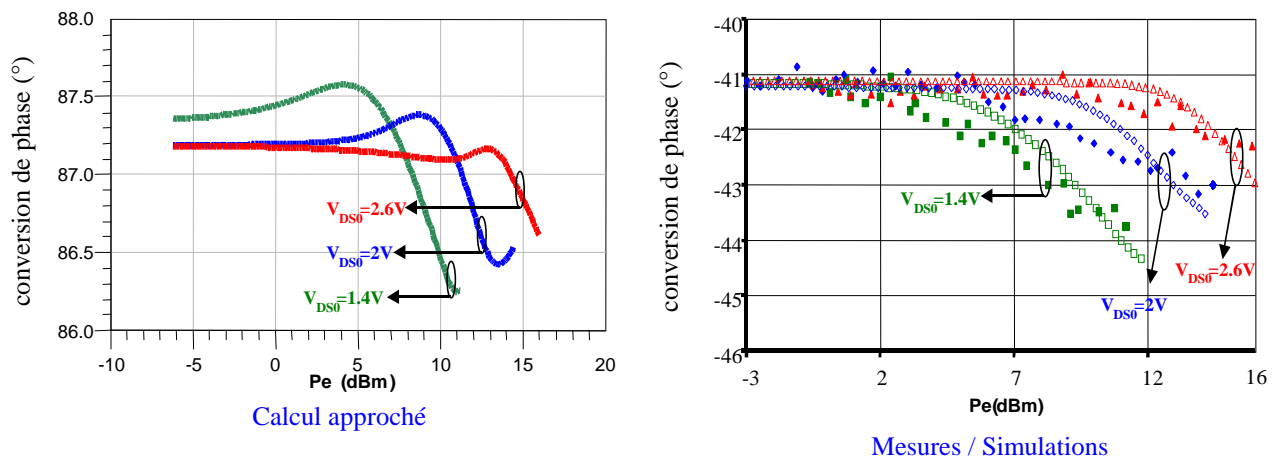


Figure 23 : Représentations de la conversion de phase de l'amplificateur jusqu'au point 3 dB de compression en gain pour une impédance de charge $Z_L = 11,5 - j2,3 \Omega$ et une tension de polarisation $V_{GS0} = -0,47V$ lorsque V_{DS0} varie. A gauche est tracée la conversion obtenue par le calcul analytique. A droite sont reportées les allures de la conversion de phase obtenues en mesure et en simulation.

Comme le montre la figure 23, la variation de phase, pour un point de compression allant jusqu'à 3 dB, entre les différentes polarisations n'est pas significatif. Mais le phénomène observé confirme tout de même l'importance de la décroissance de la capacité C_{GS} . Lorsque le transistor fonctionne à une polarisation où la capacité C_{GS} est dans sa zone de décroissance - $-0,7V < V_{GS0} < -0,3V$ environ - et que ce fait est accentué - pour de fortes valeurs de V_{DS0} -, un phénomène de compensations internes entre les capacités existe et permet de diminuer l'excursion de la conversion de phase et ainsi d'améliorer la linéarité.

Il faut tout de même remarquer que l'augmentation de V_{DS0} permet, à charge fixe, d'augmenter la puissance de sortie et donc d'atteindre un même niveau de compression pour des puissances d'entrée plus élevées. Du fait que V_{DS0} croît, le cycle de charge s'écarte de plus en plus de la zone ohmique comme le montre la figure 24-b, à droite. Ceci se traduit pour la capacité C_{GD} par une modification de la pente de sa fonction de description (Fig. 24-a gauche).

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

En effet, comme le montre la figure 24, plus V_{DS0} augmente et plus la dérivée par rapport à V_{GD1} de la fonction de description de C_{GD} est faible. La compression de l'amplificateur n'est pas réalisée de la même manière dès lors que le fonctionnement est plus proche ou non de la zone ohmique du transistor (Fig. 24, à droite). Ceci se traduit donc par une excursion maximale de la tension V_{GS1} suivant la valeur que prend la tension V_{DS0} .

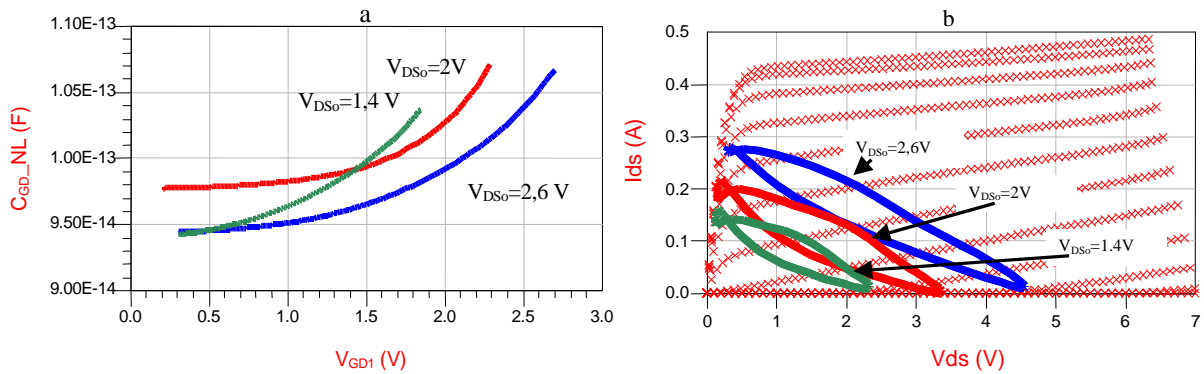


Figure 24 : Allures de la fonction de description de C_{GD} , à gauche, suivant la tension V_{GD1} - prise au fondamental - pour différentes valeurs de V_{DS0} . Représentation, à droite, des différents cycles de charge obtenus lorsque V_{DS0} change. Le transistor fonctionne avec une polarisation de grille fixe $V_{GS0} = -0,47V$ et est chargé sur l'impédance fixe $Z_L = 11,5-j,2,3\Omega$.

III.1.3.2. Influence de l'impédance de charge Z_L .

L'expression de $\varphi(V_{GS1})$ dépend également de l'impédance de charge Z_L (Eq. 20). Lors de l'étude, l'impédance Z_{OPT} a été définie comme étant la charge totale ramenée aux bornes de la source de courant de drain intrinsèque. L'accord en fréquence étant supposé réalisé, la partie imaginaire de Z_{OPT} à la fréquence fondamentale est quasi nulle - cycle de charge à surface minimale comme représenté figure 25 pour $|Z_L| = 11,6 \Omega$ - Z_{OPT} est alors de manière idéale une impédance purement réelle dont la valeur règle l'inclinaison du cycle de charge.

La valeur que peut prendre l'impédance Z_{OPT} influe donc aussi sur le phénomène de compensations des trois non-linéarités C_{GS} et $C_{GD} \cdot G_M$ [21],[22]. Plus Z_{OPT} est élevée, plus l'influence du terme ' $Z_G C_{GD} \omega (1 + |G_M| |Z_{OPT}| \cos(\varphi_{G_m}))$ ' devient prépondérante sur le terme ' $Z_G C_{GS} \omega$ '.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

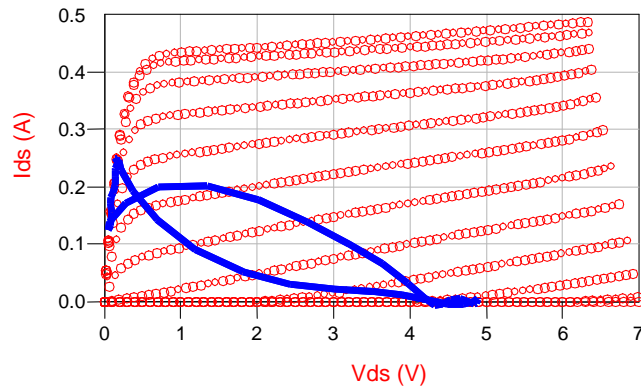


Figure 25 : Cycle de charge intrinsèque du transistor lorsqu'il est chargé sur $|Z_L| = 11,6\Omega$ pour une polarisation $V_{GS0} = -0,47V$ et $V_{DS0} = 3,2V$.

Les conditions de mesure sont identiques à celles utilisées précédemment (§ III.1.3.1.).

Pour observer expérimentalement l'influence de Z_{OPT} , le transistor est polarisé de façon à favoriser les phénomènes de compensations entre C_{GS} et C_{GD} : $V_{GS0} = -0,5V$ et $V_{DS0} = 2,5V$.

L'impédance de charge Z_L est réglée de façon à minimiser la surface du cycle de charge mais aussi de manière que son module change pour les différentes mesures. La puissance d'entrée varie de façon à obtenir le point 4 dB de compression en gain.

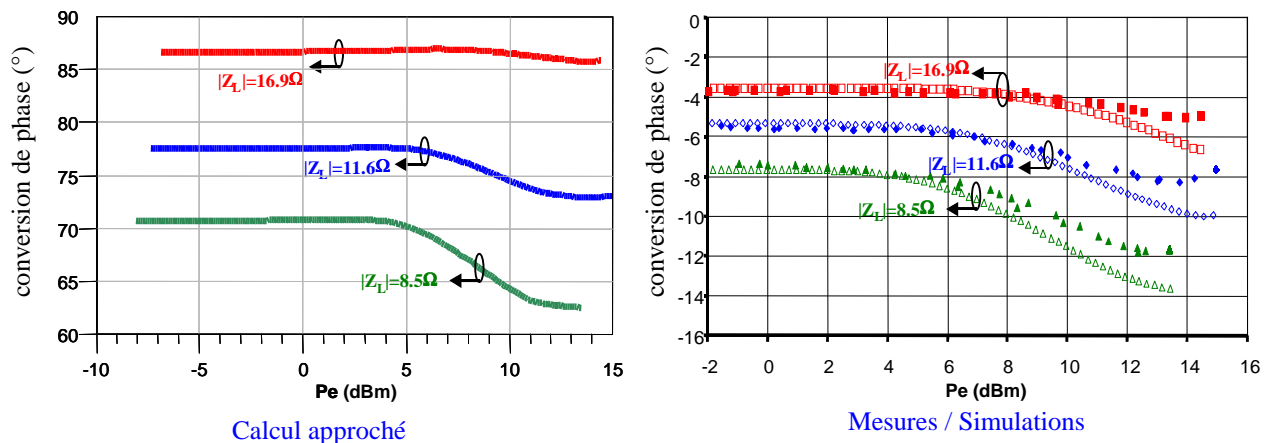


Figure 26 : Représentations de la conversion de phase de l'amplificateur jusqu'au point 4 dB de compression en gain pour une polarisation $V_{GS0} = -0,4V$ et $V_{DS0} = 2,5V$, lorsque l'impédance de charge Z_L varie. A gauche est tracée la conversion obtenue par le calcul analytique. A droite sont reportées les allures de la conversion de phase obtenues en mesure et en simulation.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

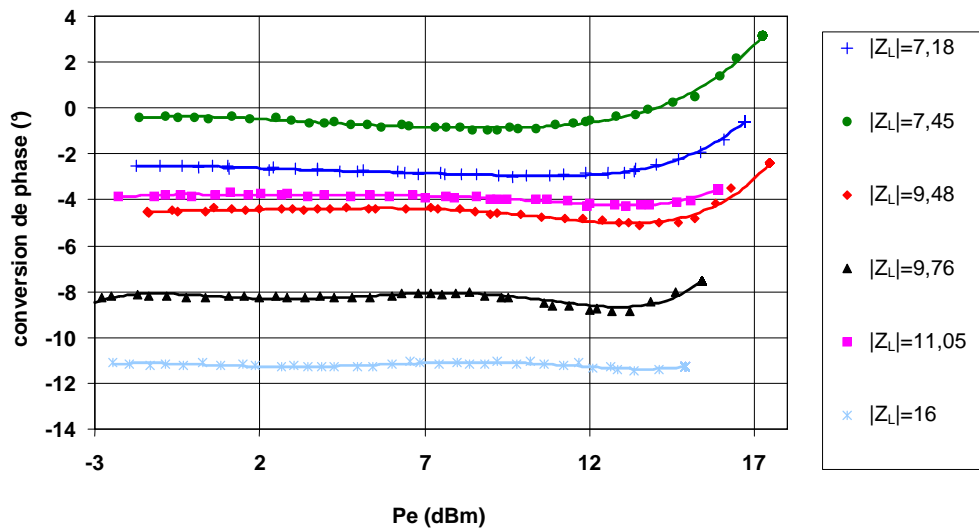


Figure 27 : Représentations des mesures de la conversion de phase de l'amplificateur jusqu'au point 4 dB de compression en gain pour une polarisation différente $V_{GS0} = -0,47V$ et $V_{DS0} = 3,2V$.

L'excursion maximale de la conversion de phase est obtenue (Fig. 27) pour le module d'impédance le plus faible. En effet, comme le montre la figure 26 soit analytiquement, soit en mesure, soit en simulation, plus le module de l'impédance Z_L augmente et plus l'excursion de la conversion est faible - Z_L étant adaptée grand signal.

Les résultats montrent aussi qu'avec un choix judicieux de la polarisation par rapport aux allures des capacités C_{GS} et C_{GD} du transistor, il est possible d'allier à la fois l'amélioration de la linéarité avec l'augmentation du rendement en puissance ajoutée PAE défini par l'équation 21.

$$PAE = 100 \cdot \frac{P_s(W) - P_e(W)}{P_{DC}(W)} (\%) \quad (21)$$

En effet, l'optimum de rendement en puissance ajoutée est situé autour du cycle de charge optimal ayant un module d'impédance de charge voisin des 11 Ω . Le rendement en puissance ajoutée PAE diminue pour les deux autres impédances comme le montre la figure 28. Si l'on compare les performances obtenues avec ces différentes impédances, la conversion de phase la plus faible est celle où le rendement est le plus élevé (Fig. 28).

Le choix de ce point de polarisation réalisé par rapport à l'allure des deux capacités C_{GS} et C_{GD} écarte le compromis rendement/linéarité, mais au contraire permet d'allier, pour une conception d'amplificateur de puissance, un comportement à fort rendement tout en ayant la linéarité préservée.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

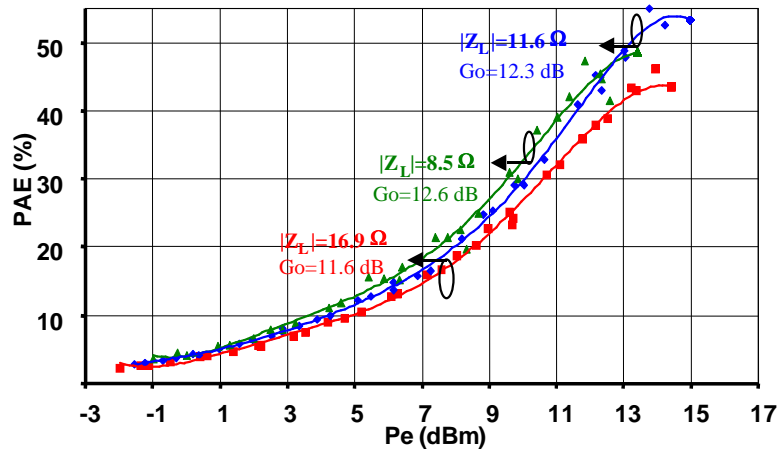


Figure 28 : Mesures du rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur lorsque l'impédance de charge Z_L varie et pour un point de polarisation fixe : $V_{GS0} = -0,4V$ et $V_{DS0} = 2,5V$, à 18 GHz.

Les résultats présentés ont en premier lieu confirmé le bon accord entre les mesures en puissance de type Load Pull CW et les simulations en régime fort signal, ce qui valide le modèle de transistor utilisé. D'autre part, ces résultats montrent aussi la dépendance de la conversion de phase vis-à-vis des non-linéarités C_{GS} et C_{GD} .

En effet, un choix judicieux de la polarisation et de l'impédance de charge de l'amplificateur favorise les phénomènes de compensations internes des non-linéarités du PHEMT et permettent ainsi d'obtenir une conversion de phase minimale sur une très grande dynamique de puissance d'entrée.

L'impédance de source était jusqu'alors considérée purement réelle. L'étude de la conversion de phase s'étend maintenant au rôle que joue l'adaptation d'entrée sur ce critère de linéarité [21].

III.2. Influence des pertes d'adaptation d'entrée sur la linéarité

L'équation initiale qui permet de déterminer l'expression du déphasage φ est rappelée ci-après (Eq. 22).

$$\varphi = -\text{Arg}^t \left(\frac{G_M}{Y_S + Y_L} \right) - \text{Arg}^t \left(1 + (Y_E + Y_{GS}) Z_G \right) \quad (22)$$

Pour la suite de l'étude, l'impédance Z_G ne sera plus considérée purement réelle mais permettra d'adapter en entrée le transistor en devenant complexe.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

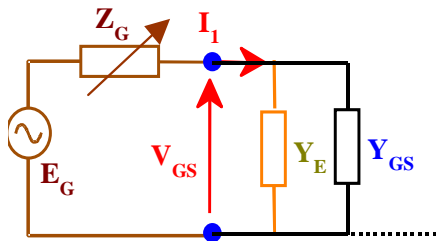
En faisant varier les parties réelle et imaginaire de l'impédance Z_G , il sera possible, pour une même compression en gain de l'amplificateur, d'observer l'évolution de la conversion de phase en fonction du niveau d'adaptation réalisé en entrée.

III.2.1. Etude théorique.

Les mêmes hypothèses sont émises :

- le transistor (PPH15) est limité à un fonctionnement dans sa zone de saturation
- l'impédance de charge est adaptée en grand signal.

Le modèle du transistor chargé sur une impédance optimale Z_L peut être, pour cette étude de la conversion de phase, ramené en entrée suivant le schéma de la figure 29 où Z_G est complexe : $Z_G = \Re(Z_G) + j \cdot \Im(Z_G) = R_G + j \cdot X_G$.



$$Y_E = Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) : \text{admittance ramenée entrée (Effet Miller)}$$

Figure 29 : Modélisation en entrée de l'amplificateur chargé sur une impédance adaptée en grand signal.

Le déphasage φ s'exprime alors lorsque Z_G est complexe suivant l'équation 23.

$$\varphi = -\varphi_{Gm} - \text{Arctg} \left\{ \frac{X_G C_{GS} \omega + X_G C_{GD} \omega (1 + |G_M| Z_{OPT} \cdot \cos(\varphi_{Gm}))}{1 + R_G C_{GS} \omega + R_G C_{GD} \omega (1 + |G_M| Z_{OPT} \cdot \cos(\varphi_{Gm}))} \right\} \quad (23)$$

On considère toujours $Y_L \ll G_M$, $Y_{GD} \ll G_M$ et $Z_G C_{GD} \omega^2 \ll 1$.

Nous appelons l'impédance d'entrée du transistor $Z_e = \Re\{Z_E\} + j\Im\{Z_E\}$. D'après le schéma de la figure 29, l'impédance d'entrée peut se ramener à l'équation 24.

$$Z_E = \frac{1}{Y_{GD} \left(\frac{G_M + Y_L}{Y_{GD} + Y_L} \right) + Y_{GS}} \quad (24)$$

L'adaptation est réalisée si l'impédance d'entrée Z_G présente le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor Z_E (Eq. 25).

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

$$\Re(Z_G) = \Re(Z_E) \text{ et } \Im(Z_G) = -\Im(Z_E) \quad (25)$$

Afin de vérifier l'adaptation du transistor, nous définissons (Eq. 26) le coefficient de réflexion Γ_E en prenant comme impédance de référence l'impédance complexe Z_G [23].

$$\Gamma_E = \frac{Z_E - Z_g^*}{Z_E + Z_g} \quad (26)$$

Ayant les expressions de la phase de l'amplificateur et du niveau d'adaptation réalisé en entrée, il est possible analytiquement d'observer les évolutions de $|\Gamma_E|$ et de $\Delta\phi$ en fonction de R_G et X_G .

Les graphiques de la figure 30, montrent en fonction des valeurs que peut prendre l'impédance Z_G , l'évolution du coefficient de réflexion en entrée Γ_E , à gauche, mais aussi celui de l'écart maximum de la conversion de phase $\Delta\phi$ pour une même compression en gain, à droite.

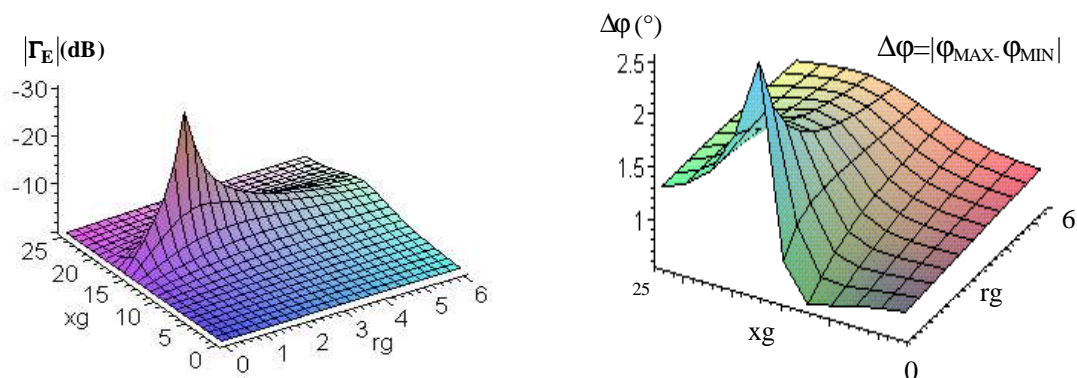


Figure 30 : Evolution de l'adaptation en entrée du transistor exprimée en fonction du coefficient de réflexion Γ_E pour différentes valeurs de l'impédance Z_G , à gauche. Représentation de l'écart maximum de la conversion de phase définie avec l'équation 23 pour différentes valeurs de Z_G , à droite.

La figure 30 montre que la meilleure adaptation d'entrée ne correspond pas à la conversion de phase minimale et réciproquement.

Ces deux graphiques tendent à montrer qu'un compromis entre les pertes d'adaptation d'entrée et la linéarité est à prendre en compte lors de la conception du réseau d'entrée d'un amplificateur.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

III.2.2. Mesures de l'influence de l'adaptation d'entrée sur la conversion de phase de l'amplificateur.

Les mesures réalisées à l'aide du banc Load Pull avec une boucle active en entrée à 18 GHz vont permettre de vérifier cette hypothèse [13]. La boucle active présente en entrée permet de caractériser l'impédance de source et lors des mesures, permet de présenter au transistor les valeurs d'impédance souhaitées.

Le transistor utilisé PPH15 8x75 μm d'UMS est chargé à l'aide d'un tuner sur l'impédance de charge $Z_L = 53,6 - j26,5 \Omega$ et a pour polarisation : $V_{GS0} = -0,5\text{V}$ et $V_{DS0} = 2,8\text{V}$ ($I_{DS0} = 139\text{mA}$). Comme le prouvent les figures 31 et 32, tout au long des mesures les conditions de fonctionnement du transistor sont fixées et restent inchangées quelle que soit l'adaptation réalisée ou non en entrée.

En effet, que cela soit pour une impédance de source purement réelle égale à 50Ω (Fig. 31) ou complexe (Fig. 32), la valeur de l'impédance d'entrée du transistor varie peu. Ceci montre que l'amplificateur fonctionne tout au long des mesures avec les mêmes performances en termes de puissance de sortie et de rendement de sortie. Seuls le gain total de l'amplificateur et le rendement en puissance ajoutée varient car ils dépendent tous deux des pertes engendrées en entrée.

La conversion de phase est déterminée comme pour l'étude précédente en mesurant la phase du rapport d'ondes b_2/a_1 : b_2 onde réfléchi en sortie, a_1 onde incidente en entrée de l'impédance de source (Fig. 34).

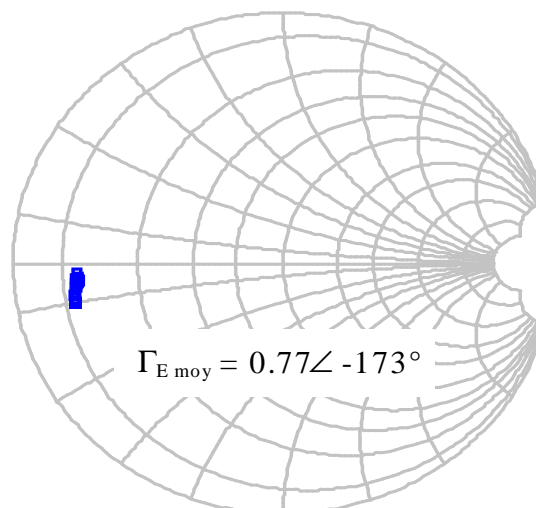


Figure 31 : Impédance d'entrée du transistor lorsque l'impédance de source est purement réelle avec le transistor chargé sur l'impédance $Z_L = 53,6 - j26,5 \Omega$. La puissance d'entrée varie de façon à obtenir le point de compression en gain 3dB.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

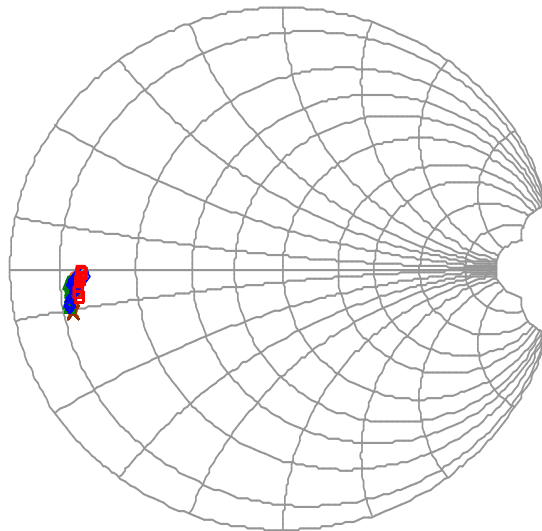


Figure 32 : Impédance d'entrée du transistor, lorsque l'impédance de source varie et lorsque le transistor est chargé sur l'impédance Z_L . La puissance d'entrée varie de façon à obtenir le point de compression en gain 3 dB.

Les performances en puissance, propres au transistor, obtenues dans ses plans sont celles de la figure 33. L'utilisation d'un tuner en sortie du transistor ne permet pas d'atteindre les performances optimales souhaitées.

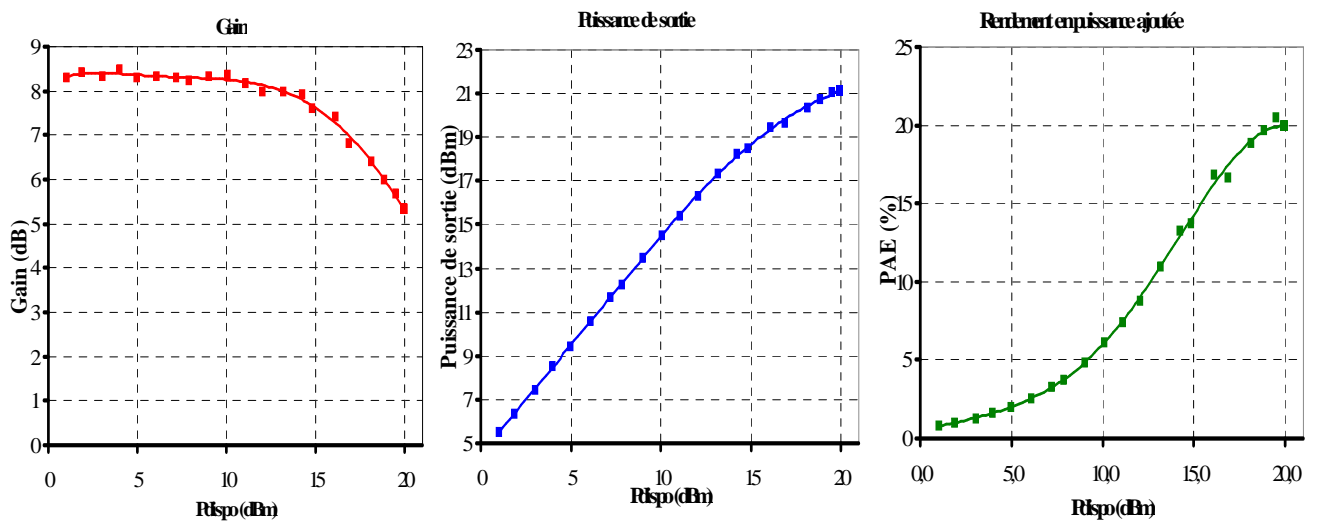


Figure 33 : Performances du transistor en fonction de sa puissance d'entrée : en gain, à gauche, en termes de puissance de sortie, au milieu, et pour le rendement en puissance ajoutée, à droite. Le transistor fonctionne pour une impédance de charge $Z_L = 53,6 - j26,5 \Omega$ et pour un point de polarisation : $V_{GS0} = -0,5V$ et $V_{DS0} = 2,8V$.

Plusieurs mesures sont réalisées pour différentes impédances de source Z_G présentées au transistor, réalisant ou non l'adaptation en puissance (Fig. 34).

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

L'impédance de source variable Z_G (la boucle active pour les mesures) se comporte comme un quadripôle passif linéaire (Fig. 34). Elle permet simplement d'adapter en puissance le transistor : la puissance entrant dans le transistor est égale à celle entrant au niveau de l'impédance de source (Fig.35, à droite). Cependant le système utilisé ne permet pas de présenter mutuellement 50Ω du côté du générateur et Γ_E^* du coté de l'entrée du transistor.

Comme l'a montré l'étude théorique, cela ne change en rien l'étude du comportement de la conversion de phase lorsque le transistor est ou non adapté en puissance.

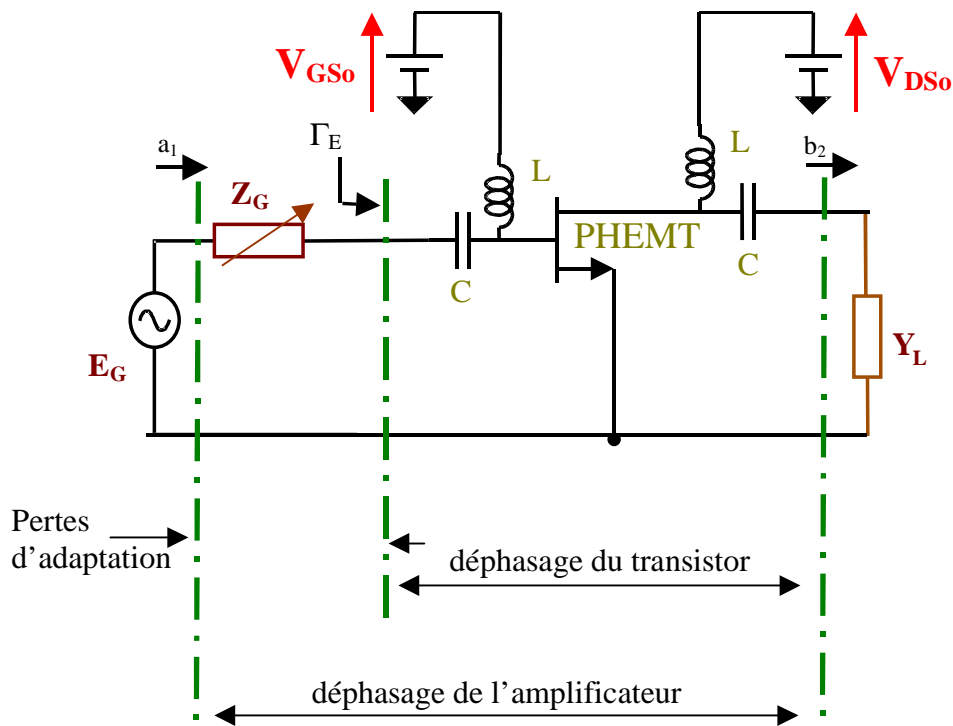


Figure 34 : Plans de mesures concernant l'étude de l'adaptation en entrée d'un amplificateur.

Le générateur de puissance en entrée doit seulement fournir suivant la désadaptation plus ou moins de puissance (Fig. 35, à gauche). Ceci correspond, pour un même niveau de puissance disponible du générateur $P_{\text{générateur}}$, à différents niveaux de puissance entrant dans le transistor $P_{\text{transistor}}$ suivant l'adaptation réalisée.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

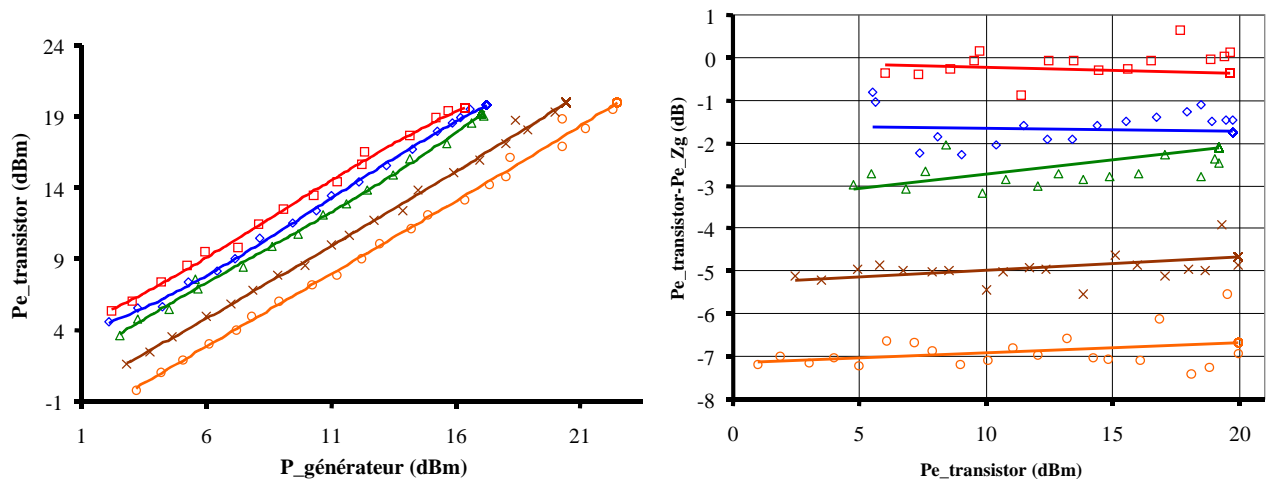


Figure 35 : Puissance présentée au transistor en fonction de la puissance du générateur, à gauche. Pertes d'adaptation, engendrées par l'impédance de source en fonction de la puissance fournie au transistor, à droite. Pour l'ensemble de ces courbes l'impédance de source varie, réalisant plus ou moins l'adaptation en entrée, amélioration ou non du coefficient de réflexion Γ_E .

Les résultats confirment l'hypothèse avancée, à savoir à une compression de gain égale : 3 dB de compression de la AM/AM pour chaque mesure, une désadaptation en puissance du transistor réduit la variation de la conversion de phase. Lorsque celui-ci est adapté : 0,2 dB de pertes en puissance (Fig. 36, courbe avec les carrés), la variation du déphasage est de 8,1° contre 0,2° lorsque que l'impédance de source est égale à 50 Ω : 7 dB de pertes en puissance (Fig. 36, courbe avec les cercles).

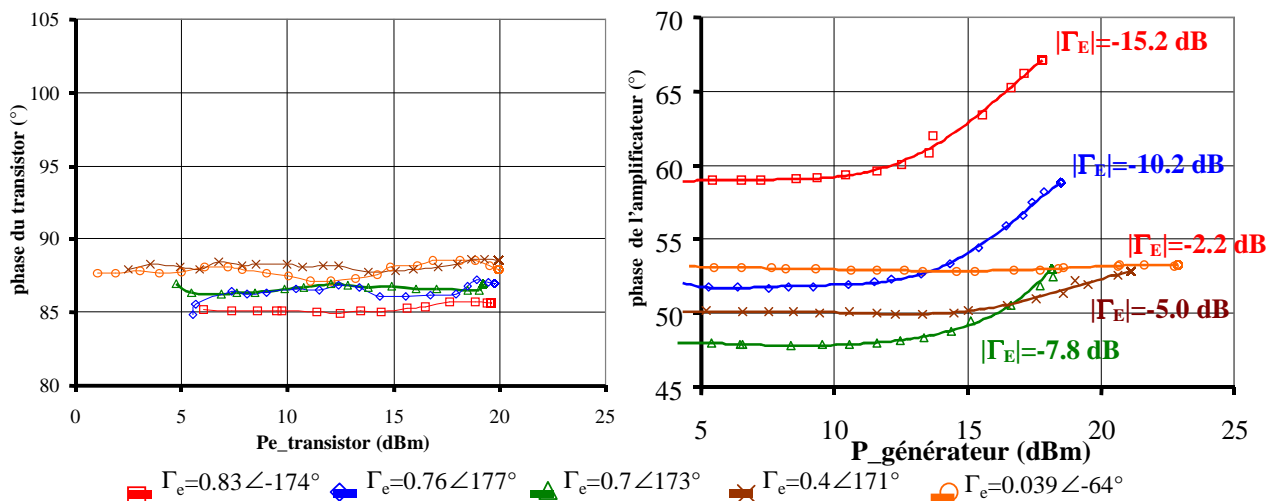


Figure 36 : Variations de la conversion de phase du transistor, à gauche, de l'amplificateur, à droite, lorsque l'adaptation en entrée varie.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

Alors que le déphasage du transistor reste quasi constant quelle que soit l'impédance de source présentée en entrée, celle de l'amplificateur varie en fonction du niveau d'adaptation.

Les tracés obtenus sur la figure 36, à gauche, montrent que les conditions de fonctionnement du transistor ne changent pas.

Finalement, ces résultats montrent que l'adaptation en puissance de l'entrée d'un amplificateur joue un rôle prépondérant sur la linéarité, ce qui rajoute un compromis : pertes d'adaptation/linéarité.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord validé un nouveau modèle non-linéaire à une dimension de capacité pour un transistor Power PHEMT. L'extraction est réalisée le long d'un cycle de charge décrivant le fonctionnement désiré de l'amplificateur. La comparaison des mesures avec les simulations du modèle permet de valider à la fois la méthode d'extraction ainsi que le modèle utilisés. Ainsi est-il possible d'insérer ce modèle dans un montage à structures complexes pour une application à faible ou fort niveau en limitant fortement les risques de non-convergence lors des simulations.

L'étude intrinsèque faite sur le transistor a permis de mettre en évidence des phénomènes de compensations entre les différentes non-linéarités qui le constituent. Ce phénomène de compensation apparaît grâce à la forme particulière de la capacité C_{GS} observable sur les PHEMTs.

Les mesures de type Load Pull menées valident cette théorie et montrent qu'il est possible, pour certaines conditions de fonctionnement du transistor - choix des polarisations -, de minimiser la conversion de phase sur une grande dynamique de puissance d'entrée.

Cette étude a permis d'identifier, au premier ordre, le rôle des différentes non-linéarités, ce qui permet ensuite de déterminer les réglages des polarisations à effectuer pour tirer le meilleur profit de ces phénomènes de compensations.

De plus, l'analyse réalisée sur les impédances d'accès du transistor montre le rôle que joue chacune de ces impédances sur la linéarité de l'amplificateur en termes de conversion de phase.

Lors de la conception d'amplificateur, l'impédance de charge optimale permet généralement d'obtenir le meilleur compromis rendement/linéarité, dans le cas de transistor FET 'classique'.

Dans notre cas (P-PHEMT), grâce aux phénomènes de compensations internes, il est possible d'améliorer à la fois le rendement en puissance ajoutée et la linéarité (conversion de phase) en augmentant le module de l'impédance de charge. Le comportement, en termes de PAE/linéarité, du transistor utilisé Power-PHEMT est différent des autres transistors FETs.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

En contre-partie, nous avons vu qu'il existe un compromis en termes de pertes d'adaptation/linéarité.

Dans le cas d'une conception d'amplificateur de puissance à un étage, l'adaptation est réalisée au plus près des performances spécifiées par le cahier des charges en termes d'adaptation d'entrée (TOS).

Dans le cas d'une conception d'amplificateur à plusieurs étages, il est possible pour l'étage en puissance de sortie d'améliorer la linéarité en engendrant des pertes d'adaptation entre l'étage de gain et cet étage. Ces pertes peuvent être compensées par une optimisation du gain des étages drivers.

Bibliographie

- [1] N.Suematsu, and al., "Transfer Characteristic of IM3 Relative Phase for a GaAs FET Amplifier", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, n°12, December 1997.
- [2] J.Staudinger and al., "An examination of Several Large Signal Capacitance Models to Predict GaAs HEMT Linear Power Amplifier Performance", RAWCON'98 Proceedings, pp. 343-346, IEEE 98.
- [3] J.A.Garcia and al., "Characterizing the Gate to Source Nonlinear Capacitor Role on GaAs FET IMD Performance", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°12, pp. 2344-2355, Dec. 98.
- [4] J.Hedoire, "Simulation hydrodynamique bidimensionnelle de transistors de type HEMT pseudomorphique. Analyse physique et optimisation pour l'amplification de puissance hyperfréquence.", thèse n°:2051, 1997.
- [5] C.Gaquiere, and al., "Affects on the Linearity in Ka Band of Single or Double Recess PHEMT's", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 10, n°7, July 2000.
- [6] M.Iwamoto, and al., "Linearity Characteristics of GaAs HBTs and the Influence of Collector Design", IEEE Transactions in Microwave Theory and Techniques, vol. 48, N)12, December 2000.
- [7] B.Mallet-Guy, and al. "Direct extraction of a distributed nonlinear FET model from pulsed I-V / pulsed S-parameter measurements". IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 8, n°2, pp. 102-104, Feb. 97.
- [8] D.Barataud, and al., "Measurements and control of current/voltage waveforms of microwave transistors using an harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers", IEEE transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 48, n°4, pp. 835-842, August 99.
- [9] J.P.Teyssier, and al., "A New Nonlinear I(V) Model for FET Devices Including Breakdown Effects", IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol. 4, n°4, pp. 104-106, April 94.
- [10] S.Augaudy, "Caractérisation et modélisation des transistors mircoondes, application à l'étude de la linéarité des amplificateurs à fort rendement. ", thèse n°8-2002, Université de Limoges, 2002.
- [11] C.J.Wei, and al., "Completely consistent 'No-Charge' PHEMT Model including DC/RF Dispersion", MMT-S 2002, Seattle, pp. 2133-2136, June 02.
- [12] S.Forestier, and al., " A New Nonlinear Capacitance Model of Millimeter Wave Power PHEMT for Accurate AM/PM AM/PM Simulations", Microwave and Wireless Components Letters, vol.13, n°12, December 2003.

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

- [13] T.Gasseling, "Caractérisation avancée de transistors de puissance pour la validation de leur modèle CAO", thèse à paraître, Université de Limoges.
- [14] J.M.Collantes and al., "A Dynamical Load Cycle Charge model for RF Powers FETs", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, vol. 11, n°7, pp. 296-298, July 01.
- [15] C.J.Wei, and al., "A New Model for Enhancement-Mode Power PHEMT", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°1, pp. 57-61, Jan. 02.
- [16] C.Navarro, and al., "An Accurate Photonic Capacitance Model for GaAs MESFETs", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n°4, pp. 1193-1197, April 02.
- [17] T.Iwai, and al., "High Efficiency and High Linearity InGaP/GaAs HBT Power Amplifiers : Matching Techniques of Source and Load Impedance to Improve Phase Distorsion and Linearity ", IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 45, n°6, pp. 1196-1200, June 1998.
- [18] H.Yamada, and al., "Self Linearizing Technique for L-Band HBT Power Amplifier : Effect of Source Impedance on Phase Distorsion", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, n°12, pp. 2398-2402, December 1996.
- [19] C.J.Wei, and al., "An Accurate Large-Signal Model of GaAs MESFET Which Accounts for Charge Conservation, Dispersion, and Self-Heating", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 46, n°11, pp. 1638-1644, November 98.
- [20] K.I.Jeon, and al., "Input Harmonics Control Using Non-Linear Capacitor in GaAs FET Power Amplifier", IEEE MTT-S Digest, pp. 817-820, 1997.
- [21] K.H.Ahn, and al., "Effects of Source and Load Impedance on the Intermodulation Products of GaAs FETs", MTT-Digest, vol. 1, pp. 469-472, 2000.
- [22] H.Yamada, and al., "The Effects of Source Impedance on Linearity in InGaP/GaAs Power HBTs.", IEEE MTT-S Digest, 1996.
- [23] J.Obregon, F.Farzaneh, "Definition of Nonlinear Reflection Coefficient of a Microwave Device Using Describing Function Formalism", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.32, No. 4, April 1984.

Annexe 1

Paramètres du modèle classique linéaire et non linéaire du transistor PPH15 8*75µm d'UMS.

PPH15 / TZ12 860							
Taille : 8 x 75 µm		Masque : HELEN			Date : 03/07/02		
Vgs₀ (V)	-0.48	Vds₀ (V)	4.029	Idss (mA)	599.09		
Modèle Classique							
Extrinsèques							
Rg (Ω)	Rd (Ω)	Rs (Ω)	Lg (pH)	Ld (pH)	Ls (pH)	Cpg (fF)	Cpd (fF)
0.62	0.65	0.7	39.15	29.91	13.21	10	28.76
Intrinsèques							
Cgs (fF)	Ri (Ω)	Cgd (fF)	Rgd (Ω)	Cds (fF)	Gm (mS)	Gd (mS)	τ (ps)
449.5	1.647	104.6	7.033	183.1			1.755
Tajima modifié							
Idss	A	B	M	P	W	Vpo	
0.599	4.08 ^e -2	0	5.44	1.21 ^e -1	1.80 ^e -1	7.82 ^e -1	
Vphi	Vdsp	αgm	Vgm	βgm	Vgd		
0.20	1.69 ^e -1	6.46	0.60	2.43 ^e -2	21.57		
Diode Grille - Source				Diode Grille – Drain			
Is	5.73^e-8	N	3	Is	1^e-10	N	3
Avalanche Drain – Grille							
Iav	Av_Vds	A	B	C	D		
4.13 ^e -7	1.964	-0.45	-1.694	-3.48	-1.969 ^e -2		
Avalanche Drain – Source							
Iav_Pt	Av_Vds_Pt	A_Pt	B_Pt	C_Pt	D_Pt		
0	0	0	0	0	0		
Capacité Cgd							
C0	C1	C2	a	b	Vm	Vp	
1.50 ^e -13	9.98 ^e -13	6.42 ^e -14	1.33	0.27	0.68	5.74	
Capacité Cgs							
C0	C1	C2	a	b	Vm	Vp	
1.99 ^e -13	5.26 ^e -13	4.90 ^e -14	3.17	3.51	1.16	0.35	

CHAPITRE 2 – ETUDE DES PHÉNOMÈNES NON-LINÉAIRES D'UN PHEMT

La diode ID_{DG} permet de modéliser le courant de grille qui intervient pour les valeurs de V_{GS} inférieures à celles de V_{DS} , alors que la diode représentée par le courant ID_{GS} permet essentiellement de modéliser les différents paliers mesurés pour les tensions V_{GS} supérieures à V_{DS} . Les expressions utilisées pour modéliser ce courant sont présentées ci-dessous :

$$ID_{Gd} = Isgd.e^{Alphagd.Vgd}$$

$$ID_{Gs} = Isgs.e^{Alphags.Vgs}$$

Le phénomène d'avalanche est modélisé par le générateur de courant IB_{DG} situé entre le drain et la grille.

$$IB_{DG} = Idg \times e^{AG \times VGS^4 + BG \times VGS^3 + CG \times VGS^2 + DG \times VGS + EG \times VDS}$$

L'expression analytique modélisant l'effet fondamental du transistor est une version modifiée de l'équation proposée par Y. Tajima. En effet, nous avons rajouté à l'équation du modèle du courant de drain un terme multiplicatif *Correct_GmGd*.

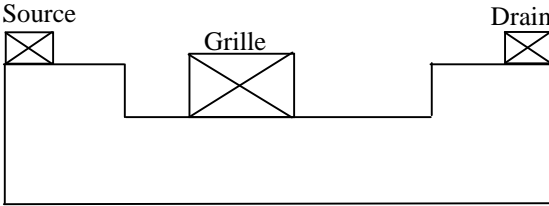
$$Id = Id_{Tajima} \times \text{Correct_GmGd}$$

avec $\text{Correct_GmGd} = 1.0 + \beta_{gm} \times (Vds + Vdm) \times (1.0 + \tanh(\alpha_{gm} \times (Vgs - Vgm)))$

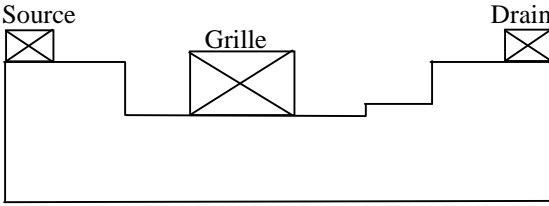
Annexe 2

Topologie des trois structures possibles du transistor ayant un recess [4].

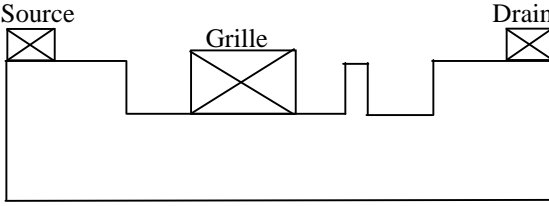
Le simple recess



Le double recess



L'anti recess



Troisième Chapitre

XXXXX

**APPLICATION DU CRITÈRE EVM À
L'ÉTUDE DE LINÉARITÉ D'UN
AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE DANS
LE CAS D'UNE MODULATION 16QAM**

I. Introduction

L'utilisation de modulation numérique de type M-QAM permet, pour une même bande spectrale allouée, d'avoir un rythme binaire N fois plus grand [1], sachant que $N = \frac{\log(M)}{\log(2)}$.

Cette modulation comportant M symboles est obtenue par la modulation en quadrature de phase de deux signaux quaternaires I et Q, tous deux issus d'un codage M-aire.

La forme temporelle du signal peut s'exprimer sous la forme de l'équation (1) où le couple (a_n, φ_n) est l'un des M couples possibles associés aux N valeurs possibles de la variable a_n .

$$S(t) = A \cdot \sum_n a_n G(t - nT) \cdot \cos(2\pi f_i t + \varphi_n) \quad (1)$$

avec $G(t) = I_{[0,T]}$;
 f_i fréquence intermédiaire.

Si nous prenons pour exemple une modulation 16QAM à laquelle correspondent 4 bits pour un symbole, nous obtenons, après modulation des deux signaux quaternaires I et Q, un signal comportant 3 niveaux d'amplitude et 12 en phases (Fig. 1).

La compression de l'information, réalisée en faisant correspondre un mot binaire de longueur N à un symbole, demande pour l'ensemble de la chaîne d'émission et de réception une grande linéarité afin de ne pas engendrer d'erreur supplémentaire lors du décodage [2]. La distance entre chaque symbole doit être ainsi respectée et préservée.

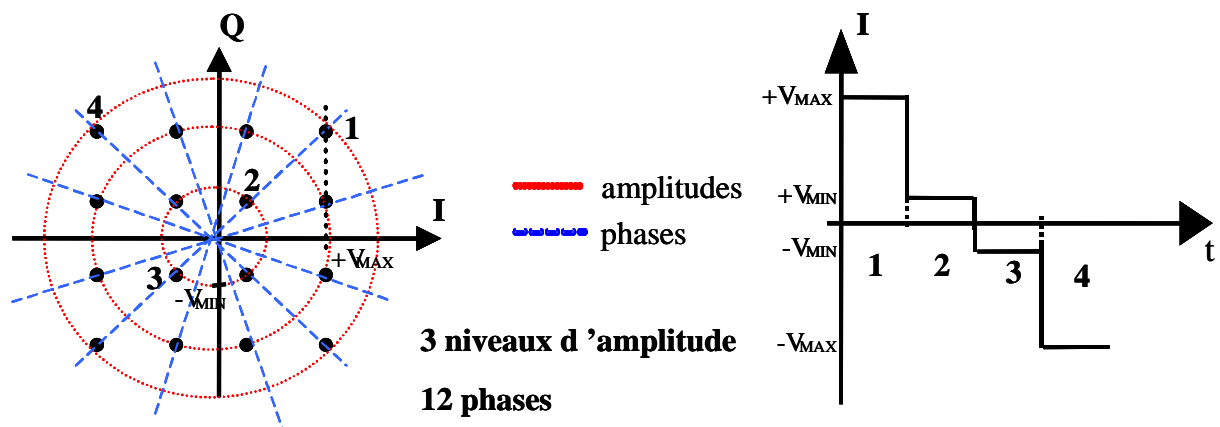


Figure 1 : Représentation de la partie imaginaire Q en fonction de la partie réelle I de la modulation 16QAM, à gauche ; exemple du signal quaternaire I en fonction du temps, à droite.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Ceci nécessite donc pour la partie amplificatrice de la chaîne d'émission un fonctionnement fortement linéaire. Chaque symbole doit être amplifié avec le même gain et le même déphasage pour ne pas déformer la constellation. Un fonctionnement en zone de compression de l'amplificateur, comme le montre l'exemple de la figure 2, n'est pas envisageable.

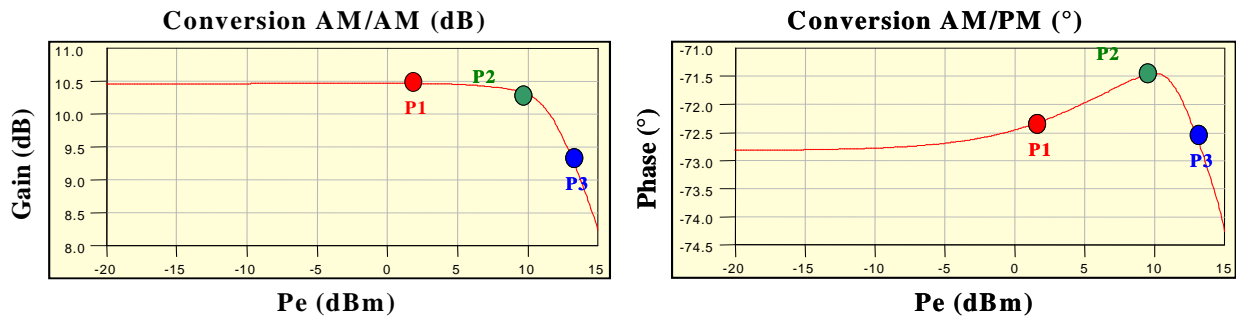


Figure 2 : Exemple d'amplification non-linéaire d'une modulation numérique de type 16QAM (3 niveaux d'amplitude en puissance) où chaque symbole est amplifié avec une phase et un gain différents.

Une première solution consiste à sur-dimensionner l'amplificateur pour permettre un fonctionnement dans sa zone dite linéaire tout en ayant les niveaux de puissance en sortie souhaités pour l'émission comme le montre la figure 3.

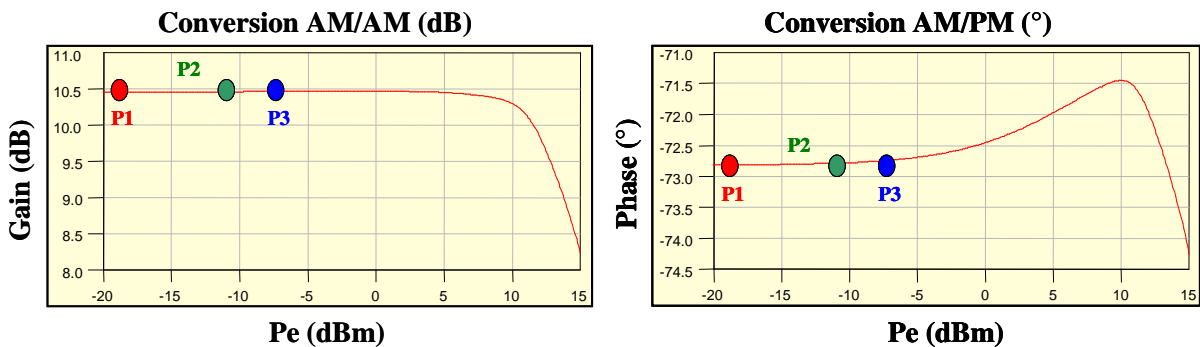


Figure 3 : Exemple d'amplification linéaire d'une modulation numérique de type 16QAM.

Ce fort recul en puissance 'backoff' par rapport au point 1 dB de compression en gain a pour inconvénient de requérir une forte consommation de puissance, dégradant ainsi fortement le rendement en puissance ajoutée de la partie amplificatrice (Fig. 4). Une telle configuration rend impossible l'utilisation de ces modulations numériques pour des applications embarquées spatiales qui nécessitent un fort rendement en puissance ajoutée.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

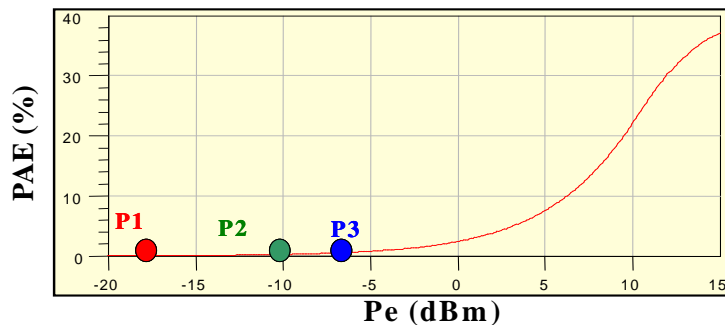


Figure 4: Rendement en puissance ajoutée de la partie amplificatrice pour un fort recul en puissance du fonctionnement.

Une seconde solution fait appel à des circuits de linéarisation comme ceux décrits au cours du Chapitre I qui permettent d'utiliser l'amplificateur de manière optimale tout en corrigeant les distorsions qu'il peut engendrer [3-7].

C'est ce que vise notre travail : déterminer s'il est possible de concevoir un système de linéarisation d'amplificateur de puissance SSPA (Solid State Power Amplifier) en vue d'une utilisation en M-QAM pour des applications spatiales. La méthode de linéarisation est basée sur la gestion dynamique des polarisations [8].

Avant de détailler dans le chapitre suivant la solution proposée, le critère de linéarité à utiliser reste à déterminer. Celui-ci doit permettre, pour une modulation numérique, d'évaluer et de quantifier en temps réel la linéarité du fonctionnement de l'amplificateur.

Ce chapitre propose d'étudier la non-linéarité de l'amplificateur avec différents critères de mesure de la linéarité. Chaque étude montrera que dans tous les cas, la non-linéarité peut se ramener, lorsque l'on considère l'amplificateur comme un système à bande étroite sans mémoire, à ses fonctions de conversion de gain AM/AM et de conversion de phase AM/PM.

Il sera aussi montré que le critère de linéarité EVM (Error Vector Measurement) peut aussi être utilisé pour quantifier indépendamment ces deux non-linéarités et permet en temps réel leur mesure.

Des résultats de cette étude découleront les conditions de linéarité à respecter pour une modulation numérique de type M-QAM et plus particulièrement la 16QAM.

II. Etude du critère de linéarité à utiliser

II.1. Définition des critères de linéarité existants pour un amplificateur de puissance

Différents critères existent et permettent de vérifier la linéarité d'un système, plus exactement celle de la partie amplificatrice. En effet, lorsque l'amplificateur commence à fonctionner dans sa zone dite de « compression de gain », le signal utile subit une distorsion. Cette déformation du signal est génératrice de fréquences provenant de combinaisons linéaires des fréquences présentes en d'entrée. Suivant le type de signal, plusieurs critères de linéarité existent :

- en bi-tons, le critère d'intermodulation d'ordre 3 C/I_3 ou $IMR_{2\text{ tons}}$,
- en multiporteuses, le critère NPR (Noise Power Ratio),
- et pour des signaux occupant une bande spectrale, l'ACPR (Adjacent Channel Power Ratio).

II.1.1. L'intermodulation d'ordre 3 C/I_3 ou $IMR_{2\text{ tons}}$.

Le critère de linéarité d'intermodulation d'ordre 3 intervient lorsque sont présentes en entrée deux raies porteuses proches l'une de l'autre : séparées seulement de quelques MHz pour un fonctionnement de l'amplificateur au GHz.

L'intermodulation représente les combinaisons linéaires des fréquences présentes en entrée. Elle apparaît lorsque l'amplificateur fonctionne dans sa zone de compression de gain : régime non-linéaire et ce traduit par l'apparition de raies aux fréquences $\pm mf_1 \pm nf_2$ (Fig. 5). La somme 'm+n' représente l'ordre de ces recombinaisons fréquentielles.

Le rapport C/I_3 est donc obtenu faisant le rapport des puissances des raies d'intermodulation (' $2f_1+f_2$ ' ou ' $2f_2+f_1$ ') avec les deux raies porteuses f_1 et f_2 (Fig. 5).

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

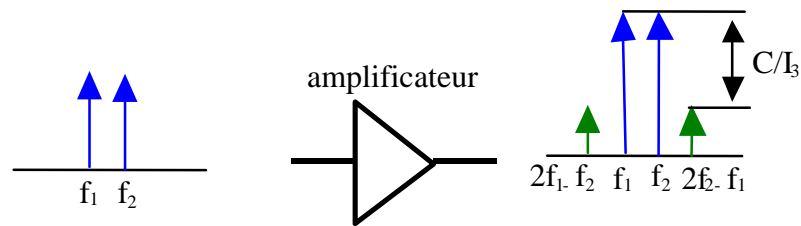


Figure 5 : Définition de la mesure du critère de linéarité C/I_3 ou $IMR_{2\text{ tons}}$.

II.1.2. Le rapport ACPR (Adjacent Channel Power Ratio).

Tout comme pour deux raies porteuses, l'amplification en régime non-linéaire d'un signal occupant une bande spectrale, engendre un étalement de son spectre. Les non-linéarités de l'amplificateur se traduisent en sortie par une remontée des lobes secondaires (Fig. 6).

L'ACPR permet de caractériser cette distorsion en déterminant l'écart de puissance de sortie entre le lobe principal et les lobes secondaires (Fig. 6).

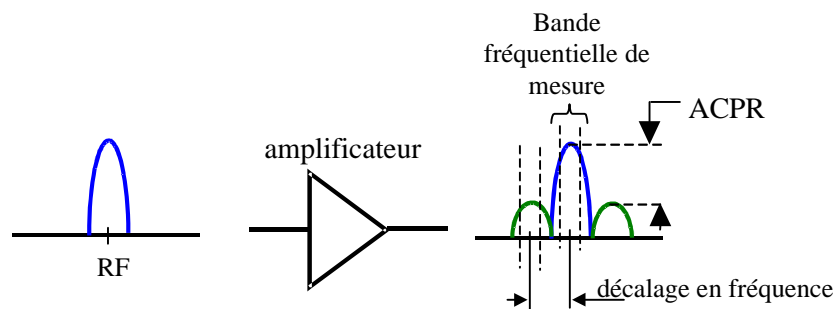


Figure 6: Définition de la mesure du critère de linéarité ACPR.

La mesure de l'ACPR est réalisée sur une bande de fréquence et suivant un décalage en fréquence tous deux définis par la norme utilisée (GSM, CDMA, ...). La mesure de la puissance de chacun des lobes est réalisée dans cette bande de fréquence (Fig. 6).

II.1.3. Le critère NPR (Noise Power Ratio).

Cette méthode permet d'obtenir de manière fine, en utilisant un bruit blanc gaussien sur une bande de fréquence, le comportement de l'amplificateur en termes de non-linéarité.

La mesure du NPR consiste à évaluer les distorsions d'intermodulation en faisant le rapport du signal à bruit dans une bande définie. Pour cela, le signal d'entrée possède dans sa bande de fonctionnement un trou de faible largeur réalisé avec un filtre réjecteur de fréquence. L'amplification de ce signal en régime non-linéaire engendre des distorsions dues aux recombinaisons linéaires des raies spectrales qui compensent le signal. Après

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

amplification, le NPR représente la différence entre le niveau du signal amplifié et le bruit des produits d'intermodulation situé dans le trou (Fig. 7).

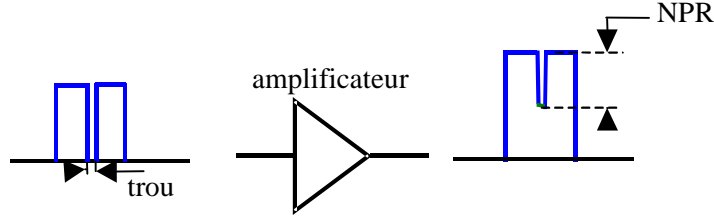


Figure 7 : Définition de la mesure du critère de linéarité NPR.

Une façon expérimentale de se rapprocher de ce bruit blanc gaussien est d'utiliser un nombre important (>1000) de porteuses d'amplitude équivalente et de phase aléatoire.

II.2. Relations des différents critères de linéarité existants

L'ensemble des critères, caractérisant la linéarité, permettent de quantifier les effets non-linéaires d'un amplificateur sans mémoire [9]. De manière empirique et à partir de mesures réalisées avec deux porteuses, il est possible d'obtenir une idée de la tendance que l'on pourrait observer lors de mesures en multiporteuses concernant les critères d'ACPR et de NPR (Eq. 2 et Eq. 3).

$$\text{ACPR} = \text{IMR}_{2 \text{ tons}} - 6 + 10 \cdot \log\left(\frac{n^3}{4 \cdot A + B}\right) \quad [\text{dBc}] \quad (2)$$

$$\text{NPR} = \text{IMR}_{2 \text{ tons}} - 6 + 10 \cdot \log\left(\frac{n^2}{4 \cdot C + D}\right) \quad [\text{dBc}] \quad (3)$$

avec :

$$A = \frac{2n^3 - 3n^2 - 2n}{24} + \frac{\text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{8} ; \quad B = \frac{n^2 - \text{mod}\left(\frac{n}{2}\right)}{4} ;$$

$$C = \left(\frac{n-b-2}{2}\right)^2 - \frac{\text{mod}\left[\frac{(n+b)}{2}\right]}{4} + \left(\frac{b-1}{2}\right)^2 - \frac{\text{mod}\left[\frac{(b+1)}{2}\right]}{4} + b \cdot (n-b-2) ;$$

$$D = \left(\frac{n-b-2}{2}\right) - \frac{\text{mod}\left[\frac{(n+b)}{2}\right]}{2} + \frac{b-1}{2} + \frac{\text{mod}\left[\frac{(b+1)}{2}\right]}{2}$$

IMR_{2 tons} : rapport d'intermodulation avec 2 porteuses.

n : nombre de porteuses.

b : nombre de porteuses comprises dans le 'gap' (trou) qui font office de test par le critère NPR. Pour enlever une seule porteuse au centre de la bande, $b=f[(n-1)/2]$; la fonction $f[x]$ donnant la partie entière de l'expression.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Une "expérience" permet de mettre en évidence la corrélation qui existe entre le rapport C/I et le critère ACPR. La densité spectrale (Fig. 10) d'un signal de type NRZ (Fig. 8 et Fig. 9) centrée sur une fréquence RF, se réduit après filtrage soit au lobe principal d'un sinus cardinal, soit seulement à deux porteuses, ceci en fonction de la probabilité des symboles et de leur nature aléatoire ou non.

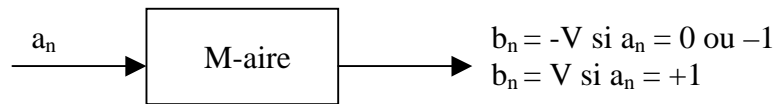
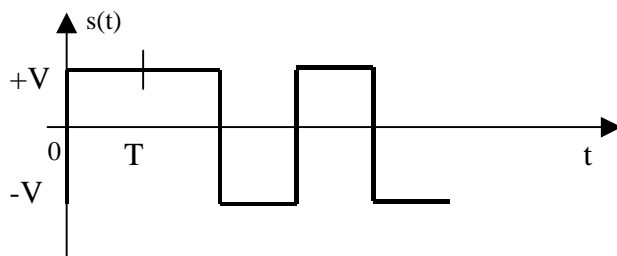


Figure 8 : Génération d'un signal de type NRZ à partir d'un train binaire.

Dans le domaine temporel, le signal NRZ donne :



$$s(t) = \sum_n b_n \cdot x(t - nT) \text{ avec}$$

$$x(t) = V \text{Rect}_T(t)$$

où la probabilité d'avoir $b_n=1$ ou -1 est de 0.5

Figure 9 : Représentation temporelle d'un signal NRZ.

Ce qui donne dans le domaine fréquentiel :

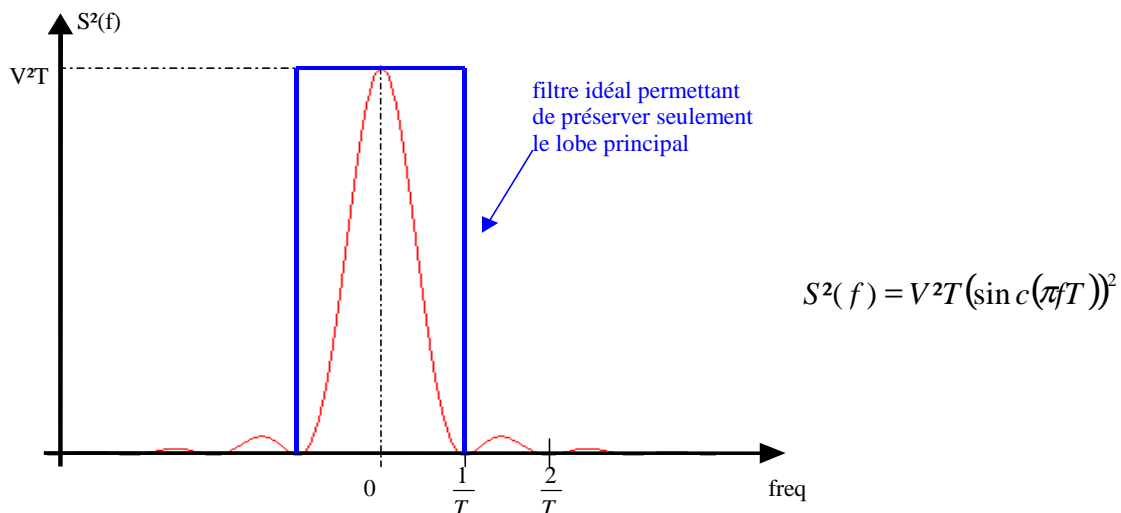


Figure 10 : Représentation spectrale du signal NRZ associé avec le filtre idéal.

Ce signal NRZ, translaté autour d'une fréquence porteuse (RF) et ensuite filtré, est amplifié par un élément fonctionnant en régime non-linéaire (Fig. 11). La remontée des lobes latéraux après amplification reflète les distorsions engendrées par la non-linéarité de la partie

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

amplificatrice. La mesure du critère de linéarité ACPR est obtenue en réalisant la comparaison des puissances entre le lobe principal et les lobes secondaires (Fig. 11).

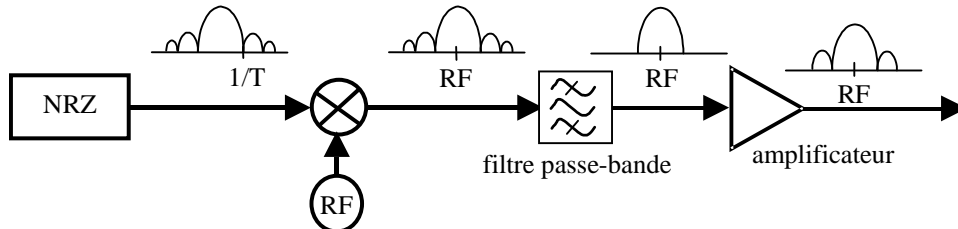


Figure 11 : Synoptique d'une chaîne d'émission pour l'amplification d'un signal de largeur $2/T$. L'amplificateur fonctionne en régime non-linéaire ce qui se traduit par la remontée des lobes secondaires du signal.

Maintenant, le signal NRZ est déterministe et change d'état tous les « kT » avec $k=1..∞$. L'allure du signal devient donc un signal carré de période $2T$, comme le montre la figure 12.

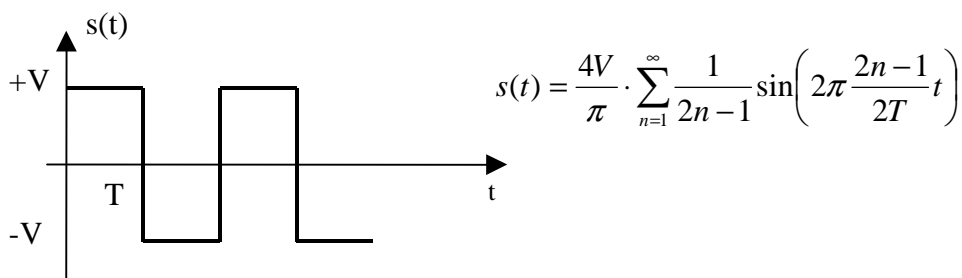


Figure 12 : Représentation du signal NRZ déterministe.

Ce signal, qui est un cas particulier du NRZ donne l'allure spectrale suivante :

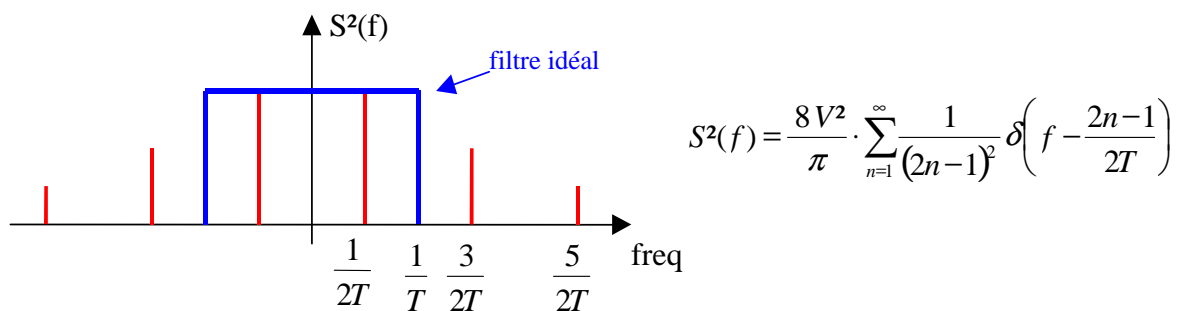


Figure 13 : Spectre du signal NRZ déterministe.

Seules deux raies restent après translation autour de la fréquence RF et filtrage, ce qui permet de refléter un comportement en bi-ton propre à l'évaluation du C/I (Fig. 14). Après l'amplification, la remontée des raies d'intermodulation d'ordre 3 par rapport aux deux raies principales permet de connaître et d'évaluer le rapport C/I.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

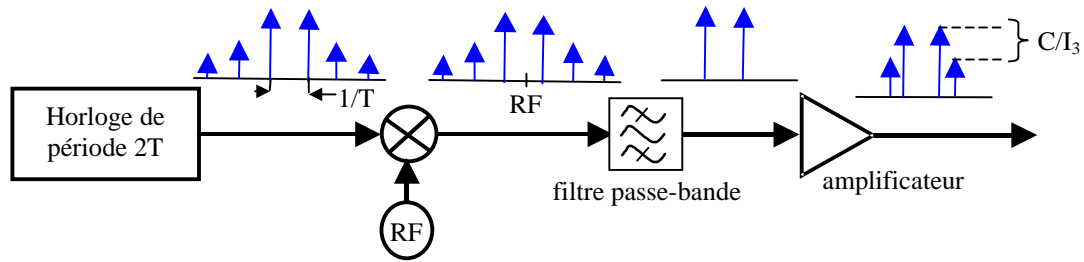


Figure 14 : Synoptique d'une chaîne d'émission pour l'amplification de deux porteuses séparées de $1/T$. L'amplificateur fonctionne en régime non-linéaire ce qui se traduit par l'apparition des raies d'intermodulation.

Cet exemple démontre que le critère C/I n'est qu'un cas particulier du critère généralisé d'ACPR.

Le critère ACPR, très utilisé pour les télécommunications numériques, ne permet cependant pas de quantifier directement les non-linéarités engendrées par l'amplificateur, à savoir la conversion en gain et la conversion en phase [10].

En pratique pour une modulation numérique, une observation du diagramme de l'œil I ou Q, après démodulation, permet d'obtenir une caractérisation rapide et qualitative de l'importance de l'interférence intersymboles. Il est possible d'y associer ensuite le calcul de la majoration de la probabilité d'erreur (P_M) à pouvoir détecter un symbole [1] :

$$P_M \leq \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{H}{\sigma \sqrt{2}} \right) \right] \quad \text{où} \quad \operatorname{erfc}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z e^{-x^2} dx \quad (4)$$

H : ouverte du diagramme de l'œil

σ : variance du bruit

P_M : probabilité d'erreur pour un symbole.

Une diminution de l'ouverture H du diagramme de l'œil (Resp. augmentation de P_M) correspond, en sortie de la partie amplificatrice avant émission, à un point symbole de plus en plus éloigné de sa position initiale. Mais ce critère ne permet pas de déterminer directement si la déformation du signal est engendrée par la conversion en gain ΔG ou par la conversion en phase $\Delta \phi$ ou les deux, de la partie amplificatrice. Une étude supplémentaire, présentée par la suite, est nécessaire pour établir le lien entre ces non-linéarités et la mesure de la probabilité d'erreur après démodulation du signal.

II.3. Corrélation entre les non-linéarités de la partie amplificatrice et le critère de la probabilité d'erreur P_M

Il est possible d'établir la corrélation entre les critères de non-linéarité ΔG et $\Delta\phi$ propres à l'amplification et la probabilité d'erreur à détecter un symbole P_M pour une modulation de type 16QAM rectangulaire. L'amplificateur de puissance est considéré, pour la suite de l'étude, comme un système bande-étroite sans mémoire et est caractérisé par ses deux fonctions non-linéaires, l'AM/AM représentant la conversion de gain et l'AM/PM pour la conversion de phase.

L'objectif est ici d'exprimer la probabilité d'erreur P_M en fonction de l'écart en gain ΔG occasionné par la différence de niveaux de tension entre symboles sur les axes I et Q et donc du niveau de puissance présent en entrée de l'amplificateur. L'influence de la conversion de phase $\Delta\phi$ sera également prise en compte pour l'expression de P_M .

Mais tout d'abord, la probabilité d'erreur à détecter un symbole est définie. Pour cela la probabilité de commettre une erreur sur un symbole n'est considérée que par rapport aux symboles les plus proches. Cette approche apparaît suffisante pour évaluer l'influence de non-linéarité de l'amplificateur.

II.3.1. Définition de la probabilité d'erreur P_M .

Lors de l'amplification d'une modulation de type 16QAM, la constellation est plus ou moins déformée. Cette déformation influe sur la probabilité d'erreur à détecter un symbole. Plus la constellation est déformée et plus la probabilité grandit ; ces deux notions sont entièrement corrélées [2]. Après démodulation du signal, la constellation IQ peut se présenter sous la forme idéale de la figure 15.

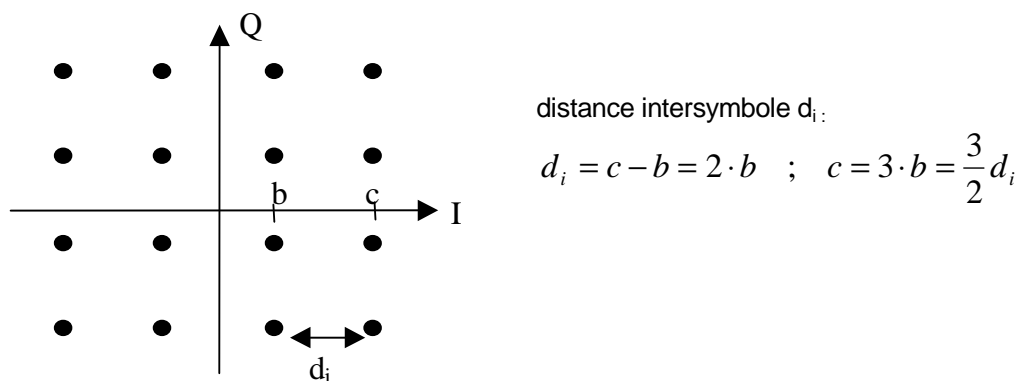


Figure 15 : Constellation IQ d'une modulation 16QAM.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Pour une modulation numérique de type 16QAM, sachant que ses signaux sont antipodaux, la probabilité d'erreur peut être ramenée à l'équation 5 [1] (Cf. annexe 1).

$$P_{M_i} = 3Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right) \left[1 - \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right)\right] \quad \text{avec} \quad Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (5)$$

avec Eb/N_0 : rapport de l'énergie moyenne d'un bit sur la densité spectrale de puissance du bruit.

On suppose les signaux équiprobables, la distance minimale entre les symboles d_i peut alors se ramener à l'expression (Cf. annexe 1) $d_i = 2\sqrt{\frac{2}{5}Eb}$. Il est possible de majorer la probabilité d'erreur sur un symbole suivant la relation de l'équation 6.

$$P_{M_i} < 3Q\left(\sqrt{\frac{d_i^2}{2N_0}}\right) \quad (6)$$

En calculant ainsi pour chaque symbole sa probabilité d'erreur, il est possible, en les sommant un à un, de connaître cette probabilité sur l'ensemble de la constellation.

$$P_M < \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M N_i \cdot P_{M_i} \quad (7)$$

avec M : nombre de symboles dans la constellation

N_i : nombre de signaux situés à la distance d_i .

Connaissant la distance minimale entre les différents symboles, il est possible de déterminer la probabilité d'erreur pour la détection d'un symbole. Plus cette distance est grande et plus la probabilité d'erreur est faible. Il ne reste donc plus qu'à exprimer cette distance minimale entre chaque symbole en fonction des non-linéarités propres à l'amplificateur

II.3.2. Analyse de la probabilité d'erreur en fonction des paramètres ΔG et de $\Delta\phi$ de l'amplificateur.

On définit $\frac{Eb}{N_0}$ le rapport signal à bruit moyen avant l'amplification et $\frac{Eb'}{N_0'}$ celui en sortie de l'amplificateur.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Les écarts en I et en Q, sont donc exprimés en fonction de la compression en gain ΔG et de l'écart en phase $\Delta\phi$ issue de la partie amplificatrice [12].

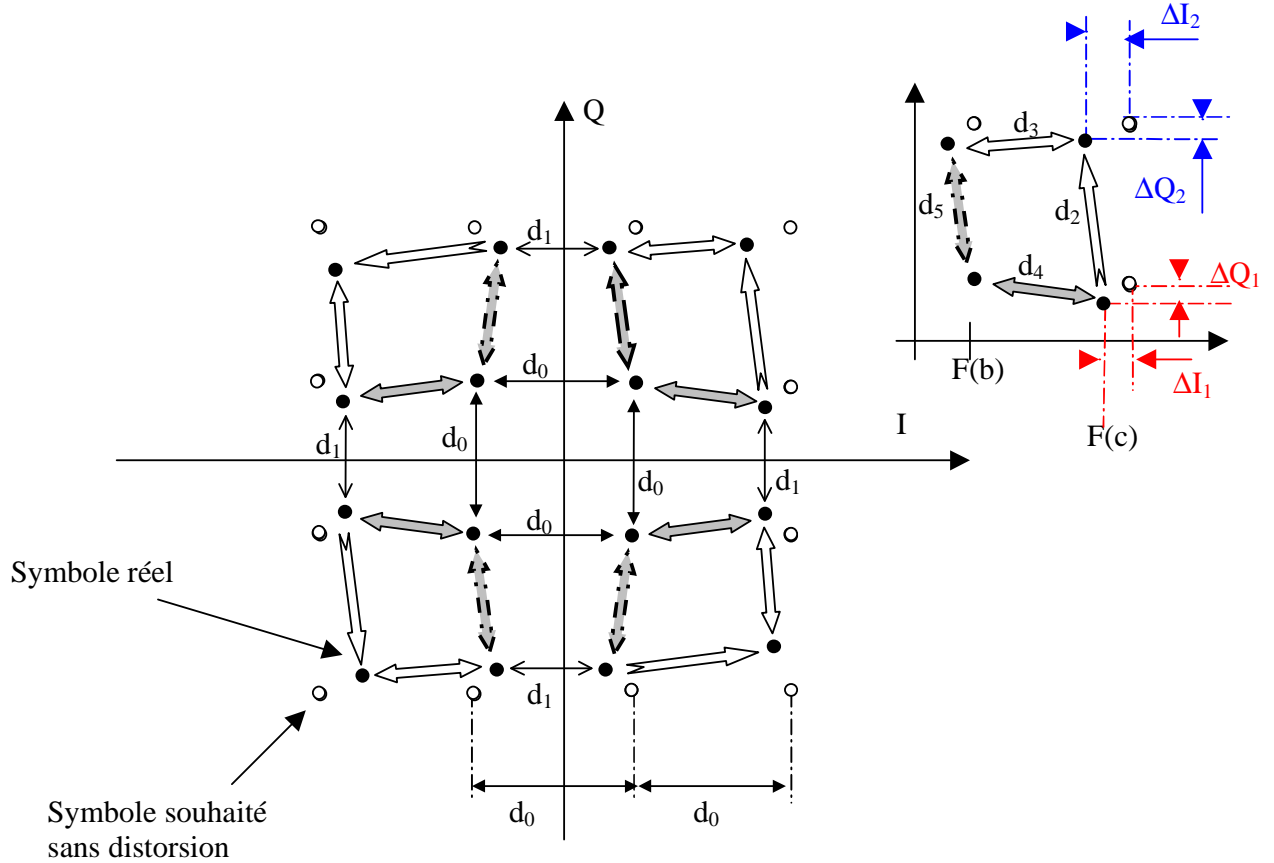


Figure 16 : Représentation de la constellation IQ après amplification. Les symboles associés au niveau de puissance maximum et moyen subissent une conversion en phase et une conversion en gain différentes.

La probabilité d'erreur sur l'ensemble de la constellation peut être exprimée par la somme de la probabilité d'erreur engendrée sur l'axe I avec celle de l'axe Q (Eq. 8).

$$P_M = \frac{1}{2}(P_{b_I} + P_{b_Q}) \quad (8)$$

En utilisant l'expression mettant en relation la distance qui sépare les symboles d_0 avec leur énergie $E_{b'}$: $d_0 \approx 2\sqrt{\frac{2}{5}E_{b'}}$, la probabilité d'erreur peut être définie avec la relation 9 (Cf. annexe 2) :

$$P_M < \frac{1}{2} \left[\begin{aligned} & Q\left(\sqrt{\frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) + Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{4\Delta I_2}{d_0}\right] \frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) + Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{2(\Delta Q_1 + \Delta Q_2)}{d_0}\right] \frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) + \\ & Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{2(\Delta I_1 + \Delta I_2)}{d_0}\right] \frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) + Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{2\Delta I_1}{d_0}\right] \frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) + Q\left(\sqrt{\left[1 - \frac{2\Delta Q_2}{d_0}\right] \frac{d_0^2}{2N_0'}}\right) \end{aligned} \right] \quad (9)$$

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Les expressions des termes ΔI_i et ΔQ_i peuvent être aussi définies en fonction des termes ΔG_i et $\Delta \varphi_i$ (Eq. 10) : ceci sera expliqué plus en détail par la suite lors de l'étude de l'EVM.

$$\Delta I_i = \left| \frac{3}{2} d_0 [1 - \cos(\Delta \varphi_i)] - \Delta G_i \cdot \cos(\varphi_i - \Delta \varphi_i) - \frac{2 \cdot i - 1}{2} d_0 \sin(\Delta \varphi_i) \right| ;$$
$$\Delta Q_i = \left| \frac{2 \cdot i - 1}{2} d_0 [1 - \cos(\Delta \varphi_i)] - \Delta G_i \cdot \sin(\varphi_i - \Delta \varphi_i) - \frac{1}{2} d_0 \sin(\Delta \varphi_i) \right| \quad (10)$$

avec $i \in \{0, 1, 2\}$

En utilisant la relation 9 pour l'équation 10, il est possible d'exprimer la relation de majoration de la probabilité d'erreur totale en fonction des non-linéarités de l'amplificateur : en tenant compte des écarts en gain et en phase entre deux niveaux de puissance associés aux symboles.

Les calculs précédents montrent tout de même, en plus de valider l'utilisation du P_M pour quantifier la non-linéarité d'un amplificateur, qu'une interprétation et une quantification, en temps réel lors de mesures, des deux non-linéarités (ΔG , $\Delta \varphi$) sont assez lourdes tout comme les précédents critères de linéarité.

Pour une application utilisant un signal modulé numérique, il existe un autre critère de linéarité : l'EVM.

II.4. Critère de linéarité EVM (Error Vector Measurement)

Le critère EVM (Error Vector Measurement) est essentiellement utilisé en traitement du signal ; il permet de quantifier l'effet d'un bruit aditif sur la déformation de la constellation du signal transmis [13],[14]. Ce critère mesure sur l'ensemble d'une constellation l'écart de position entre le symbole obtenu et la position idéale attendue.

Dans l'étude qui suit, nous allons montrer que ce critère de linéarité peut aussi être utilisé pour l'amplificateur. Comme pour la probabilité d'erreur P_M , il sera aussi montré que celui-ci peut être exprimé simplement en fonction des deux non-linéarités (ΔG , $\Delta \varphi$). L'amplificateur de puissance est toujours considéré pour cette étude comme un système bande étroite sans effet de mémoire.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

II.4.1. Définition du critère.

Le taux EVM, exprimé en pourcentage (%), peut dans notre cas permettre de caractériser à la fois les erreurs, sur les symboles émis, dues aux fluctuations de gain mais aussi de phase de la partie amplificatrice (Fig. 17) comme nous allons le décrire par la suite [16].

$$EVM \quad (rms) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S_{k\text{idéal}} - S_{k\text{réel}}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{k\text{idéal}}^2}} \quad [\%] \quad (11)$$

$S_{k\text{idéal}}$: symbole idéal numéro k de la constellation,

$S_{k\text{réel}}$: symbole réel associé à $S_{k\text{idéal}}$,

N : nombre de symboles nécessaires pour la modulation

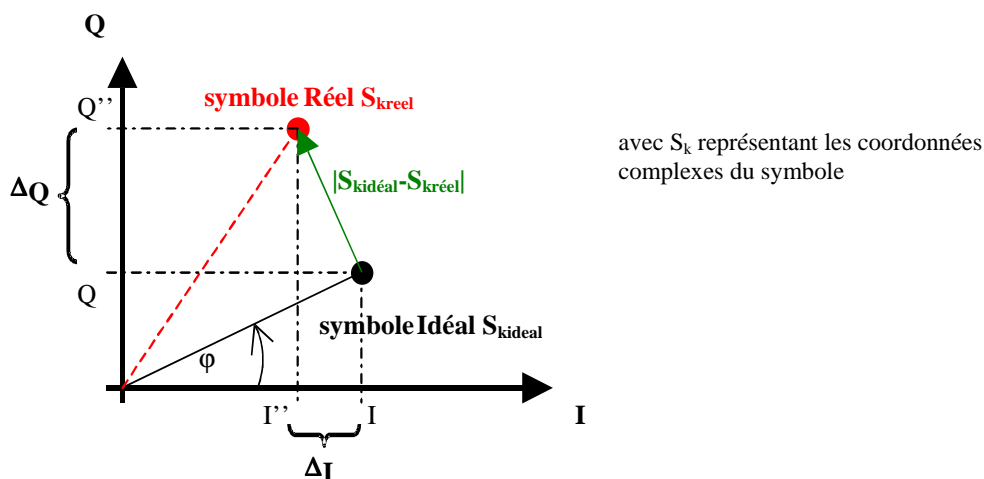


Figure 17 : Représentation de la mesure du critère EVM pour un symbole d'une modulation numérique.

II.4.2. Utilisation du critère pour quantifier la non-linéarité d'un amplificateur.

Des simulations sur un amplificateur (Fig. 18), montrent que le critère de linéarité EVM résultant suit la même évolution que l'ACPR lorsque la puissance en entrée croît. A titre d'exemple, si nous prenons un signal de type $\pi/4$ -DQPSK, celui-ci va subir des déformations plus ou moins importantes, à cause de l'amplificateur, suivant son niveau de puissance initial [17],[18]. Les deux critères se trouvent alors tous deux dégradés. Ces

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

différentes simulations (Fig. 18 et Fig. 19) permettent de faire ressortir la corrélation qui subsiste entre le critère EVM et les autres critères de linéarité généralement utilisés, à savoir ACPR, C/I et NPR.

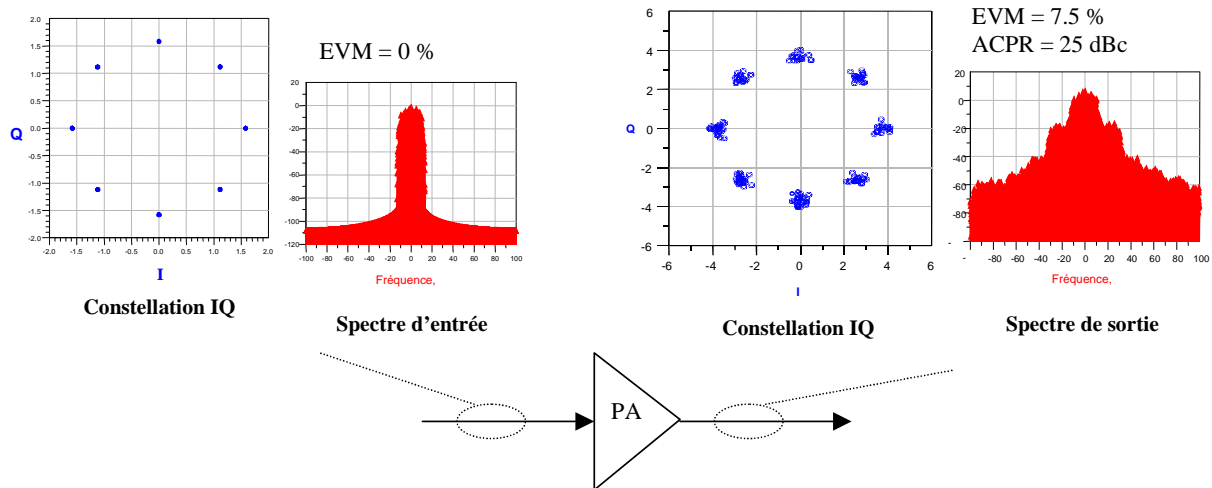


Figure 18 : Simulation de la mesure des critères ACPR et EVM pour une modulation numérique de type $\pi/4$ -DQPSK amplifiée avec régime fortement non-linéaire.

Plus le niveau de puissance augmente et plus la constellation est déformée ; plus le niveau d'ACPR est faible et plus le taux d'erreur EVM augmente.

Ces résultats permettent d'affirmer que plus le niveau EVM sera faible et plus la linéarité en termes C/I, NPR ou ACPR sera correcte.

Pour l'exemple précédent, les valeurs prises par l'ACPR et l'EVM en fonction de la puissance d'entrée de la constellation sont regroupées sous forme graphique comme le montre la figure 19.

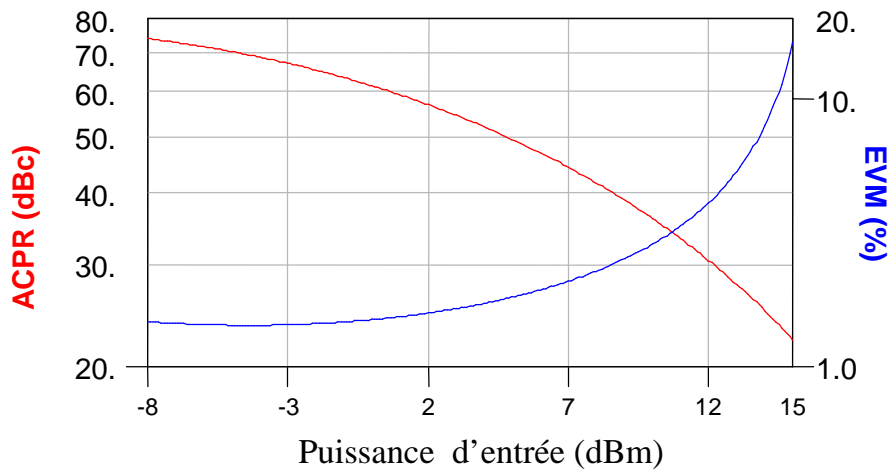


Figure 19 : Allures de l'ACPR et de l'EVM en fonction de la puissance d'entrée.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

L'EVM étant supposé utilisable pour mesurer la linéarité d'une partie amplificatrice, une étude sur ce critère montrera par la suite la corrélation qui existe avec les non-linéarités de l'amplificateur. Nous avons précédemment vu que l'écart en gain (ΔG) et l'écart en phase ($\Delta\phi$), pour deux niveaux de puissance en entrée différents, engendrent un phénomène de non-linéarité proportionnel à la grandeur des écarts. Les critères de linéarité comme le C/I ou l'ACPR peuvent être exprimés en fonction de ces non-linéarités. Par la suite, nous allons montrer qu'il en va de même pour le critère EVM. Une telle corrélation permettra de valider l'utilisation de ce critère pour quantifier et mesurer la linéarité propre à un amplificateur de puissance.

II.4.3. Détermination de l'EVM en fonction du ΔG et du $\Delta\phi$ engendrés par la partie amplificatrice.

Lors d'une conception, le vecteur d'erreur EVM est généralement obtenu en simulant, en transitoire d'enveloppe, l'amplification d'une modulation numérique.

Tout comme les autres critères de linéarité, il reste à déterminer comment il est possible de ramener la mesure de l'EVM faite en transitoire d'enveloppe à une simulation et une interprétation en monoporteuse, à savoir être exprimée en fonction du décalage en gain et du décalage en phase.

L'écart entre le symbole réel et le symbole idéal peut se décomposer en deux étapes [18],[19]. La première représente la variation en gain de l'amplificateur et la deuxième celle de la phase.

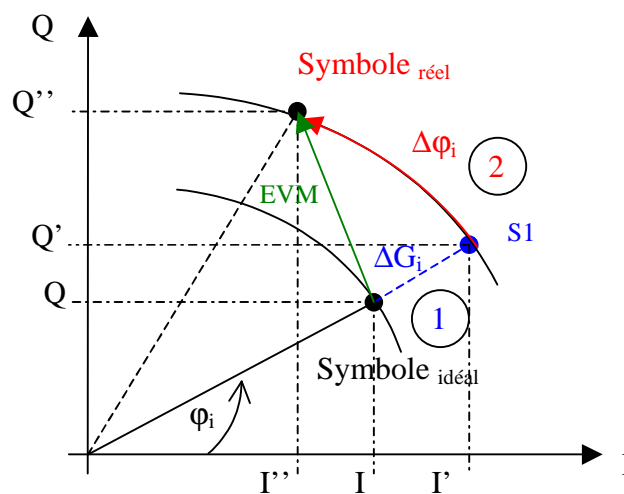


Figure 20 : Représentation du critère EVM après amplification et déformation d'un des symboles de la modulation.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Cette représentation (Fig. 20) permet de décomposer le vecteur EVM en deux et ainsi de l'évaluer en sommant simplement le vecteur occasionné par la conversion de gain avec celui engendré par la conversion de phase. Comme le montre la figure 21, l'EVM peut aussi s'exprimer en fonction des décalages sur les axes I et Q appelés ΔI et ΔQ . L'expression de l'EVM se ramène alors à l'équation 12 [12].

$$EVM(rms) = 100 \cdot \sqrt{\frac{\sum_{k=0}^N (\Delta I_k^2 + \Delta Q_k^2)}{\sum_{k=0}^N |S_{kidéal}|^2}} \quad (12)$$

Ainsi l'EVM peut être exprimé en fonction des deux non-linéarités ΔG et $\Delta\phi$ grâce aux décalages ΔI et ΔQ dus à la déformation de la constellation.

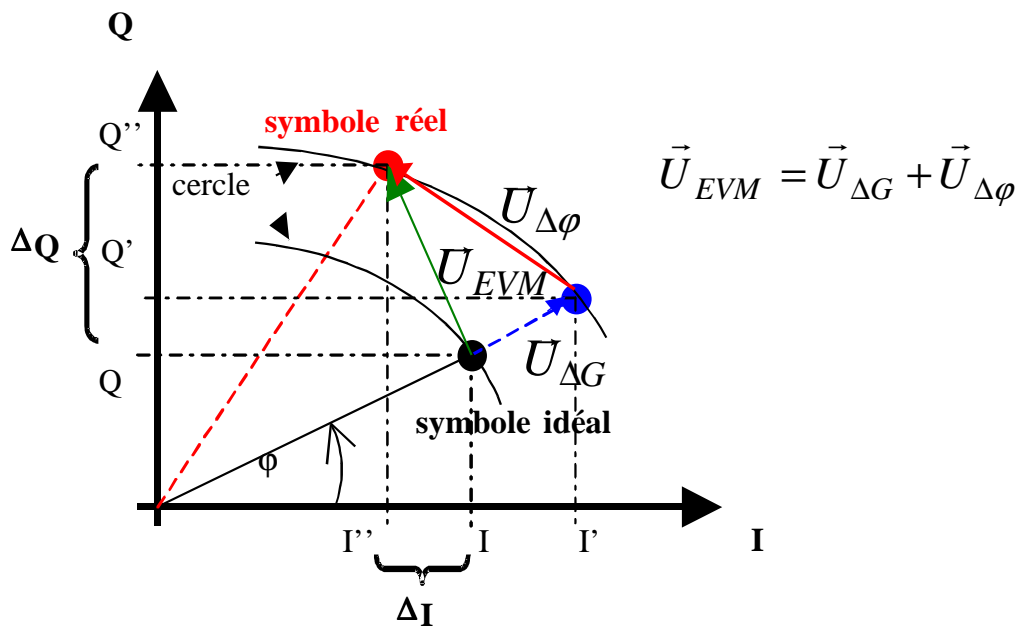


Figure 21 : Décomposition du vecteur EVM en un vecteur en ΔG et en un vecteur $\Delta\phi$ issus des conversions de l'amplificateur.

Le premier décalage ① en gain seul nous donne les relations suivantes :

$$I' = I + \Delta G_i \cos(\phi_i) \quad \text{et}$$

$$Q' = Q + \Delta G_i \sin(\phi_i) \quad (13)$$

Le décalage en phase ② s'exprime avec :

$$I'' = I' \cos(\Delta\phi_i) + Q' \sin(\Delta\phi_i)$$

$$Q'' = Q' \cos(\Delta\phi_i) - I' \sin(\Delta\phi_i) \quad (14)$$

Ce qui nous permet d'écrire les relations en utilisant les relations 13 et 14 :

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

$$I'' = [I + \Delta G_i \cos(\varphi_i)] \cos(\Delta\varphi_i) + [Q + \Delta G_i \sin(\varphi_i)] \sin(\Delta\varphi_i)$$

$$Q'' = [Q + \Delta G_i \sin(\varphi_i)] \cos(\Delta\varphi_i) - [I + \Delta G_i \cos(\varphi_i)] \sin(\Delta\varphi_i) \quad (15)$$

d'où les écarts sur les axes I et Q :

$$|\Delta I_i| = | I - I'' |$$

$$= | I [1 - \cos(\Delta\varphi_i)] - \Delta G_i \cos(\varphi_i - \Delta\varphi_i) - Q \sin(\Delta\varphi_i) |$$

et

$$|\Delta Q_i| = | Q - Q'' |$$

$$= | Q [1 - \cos(\Delta\varphi_i)] - \Delta G_i \sin(\varphi_i - \Delta\varphi_i) - I \sin(\Delta\varphi_i) | \quad (16)$$

Ainsi, pour chaque symbole il est possible d'exprimer les décalages suivant les axes I et Q. Comme le montre l'équation 12, le vecteur EVM est obtenu en sommant un à un ces différents décalages.

Pour un fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur, la constellation IQ se trouve compressée. Dans le cas de la modulation 16QAM rectangulaire (3 niveaux de puissance), les symboles associés au niveau de puissance le plus élevé sont amplifiés avec un gain plus faible que celui de ceux associés au niveau de puissance moyenne et encore plus faible que ceux de la puissance minimale. Associées avec ces différences de gain, les phases sont aussi différentes pour chaque niveau de puissance comme indiqué dans la figure 22. Ainsi la linéarité se trouve dégradée et la distance entre chaque symbole n'est plus préservée.

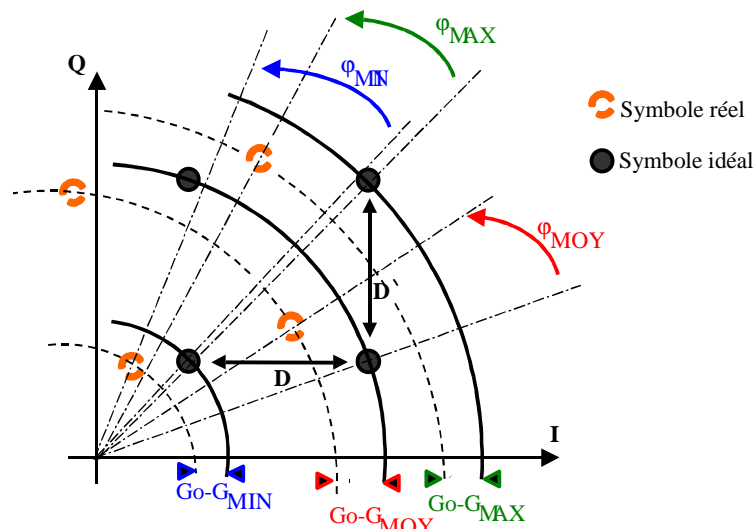


Figure 22 : Amplification d'une modulation numérique 16QAM en zone de compression de l'amplificateur. Chaque symbole est amplifié avec une phase et un gain différents, ne respectant plus ainsi la distance intersymboles.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Si aucune déformation n'est engendrée par l'amplificateur, les termes de conversion entre symboles sont nuls : $\Delta\phi_i = 0$ et $\Delta G_i = 0$, ce qui représente une amplification de chaque symbole avec le même gain et la même phase. Ceci équivaut pour la relation 16 à des termes $\Delta I = \Delta Q = 0$, donnant, d'après l'équation 12, un facteur d'erreur EVM nul. La constellation issue de la modulation numérique est alors amplifiée sans aucune déformation : comme le montre la figure 23 seul le plan de référence des axes I et Q change et la distance intersymboles est respectée.

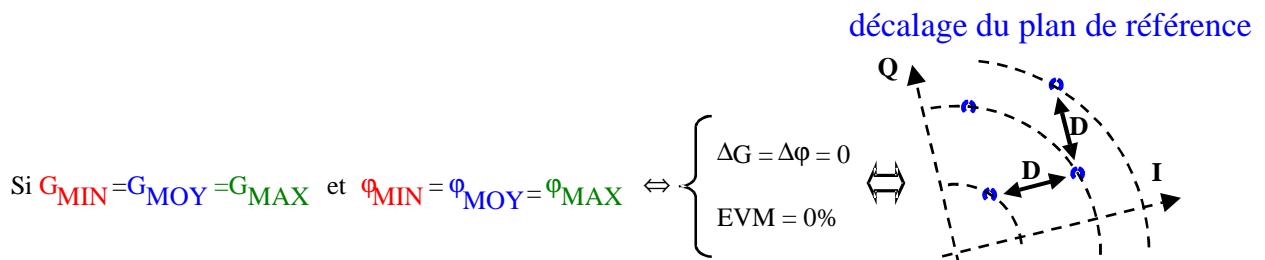


Figure 23 : Amplifier linéairement une modulation numérique revient à amplifier chaque symbole avec le même gain et la même phase. Seul le plan de référence de la constellation est modifié n'influant pas sur la linéarité.

Ainsi et de manière temporelle, il est possible, lors d'une campagne de mesures pour une modulation numérique (16QAM pour notre cas), d'évaluer à tout instant la non-linéarité de l'amplificateur. Comme le montre la figure 24, la mesure de ce critère permet de quantifier indépendamment les deux non-linéarités de la partie amplificatrice, à savoir la conversion en gain et la conversion en phase.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

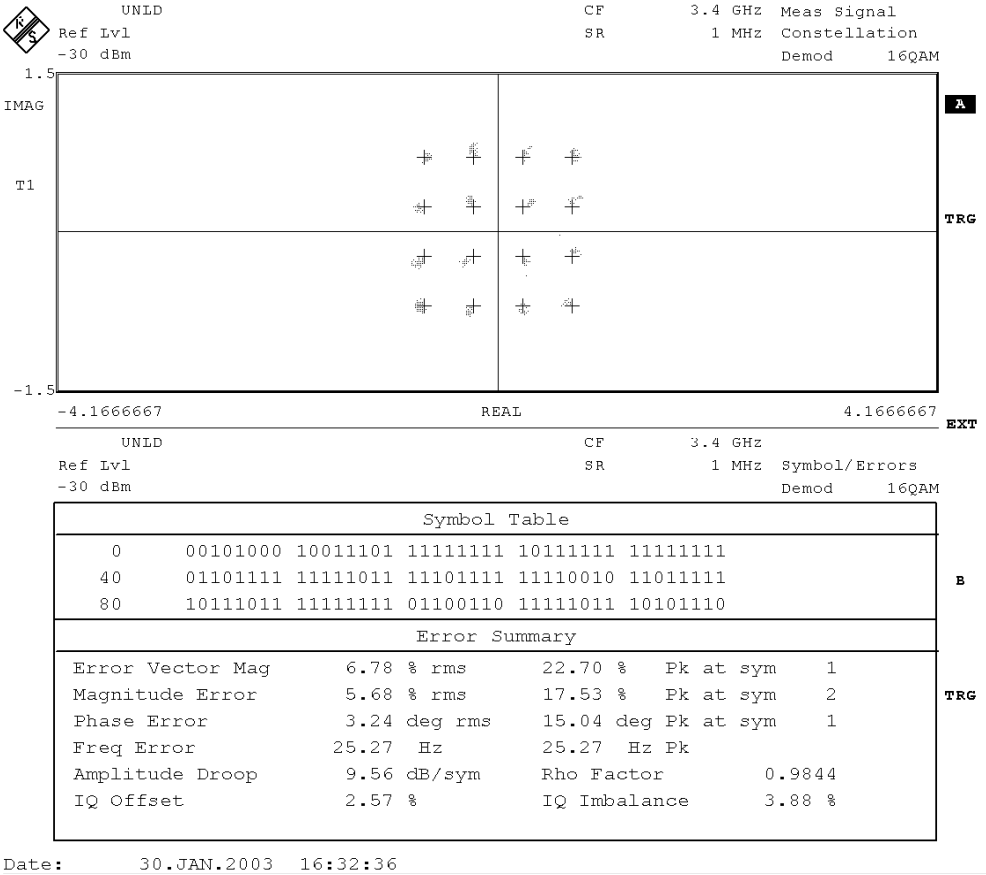


Figure 24 : Exemple de mesure de la linéarité en termes d'EVM après amplification et transposition du signal à la fréquence 3,4 GHz à l'aide d'un démodulateur générique. La mesure d'EVM est aussi associée aux mesures du décalage en amplitude (Magnitude Error) et du décalage en phase (Phase Error).

II.4.4. Règles de conception résultant de l'étude précédente sur l'EVM.

Nous avons vu que chaque symbole doit être séparé de l'autre par une distance minimale 'd₀' pour respecter la linéarité. Cette distance est établie suivant la probabilité d'erreur imposée par le critère de qualité sur les symboles.

En vue d'uniformiser et de simplifier le critère EVM, l'ensemble des symboles doit être situé dans un cercle de rayon « α.d₀ » (α << 1). Ce cercle montré sur la figure 25, tout comme l'EVM, détermine la probabilité d'erreur sur le symbole. Son rayon, proportionnel à la distance intersymboles, délimite l'ensemble des symboles devant appartenir au signal utile. Cette définition peut servir de référence lors d'une conception de l'amplificateur concernant l'optimisation de la conversion de phase.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

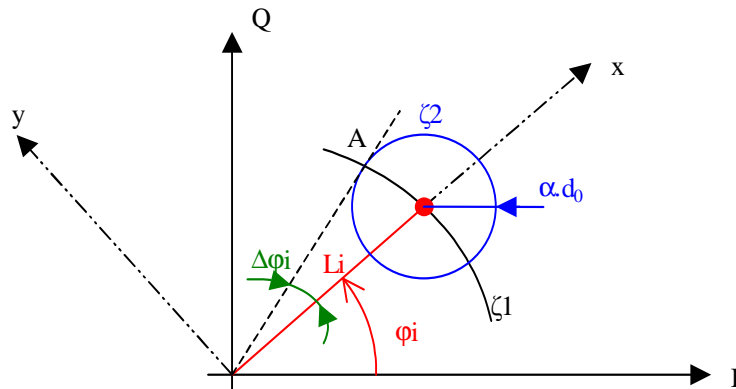


Figure 25 : Cercle de tolérance d'un symbole de la constellation permettant ainsi de respecter la linéarité souhaitée.

Le symbole appartient au cercle ζ_1 ayant pour équation :

$$\zeta_1 : x^2 + y^2 = Li^2 \quad (17)$$

Le critère de tolérance décrit un cercle ζ_2 d'équation dans le plan $0xy$:

$$\zeta_2 : (x - Li)^2 + y^2 = (\alpha \cdot d_0)^2 \quad (18)$$

La recherche du point 'A', dans le plan Oxy , pour lequel les deux cercles se coupent donne les relations :

$$A \in \{ \zeta_1, \zeta_2 \} \Leftrightarrow y = \sqrt{Li^2 - x^2}$$

$$\text{et } x = Li - \frac{(\alpha \cdot d_0)^2}{2Li} \quad (19)$$

En considérant que $\alpha \cdot d_0 \ll Li$ (distance entre le symbole et l'origine), l'écart maximum en phase possible pour $\Delta G = 0$ devient :

$$\Delta\phi_i = \text{Arctg}\left(\frac{\alpha \cdot d_0}{Li}\right) \quad (20)$$

Finalement, nous pouvons dire que pour une modulation à plusieurs niveaux de puissance, l'amplificateur doit fonctionner avec un gain constant et avoir une différence de phase entre symboles $[i,j]$ inférieure à l'écart $\Delta\phi_{i,j} = \text{Arctg}\left(\frac{\alpha \cdot d_0}{Li}\right) + \text{Arctg}\left(\frac{\alpha \cdot d_0}{Lj}\right)$ où d_0 correspond à la probabilité d'erreur déterminant la distance intersymboles et α est la tolérance accordée en termes de linéarité.

III. Conclusion

Dans le cas d'une modulation numérique, nous avons montré que le critère de linéarité EVM peut être utilisé et est approprié pour déterminer et quantifier la non-linéarité du amplificateur.

Contrairement aux autres critères (P_M , ACPR), l'EVM permet très facilement de mesurer séparément les distorsions engendrées par la conversion de gain et/ou par la conversion de phase de la partie amplificatrice.

En effet sur un plan expérimental, nous avons prouvé qu'il est possible de déduire ces différents critères de linéarité grâce aux calculs en fonction des valeurs des deux conversions, mais la démarche inverse n'est possible que pour l'EVM qui réalise en plus la mesure des écarts en amplitude et en phase des symboles sur l'ensemble de la constellation.

L'étude menée jusqu'ici sur la linéarité indique aussi que le fonctionnement de la partie amplificatrice, sur l'ensemble de la constellation IQ, doit être tel que l'écart en gain et l'écart en phase entre chaque symbole soient tous deux minimales.

Prendre un recul 'backoff' suffisamment grand permet de remplir ces deux conditions. Mais le chapitre suivant montre qu'il est possible, en ajustant dynamiquement la polarisation de l'amplificateur fonctionnant en régime non-linéaire, d'obtenir un gain et une phase quasi constants alors que l'enveloppe du signal d'entrée est variable.

Bibliographie

- [1] J.Proakis, "Digital Communications", édition McGraw Hill International, ISBN : 0-07-113814-5, 1995.
- [2] M.Tummla, and al., "Volterra Series Based Modeling and Compensation of Nonlinearities in High Power Amplifiers ", ICASSP-97 IEEE International Conference, vol. 3, pp. 2417-2420, 1997.
- [3] F.H.Raab, P.M. Asbeck, S. Cripps, P.B. Kenington, and al., "Power amplifiers and Transmitter for RF and Microwave", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 50, n° 3, pp. 814-826, march 2002 .
- [4] M.D.Weiss, and al., "Linearity of X-Band Class F Power Amplifiers in High Efficiency Transmitters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, n° 6, June 2001.
- [5] M.Ranjan, and al., "Microwave Power Amplifier with Digitally-Controlled Power Supply Voltage for High Efficiency and High Linearity", IEEE MTT-S Int., Microwave Symp. Dig., vol. 1, 2000, pp. 493-496.
- [6] P.M.Asbeck, and al., "Synergistic Design of DSP and Power Amplifiers for Wireless Communications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 49, NO. 11, November 2001, pp. 2163-2169.
- [7] G.Hannington, and al., "Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement with a 10 MHz HBT DC-DC Converter", 1998 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 589-592.
- [8] L.Lapierre, "Émetteur de signaux radioélectriques modulés à polarisation d'amplification auto-adaptée", dépôt de Brevet n°99.11943, Septembre 1999.
- [9] P.B.Kenington, "High Linearity RF Amplifier Design", 2000 Artech House, INC, ISBN : 1-58053-143-1.
- [10] P.Bouysse, "Optimisation expérimentale des conditions de fonctionnement des transistors de puissance pour systèmes de télécommunications micro-ondes", thèse n° 23-92, Université de Limoges, 1992.
- [11] D.Gaudin, "Réduction des produits d'intermodulation des émetteurs d'ondes décimétriques et métriques", Ann. Télécommun., 39, n°7-8, 1984, p.335-369.
- [12] D.G.W.Yee, "A Design Methodology for Highly-Integrated Low-Power Receivers for Wireless Communications", Graduate Division, University of California, Berkeley, 2001.
- [13] T.Nakagawa, and al., "Effect of Phase Noise on RF Communication Signals", IEEE MMTs, 2000.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

- [14] R.Hassun, and al., "Effective Evaluation of Link Quality Using Error Vector Magnitude Techniques", Wireless Communications Conference, pp. 89-94, August 1997.
- [15] R.Marsalek, and al., "Expression analytique de l'EVM et relation entre EVM et probabilité d'erreurs pour une liaison OFDM avec amplificateur de puissance non-linéaire", JNM Lille, 2003.
- [16] H.S.Yap, and al., "Designing to Digital Wireless Specifications Using Circuit Envelope Simulation", 1997 IEEE Asia Pacific Microwave Conference, pp. 173-176, 1997.
- [17] F.L.Lin, and al., « Computer Simulation of Nonlinear effects of RF Power Amplifiers Based on EVM and ACPR for Digital Wireless Communications », Electronics Letters, 6th January 2000, vol. 36, n°1.
- [18] J.L.Pinto, and al., « Error Vector Magnitude Relation to Magnitude and Phase Distorsion in 8-PSK Sytems », Electronics Letters, 29 th March 2001, vol. 37, n°7.
- [19] R Hassun, and al., "Effective Evaluation of Link Quality Using error Vector Magnitude Techniques", 1997 IEEE Wireless Communications Conference, pp. 89-94, 1997.

CHAPITRE 3 - APPLICATION DU CRITÈRE DE LINÉARITÉ EVM

Annexe 1

La distance minimale entre les symboles est donnée par la relation :

$$Eb = \frac{M-1}{6 \log_2 M} d_{\min}^2$$

Ce qui donne dans le cas d'une modulation 16QAM (M=16):

$$d_{\min} = 2\sqrt{\frac{2}{5}}Eb$$

La probabilité d'erreur sur un symbole est :

$$P_{M_i} = 1 - (1-p)^2 = 2p\left(1 - \frac{p}{2}\right) \text{ où } p = \frac{3}{2}Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right)$$

Ce qui donne la relation :

$$P_{M_i} = 3Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right)\left[1 - \frac{3}{4}Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right)\right]$$

Si l'on considère la probabilité p suffisamment faible, on peut écrire la relation de majoration :

$$P_{M_i} < 3Q\left(\sqrt{\frac{4Eb}{5N_0}}\right)$$

Annexe 2

Calcul décomposé concernant l'évaluation de la probabilité d'erreur P_M (Fig. 17) dans le cas d'une 16QAM amplifiée en régime non-linéaire en fonction des différents décalages ΔI_i et ΔQ_i :

$$P_M < \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{d_1^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{d_2^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{d_3^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{d_4^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{d_5^2}{2N_0'}} \right) \right]$$

$$d_1^2 = (d_0 - 2\Delta I_2)^2 \approx d_0^2 \left[1 - \frac{4\Delta I_2}{d_0} \right]$$

$$d_2^2 = (d_0 - \Delta Q_2 + \Delta Q_1)^2 + (\Delta I_1 - \Delta I_2)^2 \approx d_0^2 \left[1 - \frac{2(\Delta Q_1 + \Delta Q_2)}{d_0} \right]$$

$$d_3^2 = (d_0 - \Delta I_2 + \Delta I_1)^2 + (\Delta Q_1 - \Delta Q_2)^2 \approx d_0^2 \left[1 - \frac{2(\Delta I_1 + \Delta I_2)}{d_0} \right]$$

$$d_4^2 = \Delta Q_1^2 + (d_0 - \Delta I_1)^2 \approx d_0^2 \left[1 - \frac{2\Delta I_1}{d_0} \right]$$

$$d_5^2 = \Delta I_2^2 + (d_0 - \Delta Q_2)^2 \approx d_0^2 \left[1 - \frac{2\Delta Q_2}{d_0} \right]$$

ce qui donne la relation de la probabilité d'erreur :

$$P_M < \frac{1}{2} \left[Q \left(\sqrt{\frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\left[1 - \frac{4\Delta I_2}{d_0} \right] \frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\left[1 - \frac{2(\Delta Q_1 + \Delta Q_2)}{d_0} \right] \frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + \right. \\ \left. Q \left(\sqrt{\left[1 - \frac{2(\Delta I_1 + \Delta I_2)}{d_0} \right] \frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\left[1 - \frac{2\Delta I_1}{d_0} \right] \frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) + Q \left(\sqrt{\left[1 - \frac{2\Delta Q_2}{d_0} \right] \frac{d_0^2}{2N_0'}} \right) \right]$$

Quatrième Chapitre

XXXXX

**MÉTHODE DE LINÉARISATION DE LA
PARTIE AMPLIFICATRICE POUR UNE
MODULATION NUMERIQUE DE TYPE
M-QAM**

I. Introduction

Comme l'a démontré le chapitre précédent, le souci majeur pour préserver la linéarité est l'amplification des signaux à enveloppe variable avec le même gain et la même phase en tout point.

Concernant la modulation numérique 16QAM, il y a trois niveaux de puissance que nous appelons P_{e_MIN} , P_{e_MOY} et P_{e_MAX} . Pour chacun des trois niveaux de puissance et quel que soit le régime de fonctionnement choisi, l'amplificateur doit amplifier le signal avec le même gain et le même déphasage pour ne pas déformer la constellation et ainsi préserver la linéarité [2].

Il faut donc adapter suivant le niveau de puissance appliqué en entrée le régime de fonctionnement (classe de fonctionnement) afin d'obtenir le gain et le déphasage fixés comme le met en évidence la figure 1. La commande de la polarisation de la partie amplificatrice permet d'agir sur son comportement et ainsi d'ajuster les performances choisies.

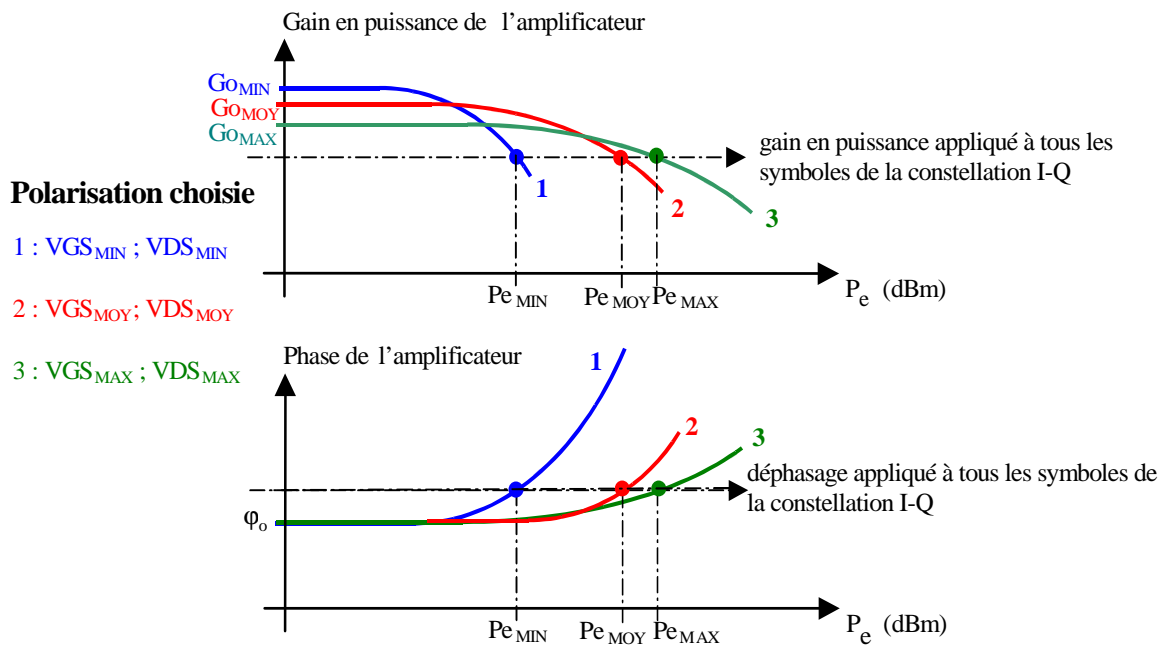


Figure 1 : Adaptation du comportement de l'amplificateur en agissant sur sa polarisation pour les différents niveaux de puissance engendrés par la modulation 16QAM. Le but est d'obtenir pour chaque niveau de puissance, le même gain en puissance et la même phase pour la partie amplificatrice.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

En effet, en agissant sur la polarisation de l'amplificateur il est possible d'auto-adapter son fonctionnement intrinsèque [2],[3]. Une commande sur les tensions de polarisations en grille et en drain, pour une technologie FET, permet de positionner le cycle de charge intrinsèque du transistor dans le réseau statique $I[V]$ suivant le niveau de puissance appliqué (Fig. 2). Cette auto-adaptation permet dans un premier temps d'adapter la consommation de l'amplificateur en fonction du niveau de puissance, augmentant ainsi le rendement en puissance ajoutée global. La commande dynamique du comportement de l'amplificateur améliore à la fois les performances en puissance - puissance de sortie P_s et rendement en puissance ajoutée PAE – mais aussi la linéarité.

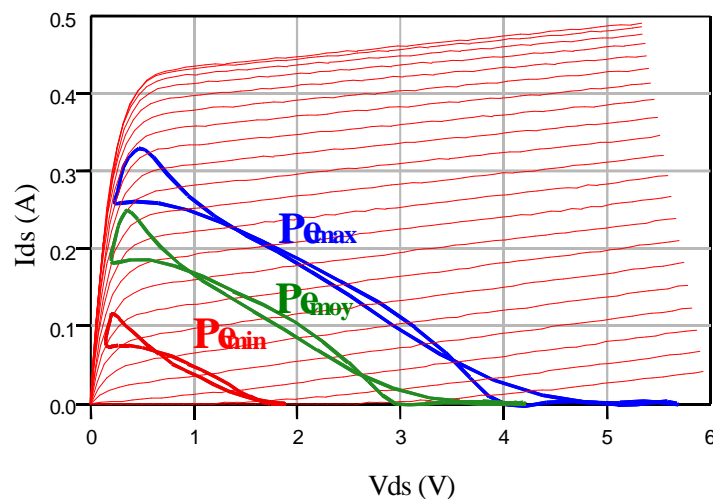


Figure 2 : Auto-adaptation du cycle de charge du transistor FET constituant l'amplificateur en fonction du niveau de puissance appliqué en entrée.

Ce chapitre est décomposé en deux grandes parties. La première est axée sur la conception : conception du système de linéarisation ; conception d'un amplificateur MIC.

Le système de linéarisation doit permettre de commander la polarisation de l'amplificateur et fournir le courant nécessaire à son fonctionnement. Cette commande, adaptée à un signal numérique 16QAM ayant un rythme symbole R_s , doit fournir la polarisation associée au niveau de puissance appliqué en entrée afin d'obtenir sur l'ensemble de la constellation le fonctionnement décrit à la figure 1. Elle doit également permettre un réglage indépendant de chaque polarisation associée à un niveau de puissance.

L'amplificateur MIC est réalisé avec la technologie Power PHEMT d'UMS ayant un développement de grille de $0,15 \times 8 \times 75 \mu\text{m}^2$. Celui-ci doit permettre un fonctionnement stable pour la commande de sa polarisation et un processus optimal en termes de rendement en

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

puissance mais aussi de linéarité. Sa conception restera classique et conforme à celle utilisée pour les amplificateurs de puissance, mais un critère supplémentaire est pris en compte : un déphasage petit signal identique quelle que soit la polarisation appliquée, cette condition sera expliquée plus en détail par la suite. La fréquence de fonctionnement doit être située dans la bande Ka en émission, autour des 20 GHz.

La deuxième partie intervient pour valider la méthode de linéarisation proposée.

A l'aide d'un banc "Télécom", les tests fonctionnels sur le système seront réalisés dans le cas d'une modulation 16QAM filtrée ou non. Une comparaison sera faite entre les performances obtenues pour différentes polarisations fixes de l'amplificateur et celles obtenues avec le système d'auto-adaptation. Cette comparaison sera renouvelée pour différents niveaux de puissance présents en entrée de l'amplificateur.

Finalement, différentes perspectives seront exposées en vue d'améliorer les performances du système.

II. Méthode de linéarisation de la partie amplificatrice d'une chaîne d'émission pour une modulation numérique 16QAM

Comme évoqué lors de l'introduction, le système de linéarisation doit permettre d'améliorer le rendement en puissance ajoutée et la linéarité de l'amplificateur, quelle que soit la valeur de la puissance du signal d'entrée.

II.1. Principe de linéarisation et synoptique du système

La commande de la polarisation permet d'ajuster le comportement de l'amplificateur en fonction du niveau de puissance appliqué. La modulation numérique 16QAM non filtrée génère 3 niveaux de puissance distincts (Chapitre III). Le système de commande de polarisation doit alors fournir 3 polarisations, soit 6 niveaux de tensions : 3 tensions de grille et 3 tensions de drain. Il est possible de discrétiser cette polarisation [4]. A partir des deux signaux quaternaires en bande de base I et Q non filtrés (Fig. 3), le circuit de commande polarise l'amplificateur de façon adéquate.

Par rapport au système proposé, les deux signaux I et Q doivent être générés en bande de base et être non filtrés. Le filtrage du signal peut ensuite être ou non filtré numériquement dans la chaîne de modulation. Nous allons maintenant vérifier avec un amplificateur optimisé pour un fonctionnement en puissance la méthode décrite précédemment par le biais d'une simulation. Différentes comparaisons seront effectuées pour des fonctionnements avec ou sans le système de linéarisation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

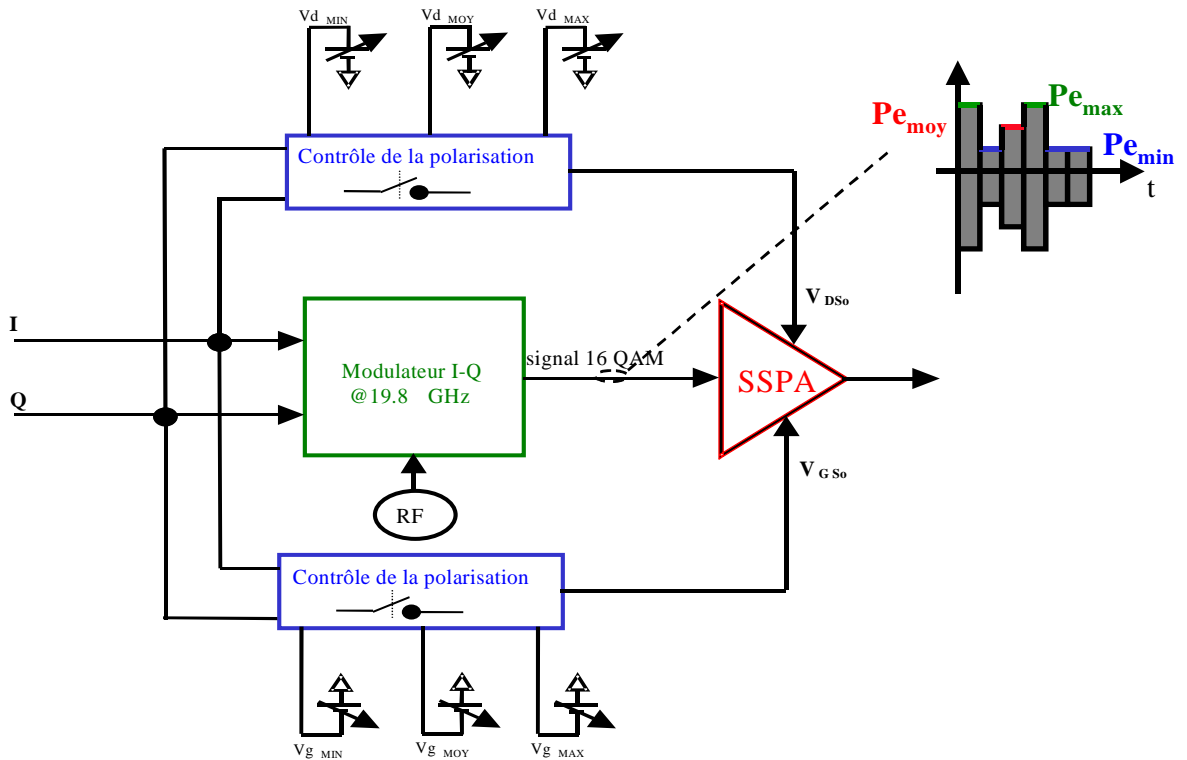


Figure 3 : Synoptique du système de linéarisation d'un modulateur pour une modulation numérique 16QAM.

II.2. Validation du principe par le biais de simulation

L'amplificateur utilisé pour cette étude a été réalisé pour un fonctionnement en puissance à la fréquence de 20 GHz. Cet amplificateur ne comporte qu'un seul étage et utilise des alumines d'une épaisseur égale à 254 μm [5]. La filière utilisée pour le transistor est un Power-PHEMT pour une longueur de grille de 0,15 μm et avec un développement de 8x75 μm de la fonderie UMS. Comme le montre la figure 4, l'optimisation de ses impédances d'accès a été réalisée pour un fonctionnement en classe AB du transistor ($V_{GSo} = -0,5 \text{ V}$; $V_{DS0} = 3 \text{ V}$). Les fils de bonding, les contraintes mécaniques et les dimensions minimales des alumines ne sont pas pris en compte pour cette conception.

La figure 4 représente aussi le comportement de l'amplificateur en termes de stabilité suivant le critère NDF [6]. Les trois courbes représentées simulent le comportement de l'amplificateur face aux 3 niveaux de puissance que pourrait fournir une modulation 16QAM. Chaque polarisation est ajustée afin de garder le même gain et le même déphasage pour les 3 niveaux de puissance présents en entrée. Les contours équivalent au terme 1-NDF

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

n'encerclent pas l'origine ce qui correspond d'après ce critère à un fonctionnement stable de l'amplificateur en régime non-linéaire [6].

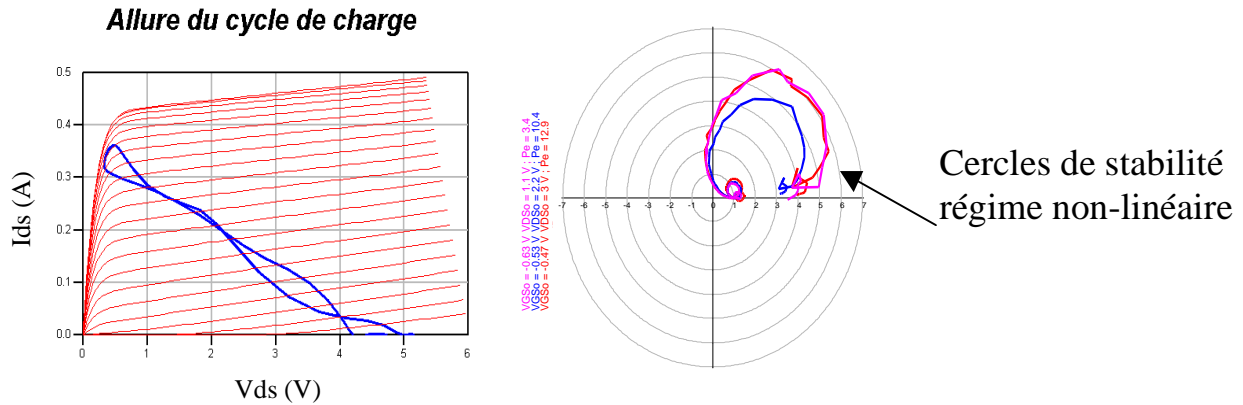


Figure 4 : Représentation du cycle de charge intrinsèque du transistor (à gauche) ; Cercles de stabilité de l'amplificateur (à droite) suivant la méthode du NDF en régime non-linéaire pour les polarisations : $V_{GS1}=-0,63V$ $V_{DS1}=1,1V$ avec $Pe=3,4$ dBm, $V_{GS2}=-0,53V$ $V_{DS2}=2,2V$ avec $Pe=10,4$ dBm et $V_{GS3}=-0,47V$ $V_{DS3}=3V$ avec $Pe=12,9$ dBm.

Les performances en puissance simulées attendues sont représentées dans le tableau 1.

	Gain (dB)	η_{aj} (%)	Ps (dBm)	Distorsion de phase (°)	Intermodulation d'ordre 3 avec 2 porteuses (dBc)
Point à 1 dB de compression	9.5	33	22.3	0.38	24
Point à 2 dB de compression	8.5	36.4	23	0.75	19

Tableau 1 : Performances en puissance de l'amplificateur MIC à 20 GHz.

Il est à noter que l'amplificateur a une conversion très faible.

Afin de valider la méthode de linéarisation proposée pour l'amplificateur, une comparaison est faite entre :

- un fonctionnement linéaire,
- un fonctionnement avec un niveau de puissance d'entrée tel que l'amplificateur fonctionne en zone de compression avec une polarisation fixe,
- un fonctionnement à ce même niveau de puissance d'entrée mais avec la commande discrète de polarisation,
- et un fonctionnement ayant la même linéarité obtenue avec le système pour une polarisation fixe (backoff).

De telles comparaisons permettent de vérifier s'il est possible en régime non-linéaire de l'amplificateur d'améliorer à la fois le rendement en puissance ajoutée PAE et la linéarité.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Le calcul du rendement en puissance ajoutée PAE est obtenu avec les valeurs en puissance moyenne pour un fonctionnement continu du système (Eq. 1). La modulation est générée à partir d'une chaîne de symboles pseudo aléatoires comportant 256 symboles simulés avec une définition de 10 points par symbole. Le relevé de l'EVM est effectué par rapport à une modulation 16QAM idéale : EVM = 0%. Le rythme symbole utilisé pour la modulation est de 20 Mbaud/s (Fig. 5), soit un débit binaire de 80 Mbits/s.

$$PAE = 100 \cdot \frac{Ps_{moy} - Pe_{moy}}{Vds_{moy} \cdot Ids_{moy}} \quad (\%) \quad (1)$$

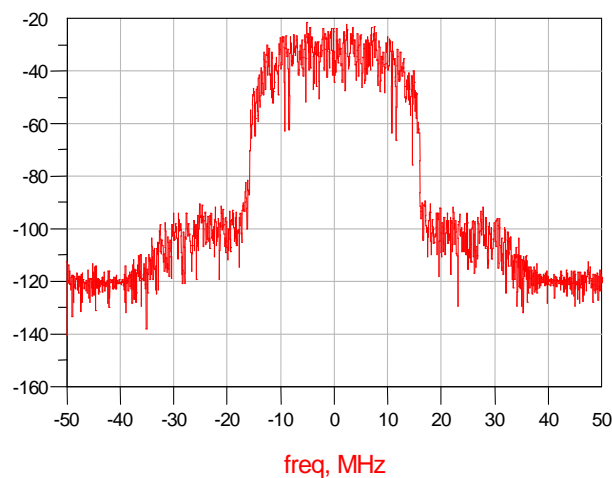


Figure 5 : Allure spectrale de la modulation 16QAM filtrée.

Dans le cas de signaux filtrés, l'ACPR est défini pour une bande fréquence de 20 MHz - rythme symbole du signal R_s - et avec un décalage fréquentiel de 27 MHz. Ce décalage ayant pour équation : $(1 + \alpha) \cdot R_s$ correspond à un coefficient de Roll-off égal à $\alpha = 0,35$. Ceci correspond pour deux utilisateurs à une coupure de leur lobe principal à 20 dB de leur maximum lorsque tous deux ont leur fréquence centrale éloignée de 27 MHz [22]. Le relevé de l'ACPR est effectué par comparaison entrée entre celui obtenu en sortie et celui du signal généré (Eq. 2).

$$\Delta ACPR_{inférieur} = ACPR_{sortie_{inférieur}} - ACPR_{entrée_{inférieur}} \quad (2)$$

La figure 6 indique que l'amplification de la modulation numérique 16QAM en régime fort signal occasionne une déformation de la constellation IQ. Cette déformation, représentée par une compression des symboles associés aux niveaux de puissance les plus élevés (Pe_{MAX} et Pe_{MOY}) est due aux variations du gain en puissance et de phase suivant le niveau appliqué, ce qui dégrade la linéarité : EVM = 2,4%.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

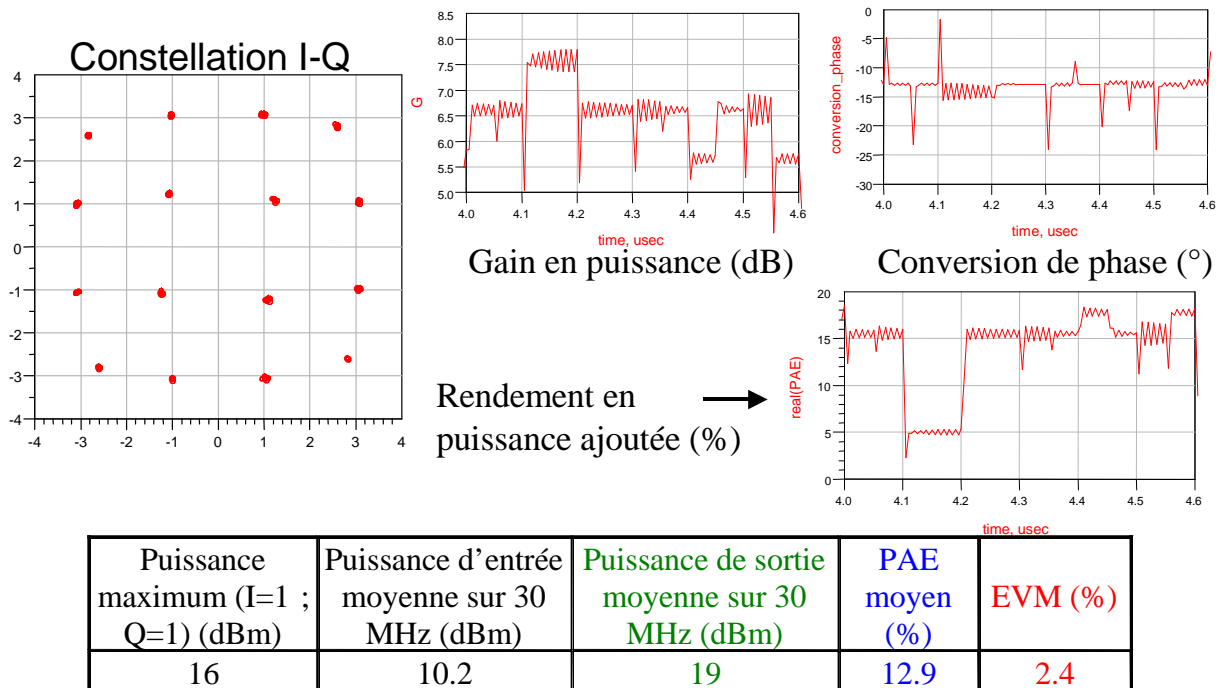


Figure 6 : Simulation du comportement de l'amplificateur face à une modulation 16QAM pour un régime fort signal en entrée avec une polarisation fixe : $V_{GS0} = -0,5$ V, $V_{DS0} = 3$ V.

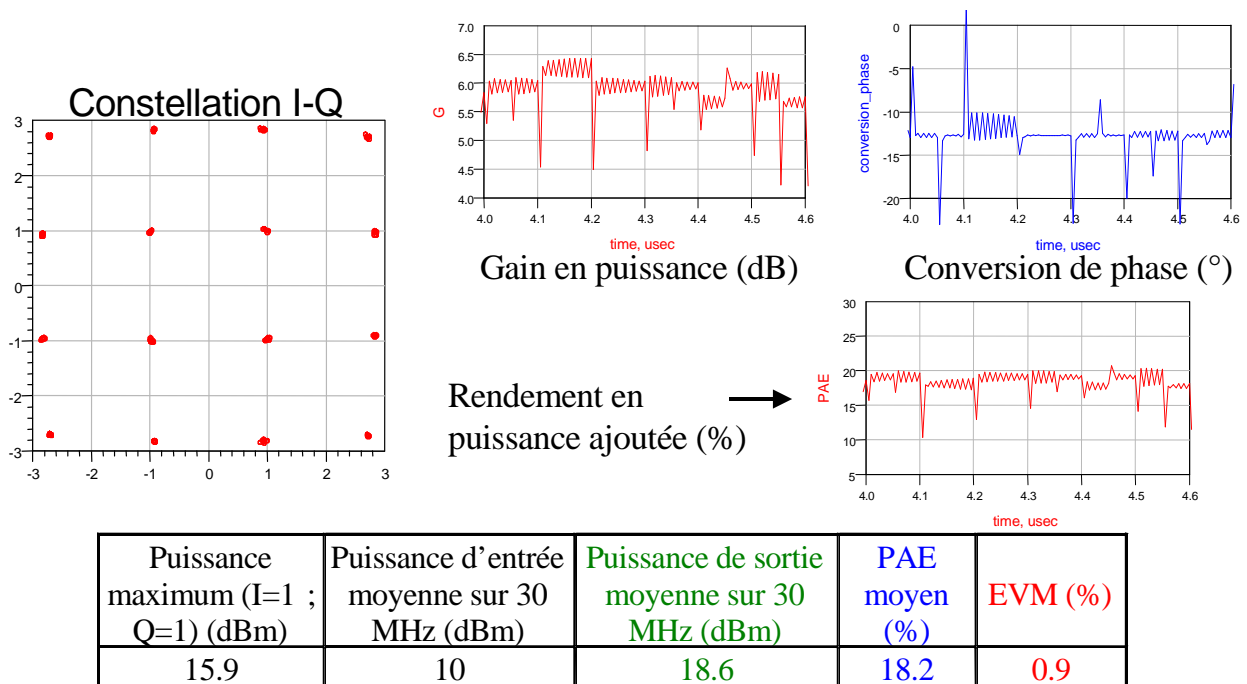


Figure 7 : Simulation du comportement de l'amplificateur face à une modulation 16QAM pour un régime fort signal en entrée avec le système de commande de polarisation.

Cependant, les performances se ramènent à celles présentées dans la figure 7 si pour le même signal d'entrée (même niveau de puissance), la polarisation de l'amplificateur est ajustée à la fois pour réduire la consommation mais aussi pour maintenir le même niveau

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

de gain et la même phase pour l'ensemble de la constellation. La constellation IQ est nettement moins déformée et le niveau de gain reste quasi constant. Une amélioration est à noter à la fois sur le rendement en puissance ajoutée qui passe de 12,9% à 18,2% et sur la linéarité (EVM) qui passe de 2,4% à 0,9%.

La comparaison est renouvelée avec un signal ayant un niveau de puissance "petit signal" (recul de 16,8 dB par rapport au point 1 dB de compression). Ce relevé permet de quantifier la linéarité de l'amplificateur en régime linéaire et est de 0,7% (Tableau 2).

	$P_{e_{moy}}$ (dBm)	$P_{s_{moy}}$ (dBm)	P_{max} (dBm)	PAE_{moy} (%)	EVM (%)	$\Delta ACPR_{inférieur}$	Recul par rapport au point 1 dB de compression
En régime linéaire	-8.7	0.5	-3.9	0.2	0.7	10.6	-16.8 dB
Avec la commande	10	18.6	15.9	18.2	0.9		+ 3 dB
Sans commande et même linéarité	5.1	14.3	10	5.7	0.9	9	-2.9 dB
Sans la commande	10.2	19	16	12.9	2.4		+2.4 dB

Tableau 2 : Simulation des performances de l'amplificateur pour une modulation 16QAM pour différents niveaux de puissance d'entrée et avec ou sans la commande de polarisation.

Une autre simulation a été réalisée. Elle consiste à adapter le niveau de puissance d'entrée tel que l'amplificateur (polarisation fixe : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3V$) ait un niveau d'EVM égal à 0,9%. Ceci permet en fait de connaître l'amélioration engendrée par le système en termes de rendement en puissance ajoutée et qui équivaut à 12,5 points (Tableau 2).

La commande discrète de la polarisation permet d'améliorer (Tableau 2) à la fois le rendement en puissance ajoutée : de plus de 12 points et la linéarité : dégradation seulement de 0,2 points par rapport à un régime linéaire contre 1,7 points pour un fonctionnement avec une polarisation fixe au même niveau de puissance. Il est à noter aussi que la puissance de sortie est plus élevée : elle monte jusqu'à 18,6 dBm, améliorant de 4,3 dB cette puissance par rapport à un fonctionnement avec une polarisation fixe et avec la même linéarité (EVM = 0,9%).

III. Conception des circuits de commande et de commutation des polarisations de l'amplificateur

La corrélation entre les deux signaux quaternaires I et Q issus d'un codage M-aire et le niveau de puissance de la modulation doit être établie. En effet, nous venons de voir que l'auto-adaptation du comportement de l'amplificateur permet à la fois de diminuer la consommation moyenne de l'amplificateur et à la fois d'augmenter le niveau moyen de la puissance en sortie tout en préservant la linéarité.

III.1. Méthode utilisée

Une interprétation logique des signaux quaternaires peut indiquer à quel cercle de puissance est associé le symbole émis. Si l'on fait correspondre aux valeurs en tension $\pm V_{MAX}$ et $\pm V_{MIN}$, que peuvent prendre les signaux I et Q, les valeurs binaire '1' et respectivement '0', il est possible par des opérations logiques simples d'établir l'appartenance des symboles aux différents cercles de puissance (Tableau 3). Les signaux étant quaternaires, donc centrés autour de l'origine, il est tout à fait possible d'obtenir les différents niveaux binaires en élevant les signaux I et Q au carré et en ajustant leur niveau, ce qui donne les signaux A et B (Fig. 8).

Niveau de P_e	Valeur en tension de I	Valeur en tension de Q	Equation
P_{MIN}	$\pm V_{MIN}$	$\pm V_{MIN}$	$X = \bar{A} \& \bar{B}$
P_{MOY}	$\pm V_{MIN}$ $\pm V_{MAX}$	$\pm V_{MAX}$ $\pm V_{MIN}$	$Y = A \oplus B$
P_{MAX}	$\pm V_{MAX}$	$\pm V_{MAX}$	$Z = A \& B$

Tableau 3 : Equations logiques associées aux différents niveaux de puissance d'entrée et issues de la valeur en tension que peuvent prendre les signaux I et Q.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

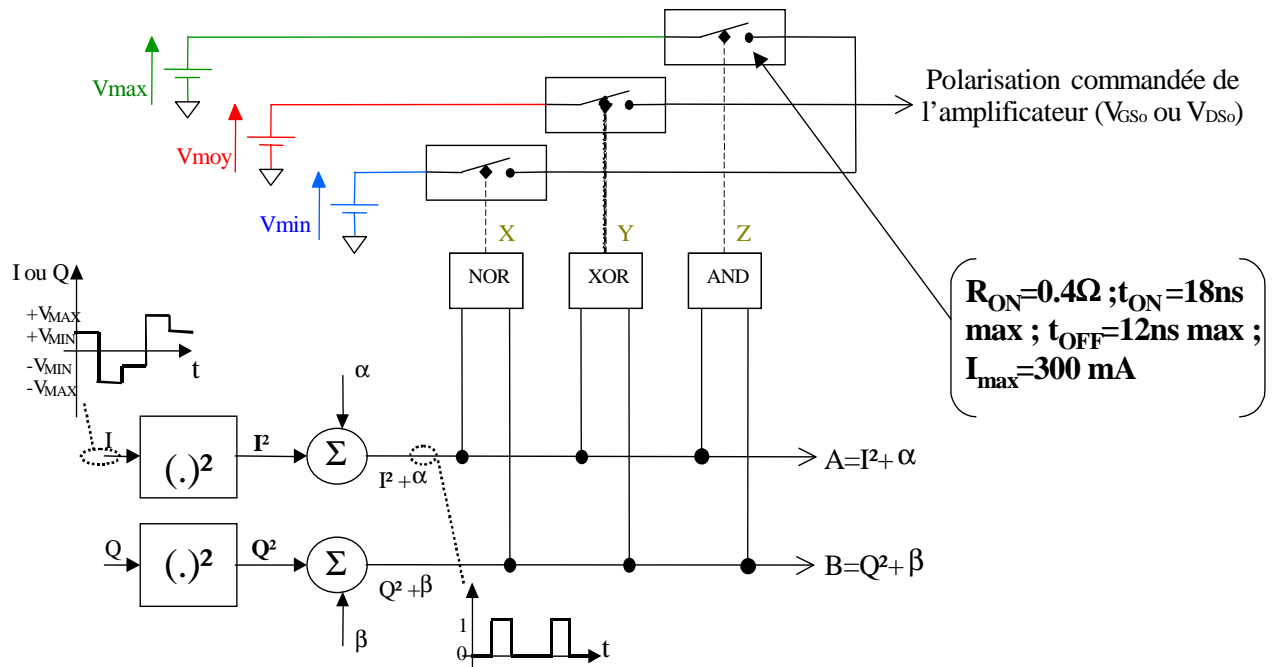


Figure 8 : Synoptique du circuit de commande de la polarisation. Ce circuit permet suivant la valeur en tension des signaux I et Q d'appliquer la polarisation adéquate au symbole généré.

Sous forme temporelle et en fonction des valeurs que peuvent prendre les signaux I et Q, nous obtenons d'après le synoptique précédent les tracés représentés figure 9.

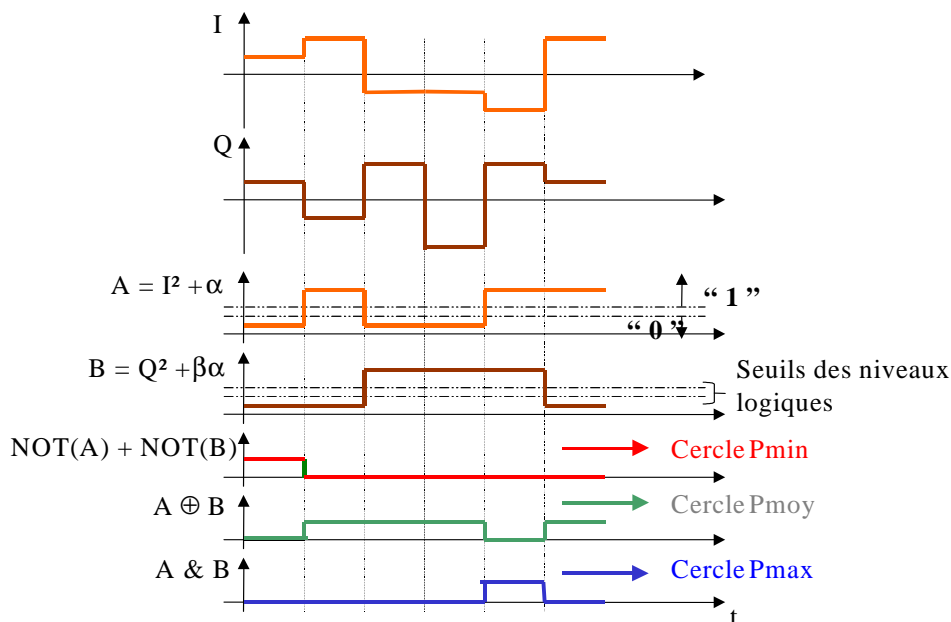


Figure 9 : Allures temporelles des différents signaux composant le système de commande de polarisation.

De ces trois signaux binaires obtenus (X, Y, Z), il est maintenant facile de commander indépendamment chaque interrupteur associé à une polarisation.

III.2. Caractérisation de la carte

Les interrupteurs utilisés pour appliquer le niveau de tension désiré en fonction de la puissance émise ont pour caractéristiques : $R_{ON} = 0,4 \Omega$; $t_{ON} = 18\text{ns max}$; $t_{OFF} = 12\text{ns max}$; $I_{max} = 300 \text{ mA}$. Le niveau du courant peut être accru en plaçant plusieurs interrupteurs en parallèle tous commandés par la même tension de commande binaire. Le principe est identique pour la commande de la polarisation en grille et pour celle en drain de l'amplificateur. Ainsi le système génère 6 tensions de polarisation différentes : 3 en grille et 3 en drain. Les tensions sont associées deux à deux - une tension de grille et une tension de drain - et correspondent à un niveau de puissance du signal appliqué en entrée, comme le montre la figure 10.

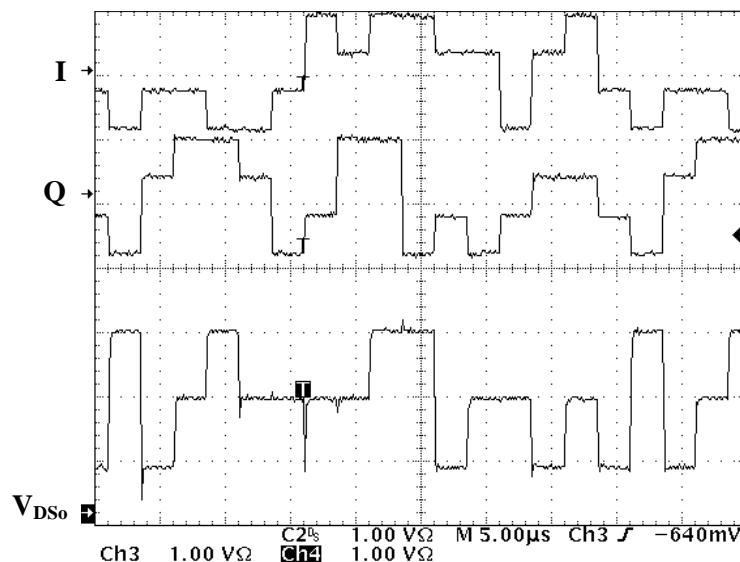


Figure 10 : Tension V_{DS} de polarisation en drain représentée en fonction des deux signaux I et Q avec comme charge en sortie du système de commande de la polarisation une résistance 25Ω ($I_{max} = 120 \text{ mA}$).

Seul le temps de transition pour établir le niveau de tension souhaité est à quantifier. Ce temps est en fait constitué du temps de retard engendré par le traitement de la partie logique associé au temps d'établissement à l'état "ON" de l'interrupteur. Sa valeur, estimée à 400 ns d'après le graphique 11, fixe le rythme symbole maximum que l'on peut utiliser pour cette application face à la technologie choisie.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

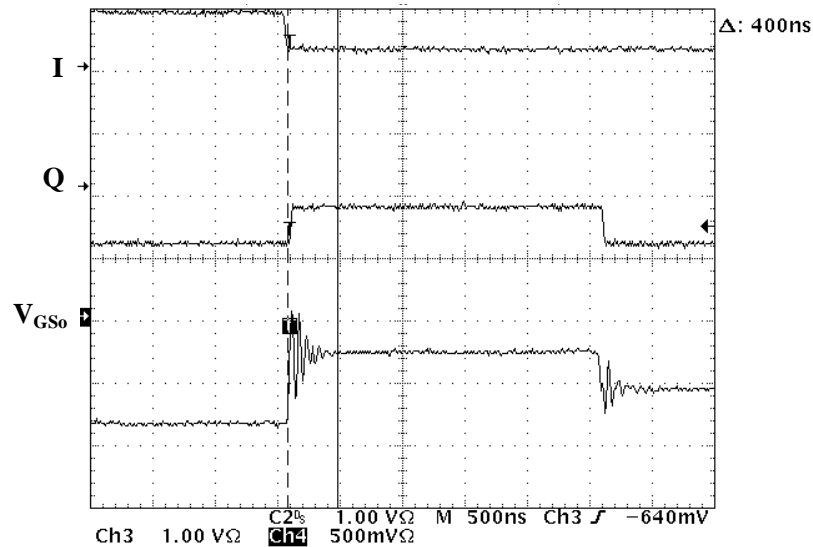


Figure 11 : Tension V_{GS} de polarisation en grille en fonction de signaux I et Q en sortie du système de commande. Mesure du temps de transition du système pour un changement de niveau de puissance.

Bien que les interrupteurs puissent fonctionner jusqu'à une fréquence allant jusqu'à 50 MHz, la conception de la carte et la technologie retenue pour réaliser les fonctions logiques ne permettent pas d'avoir un fonctionnement excédant un rythme symbole de 2,5 Mbaud/s, soit un débit binaire de 10 Mbit/s.

Ainsi est obtenue (Fig. 12), une maquette permettant de régler indépendamment les 6 polarisations : 3 en grille et 3 en drain, suivant le niveau des signaux I et Q.

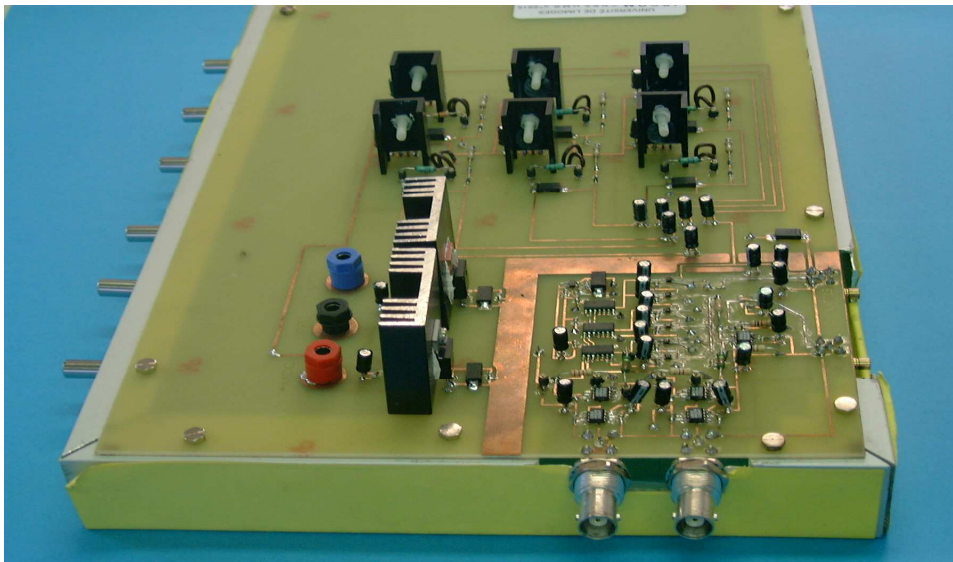


Figure 12 : Photo de la maquette assurant la commande de la polarisation de l'amplificateur. A gauche les 6 potentiomètres permettent de régler indépendamment les 6 polarisations : 3 en grille, 3 en drain. En face, les 2 connecteurs BNC permettent de prélever les 2 signaux I et Q. Sur la droite, les 2 connecteurs SMB servent pour appliquer la polarisation à l'amplificateur.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Une self de choc est insérée en série entre la maquette de commande de polarisation et l'amplificateur. Cette self permet de lisser les réponses en tension et élimine les oscillations engendrées lors des transitions. Ceci évite de générer une quelconque instabilité BF pour la partie amplificatrice. Le temps de transition reste identique : égal à 370 ns, ce qui ne change rien à la valeur maximale du rythme symbole utilisable (Fig. 13).

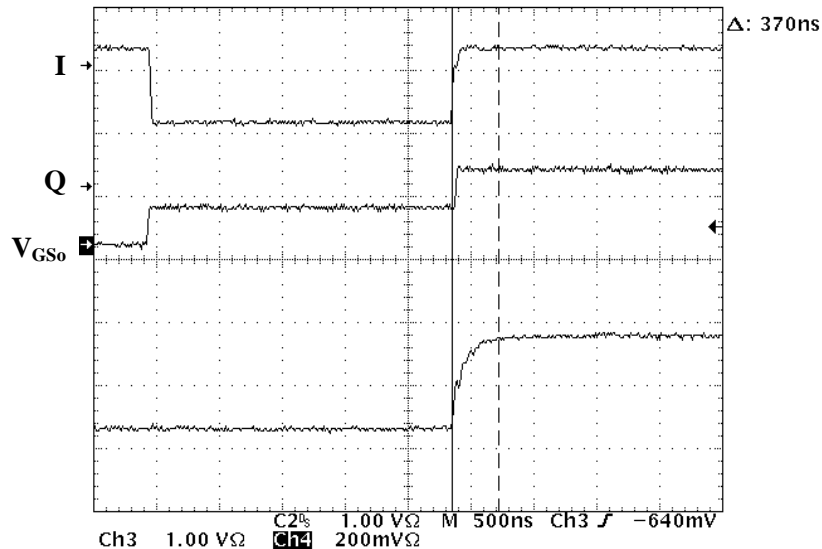


Figure 13 : Tension de polarisation en grille appliquée à l'amplificateur après être filtrée par une self de choc série. Mesure du temps de transition pour établir le niveau de tension désiré.

Avec la technologie utilisée, nous avons obtenu une alimentation commandée en fonction du niveau de puissance appliqué en entrée de l'amplificateur et ajustable pour chaque tension. Les caractéristiques obtenues permettent de générer une alimentation ayant :

- une tension de polarisation en grille $V_{GS0} > -4$ V
- une tension de polarisation en drain $V_{DS0} < 4$ V
- un courant maximum $I_{DS0} \leq 300$ mA
- un rythme symbole $R_s \leq 2.5$ Mbaud/s ou un rythme binaire $R_b \leq 10$ Mbit/s.

IV. Conception de la partie amplificatrice en technologie MIC

Comme il a été décrit lors de l'introduction, l'amplificateur de puissance doit permettre un fonctionnement en puissance pour une fréquence de fonctionnement en bande Ka. Son utilisation est prévue pour une amplification en puissance d'un signal numérique ayant une bande de fréquences étroite : 2 MHz pour notre étude. Sa conception doit aboutir sur un fonctionnement offrant à la fois le meilleur rendement en puissance ajoutée possible mais aussi avec la meilleure linéarité. Compte tenu de l'application envisagée - commande de sa polarisation suivant le niveau de puissance en entrée - l'amplificateur doit être stable en régimes petit et fort signal pour l'ensemble des polarisations.

IV.1. Choix technologiques adoptés pour la réalisation de l'amplificateur

L'amplificateur de puissance sera conçu en technologie hybride. Celle-ci offre la souplesse de pouvoir changer ou non les alumines, ce qui permet de réajuster ou non les performances obtenues [7]. L'amplificateur comprend un étage de puissance avec un seul transistor. Un transistor P-PHEMT avec un développement de grille de $0,15 \times 8 \times 75 \mu\text{m}^2$ à double hétérojonctions (GaAs/InGaAs/AlGaAs) est utilisé pour réaliser la conception. Ce transistor est issu de la fonderie UMS. Cet amplificateur viendra s'insérer, lors des mesures, dans un support de test Wiltron où les connexions en entrée et en sortie se font par pincement des alumines (Fig. 14). Le contact est ainsi établi à l'aide d'une « pinoche » reliée à un connecteur K du support test avec la piste de l'alumine [9].

Ce choix de connexion est fait en vue d'offrir la possibilité de modifier les alumines avec le minimum d'actions de montage.

Compte tenu de la fréquence de fonctionnement choisie, 20 GHz, la longueur d'onde est de l'ordre de $476 \mu\text{m}$, pour une alumine ($\epsilon_r = 9,9$). Face à cette longueur d'onde, il est donc nécessaire d'utiliser une alumine d'épaisseur la plus faible possible, dans notre cas égale à $254 \mu\text{m}$ [5].

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Ce substrat est prévu pour des conceptions de circuit hybride allant à des fréquences de l'ordre de 20 GHz. Cependant, du fait de la faible valeur des impédances présentées par le transistor de puissance (quelques ohms), la réalisation de l'adaptation aux accès requiert des lignes très larges : quelques centaines de micromètres. Les dimensions de ces lignes peuvent être réduites par l'utilisation d'un substrat à constante diélectrique plus élevée (exemple : oxyde de titane $\epsilon_0 = 100$, AsGa $\epsilon_0 = 12,8$) [5].

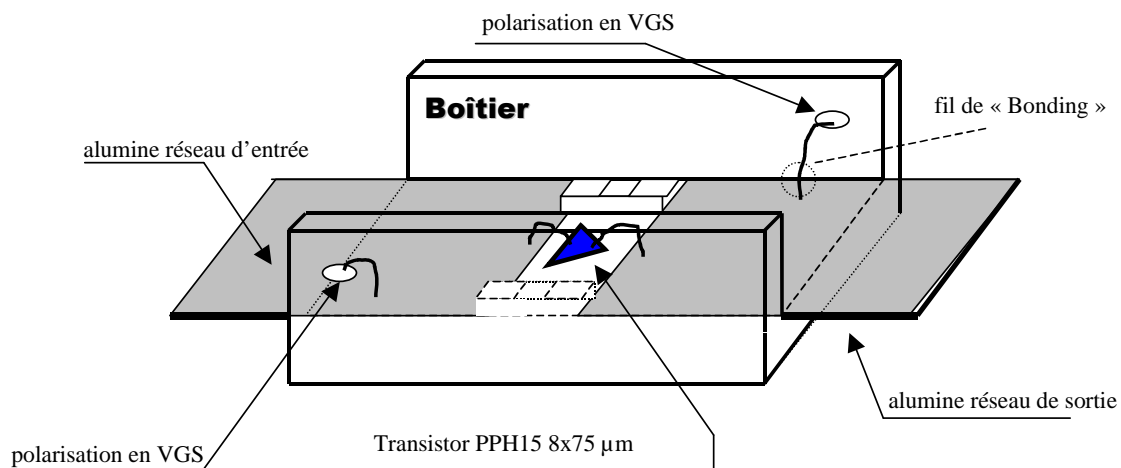


Figure 14 : Architecture de l'amplificateur hybride comportant le boîtier, les deux alumines d'entrée et de sortie ainsi que la puce comportant le transistor PPH15 8x75 µm d'UMS.

Quatre fils de bonding assurent les différentes connexions électriques. Deux sont destinés aux polarisations de l'amplificateur et assurent la connexion entre les connecteurs SMB et les deux alumines, leur longueur est estimée à environ 5,5 mm. Les deux autres assurent la connexion entre les deux alumines et la puce comportant le transistor. Cette puce, fournie par UMS, ne comporte pas seulement le transistor mais plusieurs transistors. La découpe, du fait de la taille de la puce, n'est pas envisageable ; il faut donc surdimensionner la longueur des fils de bonding : 350 µm ±50 µm pour l'entrée et 650 µm ±50 µm pour la sortie. Le positionnement initial du transistor sur la puce oblige à avoir le fil de bonding d'entrée plus court que celui de sortie.

Eu égard aux caractéristiques du transistor utilisé, le courant maximum que doivent supporter les fils de bonding n'excède pas les 300 mA. Il est alors possible de prendre des fils ayant un diamètre égal à 25 µm (I_{max} estimé à 950 mA) [10]. Afin de les caractériser et en vue de la conception de l'amplificateur il est pris comme modèle une inductance en série avec une résistance où $L = 0,8 \text{ nH/mm}$ et $R = \frac{4l}{\pi D^2} \cdot \frac{1}{COND}$ avec $COND = 45,2^{\circ}6$ représentant la conductivité de l'OR [10].

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

La taille des alumines choisie est de 15x15 mm². Cette dimension est nécessaire à cause des contraintes mécaniques : la taille du boîtier permet d'inclure à la fois les alumines avec la puce mais aussi les deux connecteurs SMB de la polarisation et ce, compte tenu des mesures effectuées avec le support de test Wiltron : plans de mesure décalés de 5 mm en entrée et en sortie par rapport à la « pinoche » [9].

Dans ce qui suit, nous allons présenter la méthodologie mise au point pour la conception de l'amplificateur ainsi que les résultats obtenus. Le modèle de transistor utilisé est celui décrit dans le chapitre II.

IV.2. Méthode de conception et topologie retenue pour l'amplificateur

La méthode de conception de l'amplificateur de puissance est identique à celles généralement utilisées par les concepteurs [7],[8]. Les caractéristiques sur les phénomènes de compensations internes du transistor exposés dans le chapitre II sont aussi utilisées pour cette conception. Le point de polarisation choisi pour la conception et l'optimisation des alumines entrée et sortie : $V_{GS0} = -0,5V$ et $V_{DS0} = 3V$, fonctionnement de l'amplificateur en classe AB.

Un critère se rajoute tout de même à la conception envisagée : le déphasage en petit signal doit être le même pour tous les points de polarisation. En effet, la méthode de linéarisation proposée permet en commandant la polarisation de se placer à une compression de l'amplificateur plus ou moins grande pour obtenir le gain et la phase fixés pour l'ensemble de la constellation. La linéarisation de l'amplificateur en termes de phase n'est possible que si les phases obtenues en régime linéaire ont des valeurs proches l'une de l'autre pour les différentes polarisations utilisées (Fig. 15).

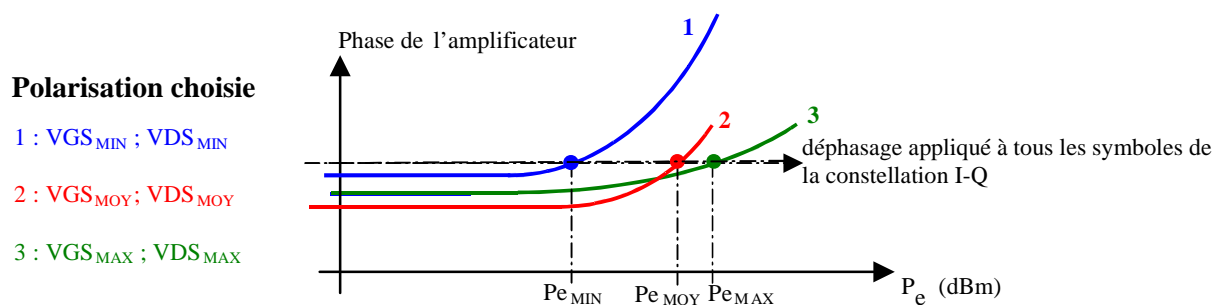


Figure 15 : Représentation du déphasage de l'amplificateur suivant la polarisation appliquée.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

La conception doit aussi être réalisée avec le minimum de composants possibles : résistance, capacité, self, pour les réalisations des adaptations en entrée et en sortie afin de minimiser les effets de dispersion. Le rajout d'un composant induit soit des soudures soit des fils de bonding supplémentaires, éléments difficiles à modéliser et non négligeables à 20 GHz.

IV.2.1. Détermination et caractérisation de l'impédance de charge.

Lors de la réalisation d'un amplificateur fonctionnant pour des fréquences de l'ordre de 20 GHz, l'impédance de charge est difficile à réaliser aux harmoniques 2 et 3 [12]. L'influence de l'optimisation des impédances à 40 GHz et 60 GHz est peu significative sur les performances en puissance de l'amplificateur [13].

La méthode utilisée en simulation pour déterminer les impédances optimales en gain, en puissance de sortie et en rendement en puissance ajoutée est basée sur le principe du Load Pull. L'impédance de charge à la fréquence fondamentale varie sur une zone courant l'ensemble de l'abaque de Smith (Fig. 16). La simulation est réalisée pour un niveau de puissance d'entrée proche de 1 dB de compression pour les points optima, et pour une polarisation en classe AB dans notre cas. Pour chaque valeur de l'impédance de charge les performances en puissance sont relevées. Les contours des performances sont ensuite tracés en fonction de la valeur que prend l'impédance de charge (Fig. 17). Un contour correspond à une même valeur en termes de PAE, de G ou de Ps.

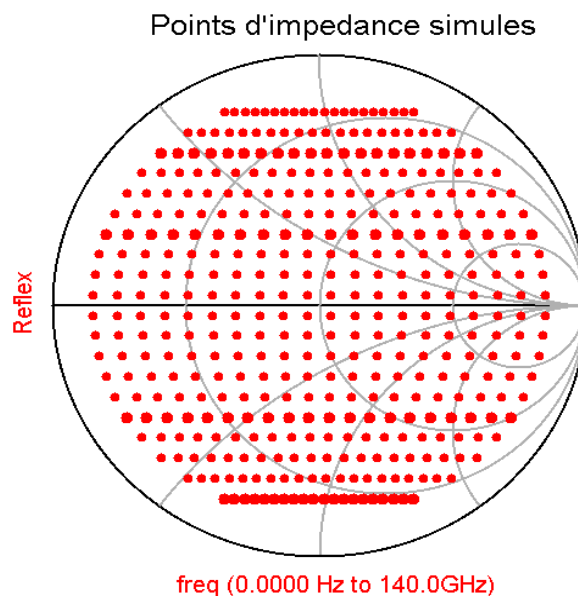


Figure 16 : Ensemble des valeurs que prend l'impédance de charge pour un fonctionnement à 20 GHz pour une puissance d'entrée et une polarisation données.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

D'après les résultats obtenus avec cette simulation, il est rapide et facile de connaître la zone optimale à choisir pour obtenir les meilleures performances possibles en termes de PAE, G et Ps que peut fournir le transistor (Fig. 17). Un critère est tout de même à surveiller : celui de la stabilité par rapport à la valeur que peut prendre l'impédance de charge sur l'abaque (Fig. 18). L'impédance de charge balaye 85% des valeurs possibles sur l'abaque de Smith dans notre cas, car il existe une zone d'impédance pour laquelle l'amplificateur peut être instable : zone à l'intérieur du cercle de stabilité (Fig. 18).

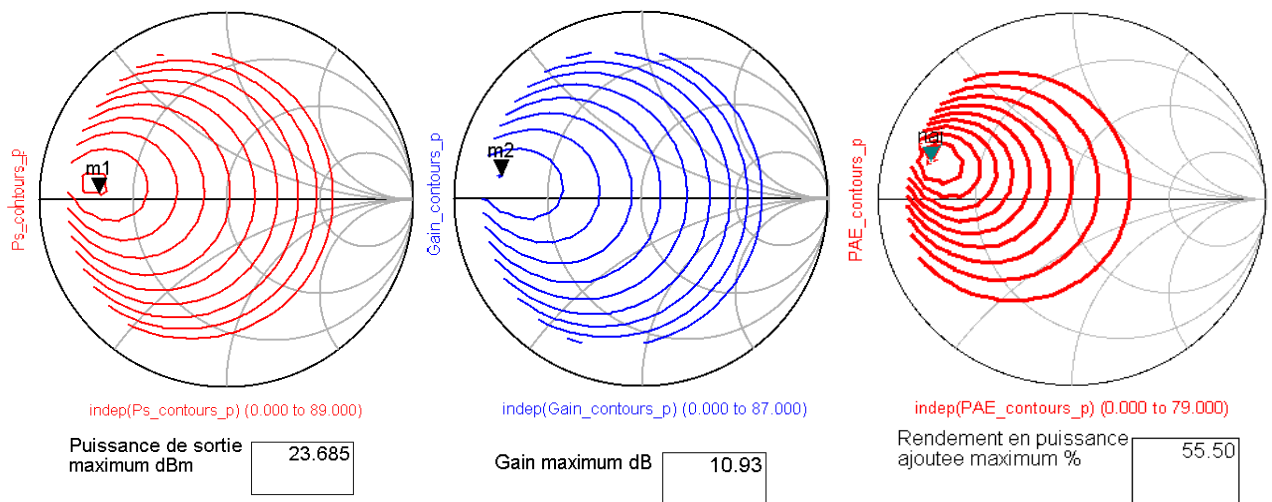


Figure 17 : Contours des performances en puissance du transistor pour l'ensemble des valeurs que peut prendre l'impédance de charge comme décrit sur la figure 16. Chaque contour est centré sur une impédance optimale qui correspond à la performance maximale que peut prendre l'amplificateur à ce niveau de puissance d'entrée et point de polarisation choisis : ici proche de 1 dB de compression en gain pour la zone des optimums.

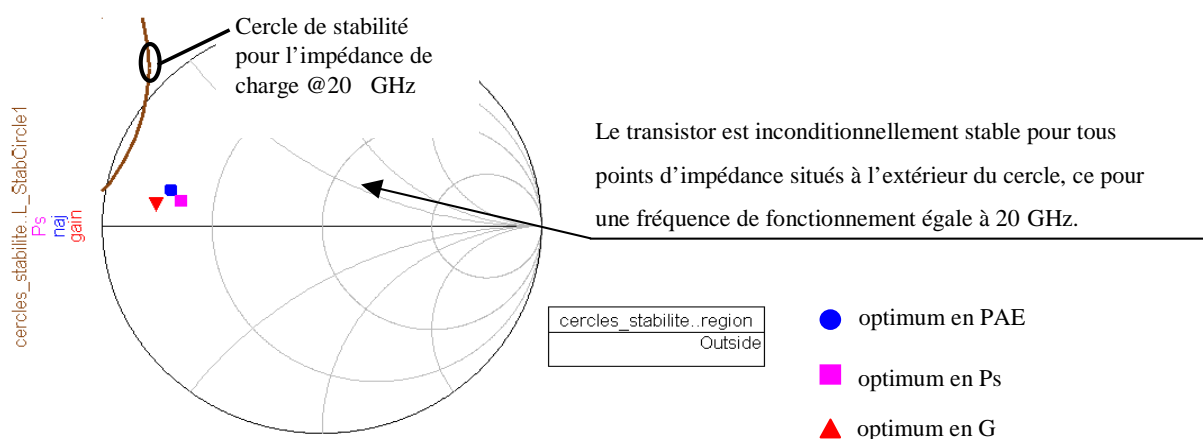


Figure 18 : Représentation des différents optima obtenus sur la figure 17 associé avec le cercle de stabilité de l'impédance de charge à 20 GHz. Le transistor est inconditionnellement stable en régime linéaire pour l'ensemble des impédances situées en dehors du cercle.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Connaissant la zone d'impédance de charge pour laquelle le transistor fonctionne de manière optimale et ce pour un comportement inconditionnellement stable, il faut à présent ajuster la valeur de l'impédance à présenter en sortie.

Le critère utilisé pour déterminer la valeur que doit prendre l'impédance de charge est celui du cycle de charge intrinsèque du transistor.

Pour cela, le transistor fonctionne à un régime correspondant au point 1 dB de compression, l'aire et l'inclinaison du cycle sont toutes deux optimisées. L'inclinaison du cycle est choisie, compte tenu de l'étude réalisée dans le chapitre II, de telle manière que l'on soit au maximum de rendement PAE. Les phénomènes de compensations internes pour cette technologie (Chapitre II), permettent d'optimiser en termes d'impédance de charge à la fois le rendement en puissance ajoutée et la conversion de phase. L'aire du cycle de charge est aussi minimisée pour être adapté grand signal et afin d'obtenir le maximum de puissance active en sortie [12].

Deux conditions restent à respecter et à vérifier : la valeur maximale du courant de conduction en grille et celle du courant d'avalanche.

Le courant de conduction en grille ne doit pas excéder 0,5 mA/mm/doigt soit pour le transistor utilisé les 300 nA [10].

Seul un courant d'avalanche surfacique de 10 mA/mm maximum est toléré pour ne pas détériorer le transistor [10]. Pour le PPH15, qui a une longueur de grille égale à 75 μm , le courant d'avalanche ne devra pas dépasser les 750 μA . Ce critère a son importance car, plus la valeur du courant d'avalanche augmente, plus le rendement en puissance ajoutée tend à s'améliorer, mais peut provoquer la détérioration du transistor. Comme le montre la figure 19, l'évolution du courant d'avalanche n'est pas linéaire. Il existe une zone proche du point à 1 dB de compression où l'angle d'ouverture ($I_{DS}=0$) apparaît et pour laquelle le courant est maximum. Donc la valeur du courant d'avalanche est à prendre en compte et doit être vérifiée dans cette zone (Fig. 19).

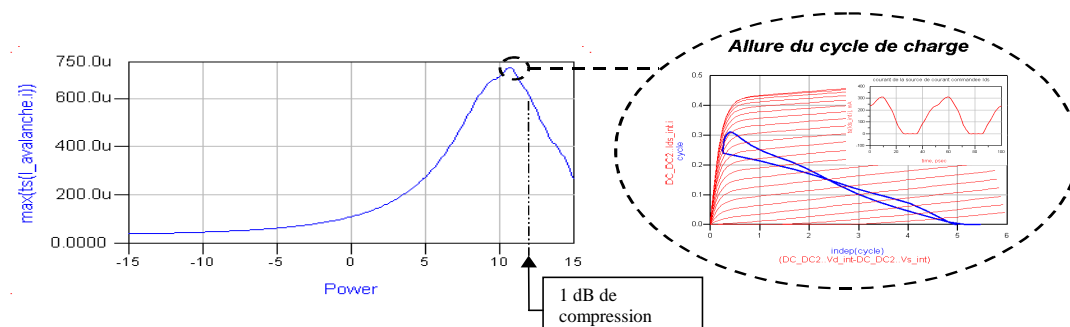


Figure 19 : Evolution du courant intrinsèque d'avalanche du transistor en fonction du niveau de puissance en entrée.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

IV.2.2. Détermination et caractérisation de l'impédance de source.

L'impédance de source joue sur les pertes d'entrée en puissance, mais également sur la linéarité en termes de conversion de phase (Chapitre II). Le circuit hybride d'entrée va réaliser l'adaptation en puissance de l'amplificateur sur 50Ω , afin d'assurer le transfert, avec plus ou moins de pertes de la puissance présente en entrée. Pour cela, le réseau constitué du circuit d'adaptation, du circuit de polarisation et de la capacité de liaison doit présenter en entrée du transistor une impédance permettant d'obtenir un compromis satisfaisant: pertes d'adaptation / conversion de phase.

IV.2.3. Topologie utilisée pour la conception des alumines.

IV.2.3.1. Circuit de polarisation.

Les circuits de polarisation permettent d'amener au transistor les tensions continues de polarisation. Ils se décomposent en deux structures : circuit de polarisation de grille et circuit de polarisation de drain. Tous deux doivent être transparents vis-à-vis du signal RF, et ne doivent pas être perturbés par celui-ci. Ce circuit est réalisé en technologie microruban et est, pour la conception, constitué d'une ligne de longueur égale à $\lambda/4$ [7],[14].

Cette ligne de $\lambda/4$ permet d'isoler les ondes millimétriques du continu. En effet, cette longueur présente en HF une impédance infinie de manière idéale. L'inconvénient est que ce genre de polarisation est très sélective et présente une bande en fréquence très réduite, mais la conception visée dans notre cas est à faible bande : de l'ordre de la 100^{aine} MHz pour 20 GHz. Donc la conception de cette ligne est faite indépendamment du circuit d'adaptation réalisé et vient simplement s'insérer au montage de l'alumine.

La largeur de la ligne doit être la plus fine possible afin que le circuit de polarisation soit le plus selfique possible par rapport à 50Ω . Ceci revient à ce que l'impédance caractéristique de la ligne soit la plus élevée possible afin que l'impédance ramenée au circuit soit la plus élevée possible. Mais sa valeur doit être assez grande pour pouvoir supporter le courant nécessaire pour polariser le transistor. La technologie utilisée pour le transistor fait que le courant de polarisation n'excèdera pas les 300 mA. On peut considérer que les lignes utilisées permettent de supporter des courants allant jusqu'à $7,5 \text{ mA}/\mu\text{m}$ concernant la largeur de la ligne [10].

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Un papillon en technologie microruban, équivalent à une ligne $\lambda/4$ pour une surface de substrat réduite, est rajouté, du côté de l'alimentation, en bout de la ligne $\lambda/4$. Ce papillon permet de ramener une masse virtuelle au bout de la ligne $\lambda/4$ [5]. Ainsi, la ligne servant à connecter le circuit de polarisation au bord de l'alumine est complètement transparente pour celui-ci et quelle que soit sa longueur.

IV.2.3.2. Capacité interdigitée.

L'objectif est de réaliser les capacités de liaison en entrée et en sortie de l'amplificateur en technologie microruban sans rajouter de composant à monter. Pour cela nous utilisons la propriété entre deux lignes de transmission suffisamment proches l'une de l'autre et discontinues pour qu'un couplage électromagnétique se produise comme le montre la coupe transversale de la figure 20.

Quand une des lignes est excitée par un générateur micro-onde, il se produit le transfert d'une partie de l'énergie d'une ligne à l'autre sans qu'il y ait connexion directe entre ces deux lignes.

Dans le cas qui nous intéresse, chaque ligne est constituée d'un conducteur central et d'un plan de masse séparés par un matériau diélectrique de permittivité ($\epsilon_r=9,9$).

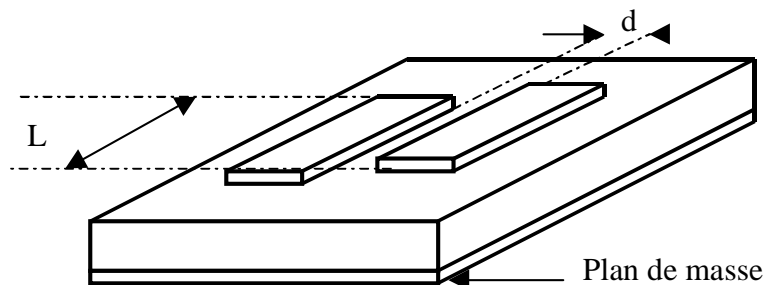


Figure 20 : Représentation d'une capacité interdigitée réalisée en technologie microruban.

Le couplage électromagnétique entre ces deux lignes de largeur W s'effectue sur un tronçon de longueur L [15]. Si la longueur de couplage L est de l'ordre $L = \frac{\lambda}{4}$, la relation du

coefficient de couplage peut se ramener à : $C = \frac{d}{d + 2W}$.

Pour cette conception la capacité n'est pas utilisée pour sa valeur capacitive mais simplement pour isoler les circuits placés en amont ou en aval de l'amplificateur de la polarisation appliquée au transistor. La longueur, la largeur de deux lignes la constituant

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

ainsi que la distance qui les sépare sont incluses dans l'optimisation de la conception pour réaliser l'adaptation en puissance et pour présenter la valeur d'impédance voulue à l'accès du transistor.

IV.2.3.3. Layout et étude électromagnétique des alumines.

Cette étude est réalisée à l'aide du logiciel MOMENTUM, qui est un simulateur électromagnétique intégré sous HP-ADS. Une fois le circuit hybride implanté sous le logiciel, l'ensemble de la structure est maillé afin de simuler ses paramètres [S] sur une bande de fréquences [16]. Ainsi, il est possible de comparer les paramètres [S] obtenus par simulation électromagnétique avec ceux obtenus à l'aide de la simulation RF électrique. Si tous deux sont identiques, cela signifie qu'aucun couplage entre les lignes microrubans n'existe et que les performances obtenues après conception des deux alumines seront proches de celles attendues.

Les optimisations électriques réalisées sur les alumines sont validées par des simulations faites avec les logiciels MOMENTUM en comparant les paramètres [S] de chacune des alumines lorsque celles-ci sont chargées sur 50Ω .

IV.2.3.3.1 Alumine d'entrée.

L'alumine d'entrée, réalisée en technologie microruban, comporte le réseau d'adaptation, la capacité de liaison et le circuit de polarisation (Fig. 21). Une résistance de 82Ω est insérée au montage après le circuit de polarisation - côté basses fréquences BF – pour assurer la stabilité du montage [6]. Le choix de cette résistance est expliqué plus en détail dans par la suite.

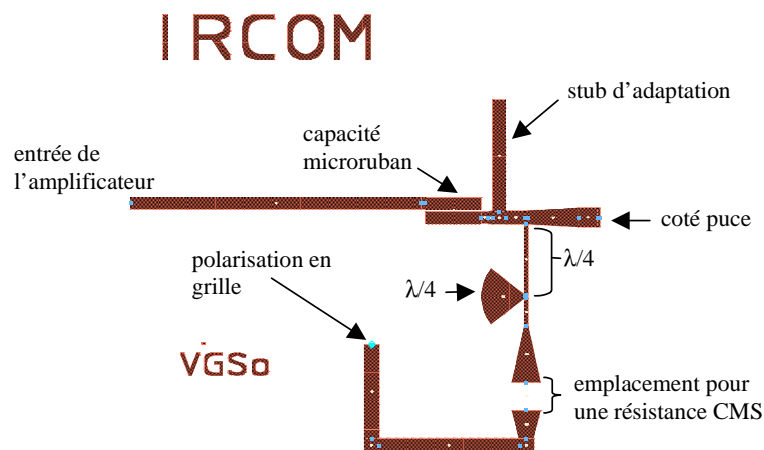


Figure 21 : Layout de l'alumine d'entrée.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Afin de vérifier, avant la conception, les performances de l'alumine, une comparaison entre les paramètres [S] obtenus avec une simulation électromagnétique MOMENTUM et une simulation électrique RF est faite. Les modèles utilisés pour la simulation électrique RF caractérisent bien les performances obtenues en électromagnétique à partir du layout généré (Fig. 22).

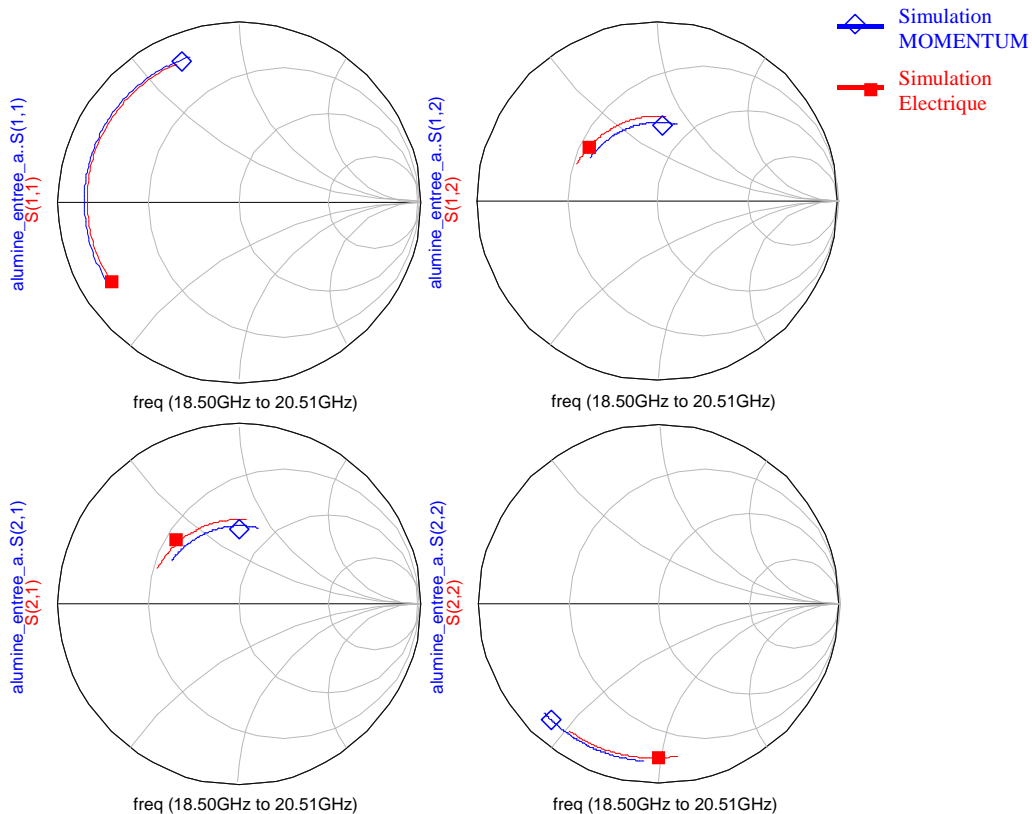


Figure 22 : Comparaison des paramètres [S] obtenus avec la simulation électrique RF du design et la simulation électromagnétique MOMENTUM du layout de l'alumine d'entrée.

IV.2.3.3.2 Alumine de sortie.

Comme pour l'alumine d'entrée, la même topologie avec des longueurs et des largeurs de lignes différentes est utilisée.

Afin de respecter la longueur physique de l'alumine : 15x15 mm², après la capacité interdigitée (avant la capacité pour l'alumine d'entrée) une ligne 50 Ω est rajoutée (Fig. 23). Les pertes engendrées par ce rajout de ligne sont estimées en simulation à 0,3 dB pour 20 GHz.

La simulation électromagnétique MOMENTUM donne la même réponse en termes de paramètres [S] que celle en électrique (Fig. 24).

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

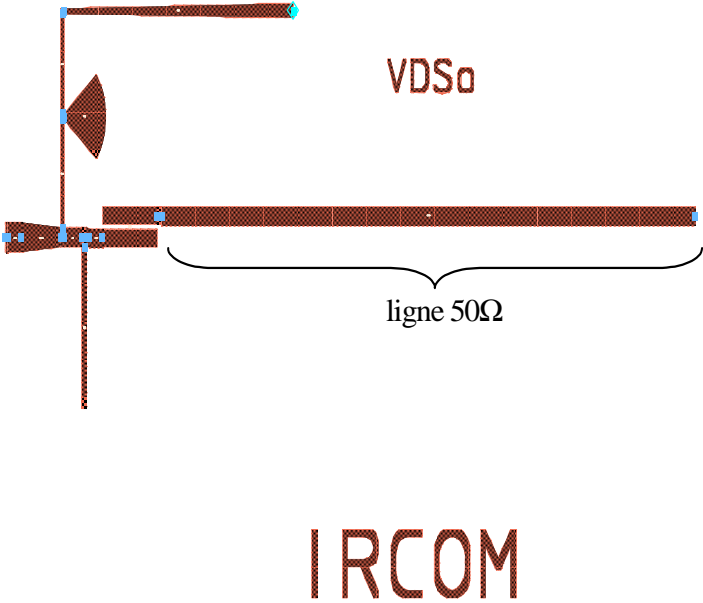


Figure 23 : Layout de l'alumine de sortie.

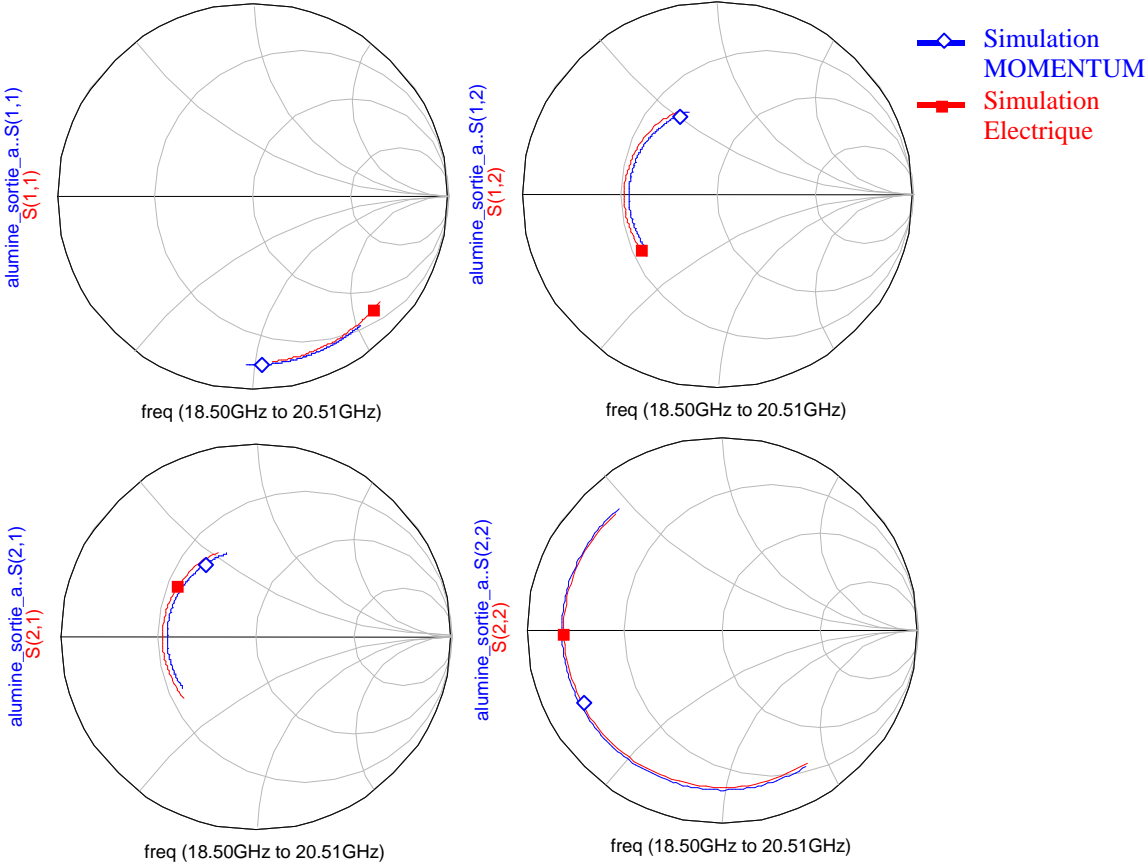


Figure 24 : Comparaison des paramètres [S] obtenus avec la simulation électrique RF du design et la simulation électromagnétique MOMENTUM du layout de l'alumine de sortie.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

IV.3. Etude de la stabilité de l'amplificateur

L'étude de la stabilité de l'amplificateur est nécessaire car ce critère permet de vérifier, pour une plage de fréquences donnée, l'existence ou non d'un éventuel dysfonctionnement de l'amplificateur (en général une oscillation parasite). Une instabilité du système peut entraîner un dysfonctionnement : réduction des performances, voire même la destruction du transistor [17].

Plusieurs études sont réalisables, la première s'appuie sur le critère du facteur de Rollet (facteur K) et détermine de manière très rapide si la conception réalisée est inconditionnellement stable en entrée-sortie [6]. La seconde étude, appelée critère du NDF (fonction normalisée du déterminant), a pour but d'étudier la stabilité interne même du transistor pouvant créer par rebouclage une instabilité purement intrinsèque de l'amplificateur et ce pour un fonctionnement en régime linéaire. La dernière, tout comme la précédente, injecte un signal perturbateur au sein du transistor et vérifie la stabilité de l'ensemble, mais ce pour un régime de fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur [6].

IV.3.1. En régime linéaire petit signal.

IV.3.1.1. Facteur 'K' de Rollet.

L'analyse de la stabilité réalisée avec le facteur K ramène un circuit complexe à un système linéaire à deux accès. Ce facteur permet de dire s'il existe une impédance d'accès de l'abaque de Smith, en entrée ou en sortie, pour laquelle l'amplificateur est instable pour une fréquence donnée. Son expression peut se ramener à l'équation 3 [6].

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

et $B_1 = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta|^2$ (3)

Nous pouvons dire que l'amplificateur de puissance est inconditionnellement stable, vu de ses 2 ports si $K > 1$ et $B_1 > 0$. Cela veut dire qu'il n'existe aucune impédance d'accès pour laquelle le transistor est instable pour une fréquence définie. L'instabilité est située en dehors de l'abaque de Smith.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Pour un fonctionnement à 20 GHz, l'amplificateur respecte ces deux critères : $K > 1$ et $B_1 > 0$. Mais cette méthode n'est ni rigoureuse, ni suffisante pour affirmer qu'aucune instabilité ne peut naître au sein de l'amplificateur même. Alors que le critère du facteur K n'indique aucune instabilité aux 2 ports d'accès de l'amplificateur, une instabilité intrinsèque propre au transistor peut exister. Pour cela, il faut appliquer la méthode dite « NDF », qui permet de vérifier intrinsèquement si une instabilité peut exister ou non au sein du montage.

IV.3.1.2. Fonction normalisée du déterminant (NDF).

La méthode du déterminant normalisé (NDF) en analyse linéaire permet d'étudier le comportement de l'amplificateur face à une perturbation pour un fonctionnement en petit signal. Cette étude s'étend à l'ensemble de tous les points de polarisation du réseau $I[V]$ propre au transistor. Pour cela une perturbation est injectée, dans notre cas, au niveau de la source de courant intrinsèque du transistor. Le critère de stabilité est basé sur le rapport du signal injecté au niveau de la source de courant avec le signal de retour au niveau de la commande de la source de courant ; le transistor, alors, se comporte comme un système en boucle ouverte [6].

$$NDF = \frac{V_{injecté}}{V_{retour}} \quad \text{NDF : critère de stabilité} \quad (4)$$

Ce critère NDF, décrit par l'équation 4, permet, en parcourant une gamme de fréquences, de déceler, à l'aide de graphiques, tout risque d'oscillation de l'amplificateur et donc d'instabilité.

Ainsi, si lorsque la phase du critère NDF passe par zéro, son module est supérieur à "1", l'amplificateur, à cette fréquence, oscille et devient instable. Il est aussi possible de déterminer ou non la présence d'une fréquence d'oscillation en visualisant en coordonnées polaires l'encerclement du point "1" ou l'encerclement du point "0" pour le critère 1-NDF.

L'étude de la stabilité de l'amplificateur est faite en régime linéaire pour une plage de fréquences allant de 0,25 GHz à $f_0/2$ soit 10 GHz pour plusieurs points de polarisations.

Cette analyse, réalisée sur l'amplificateur, met en avant la naissance d'une fréquence d'oscillation à 7,065 GHz (Fig. 25).

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

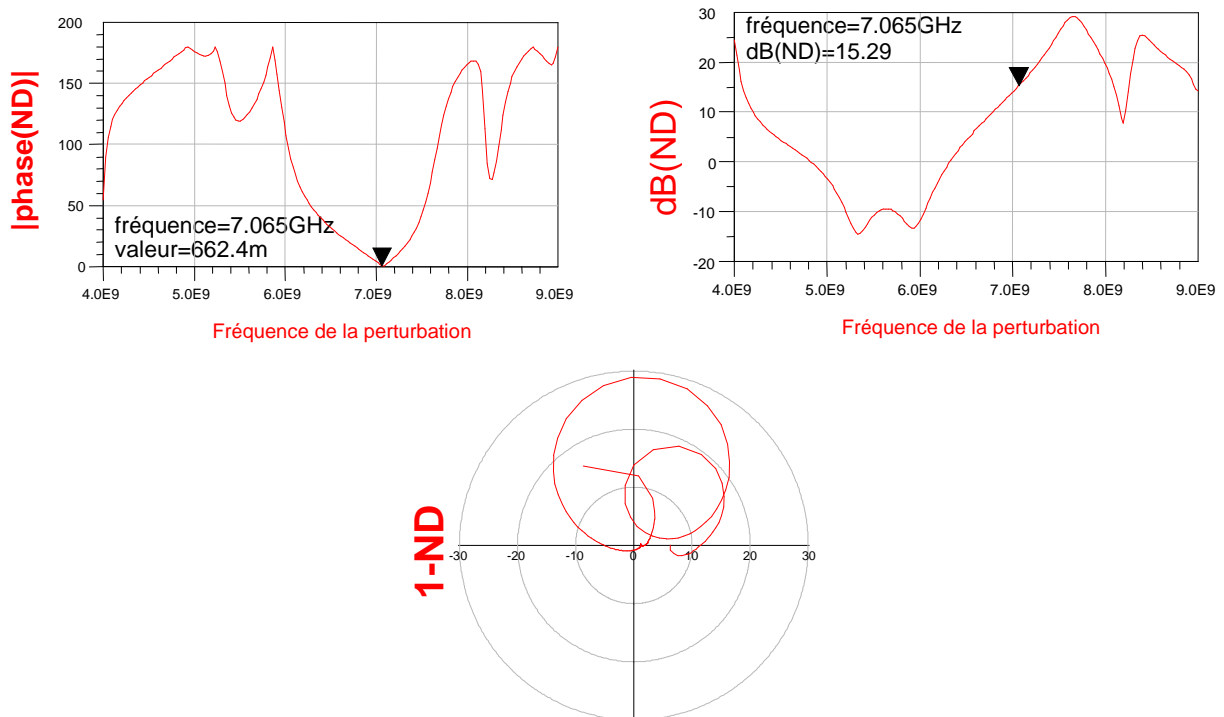


Figure 25 : Représentations du critère NDF en module, en phase et en coordonnées polaires. Le module de la phase retombe à zéro alors que le rapport de l'onde injectée sur l'onde de retour est supérieur à 1 : gain du critère NDF supérieur à zéro. Ou bien, le critère 1-NDF encercle en coordonnées polaires le point '0'. Deux phénomènes synonymes d'une apparition d'une oscillation et donc d'une instabilité de l'amplificateur. La polarisation est égale à : $V_{GS0} = -0,47\ V$ et $V_{DS0} = 3\ V$.

Afin de contrer l'apparition de cette oscillation un circuit de stabilité est rajouté en entrée du circuit. En effet, le rajout en serie avec le circuit de polarisation d'une résistance de $82\ \Omega$ permet d'atténuer l'apparition de l'oscillation à $7,065\ GHz$ (Fig. 21).

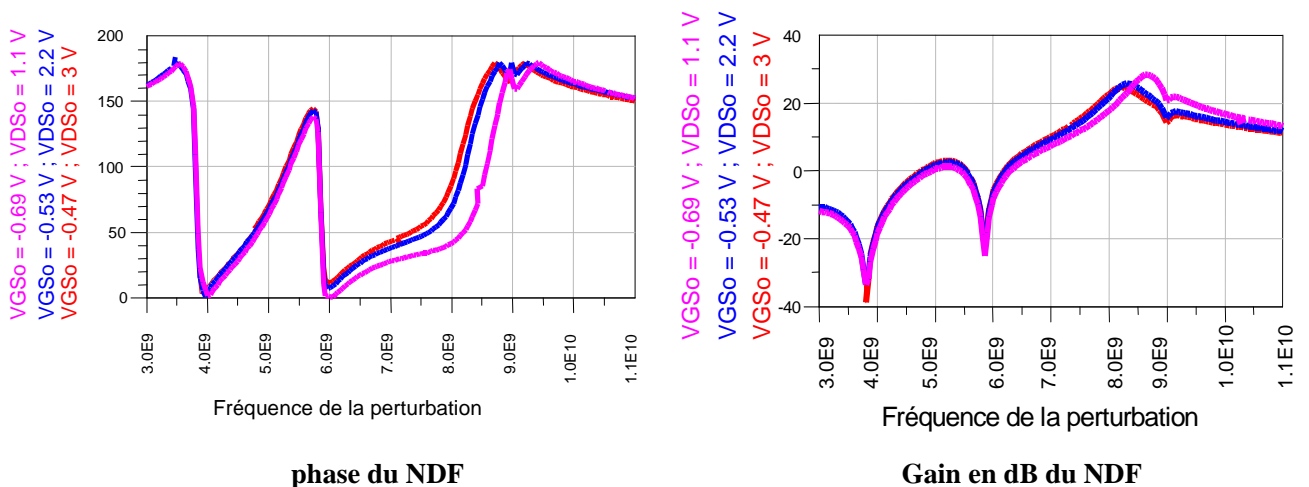


Figure 26 : Représentations du critère de stabilité NDF en gain et en phase de l'amplificateur avec le circuit de stabilisation. Lorsque la phase retombe à zéro le gain est inférieur à zéro.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Le circuit de polarisation peut être considéré comme un circuit R, L et C série. Le facteur de qualité indique, suivant sa valeur, les conditions de fonctionnement du circuit RLC série. Pour ne pas être dans un régime oscillant il faut respecter le critère de l'équation 5.

$$R \geq 2\sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5)$$

Le rajout d'une résistance supplémentaire en série égale à 82Ω satisfait cette condition et est suffisant pour stabiliser l'amplificateur en petit signal.

L'amplificateur se comporte donc de manière stable : aucun retour de phase à zéro lorsque le gain en tension est supérieur à "1" et ceci pour tous les points de polarisation du réseau I[V]. La représentation polaire de la figure 27, où figurent trois des points de polarisation, confirme la stabilité de l'amplificateur en régime linéaire car il n'y a aucun encerclement du point "0" pour le critère 1-NDF.

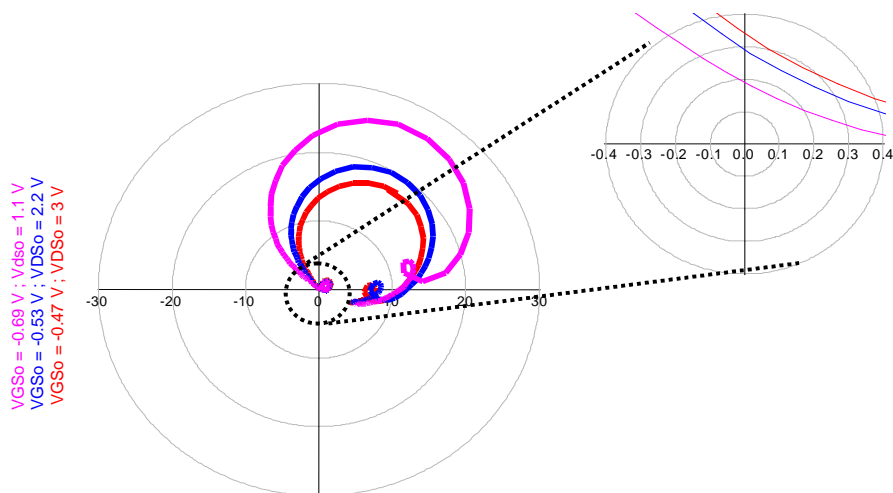


Figure 27 : Tracé du critère de stabilité 1-NDF en coordonnées polaires en régime petit signal et pour différents points de polarisation.

Une analyse en régime non-linéaire, basée sur le même principe, permet, pour différents fonctionnements en puissance, d'affirmer ou non le comportement stable de l'amplificateur.

IV.3.2. En régime non-linéaire fort signal.

Cette étude est établie à différentes puissances d'entrée et différents points de polarisation.

Il faut vérifier, tout comme pour l'analyse linéaire, que le cercle issu du critère 1-NDF, en coordonnées polaires, n'encercle pas le point '0' pour certains niveaux de puissance.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

La tendance observée est inverse, pour exemple la figure 28 : plus le niveau de puissance augmente à un point de polarisation fixe, plus les cercles issus du critère 1-NDF s'écartent du zéro [6].

Ce phénomène peut paraître évident car plus la puissance d'entrée augmente, plus l'amplificateur fonctionne en zone de compression et donc plus le gain diminue. Nous venons de voir qu'une instabilité est souvent le fruit d'un gain trop important et que les circuits de stabilité rajoutés au montage ont pour but de créer un pôle afin de diminuer le gain au niveau de la fréquence d'oscillation.

Suite à ces deux études de stabilité en régime linéaire et en régime non-linéaire de l'amplificateur, nous pouvons affirmer que l'amplificateur aura un comportement stable à la fréquence de fonctionnement utilisée et qu'aucune oscillation n'apparaîtra aux autres fréquences.

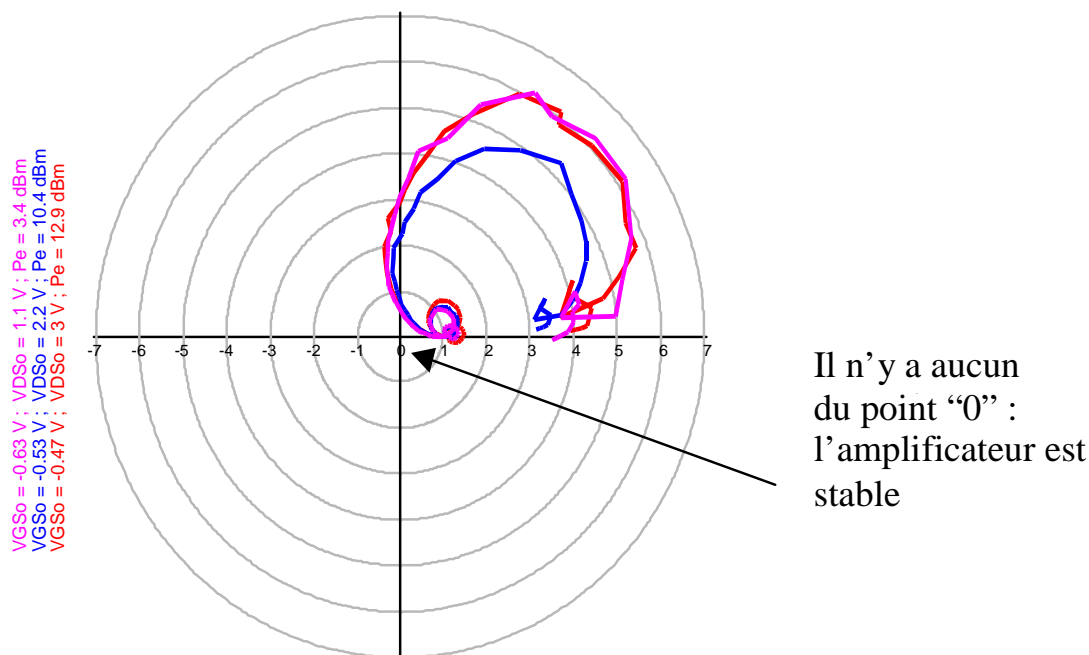


Figure 28 : Représentation polaire du critère 1-NDF pour différents points de polarisation et différents niveaux de puissance pouvant représenter un fonctionnement de l'amplificateur pour une modulation 16QAM avec la polarisation commandée et en fort signal.

IV.4. Performances obtenues

Les alumines d'entrée et de sortie, le circuit de stabilité, la puce comportant le transistor et les connecteurs SMB pour la polarisation de l'amplificateur sont assemblés sur une embase métallique (Fig. 29).

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

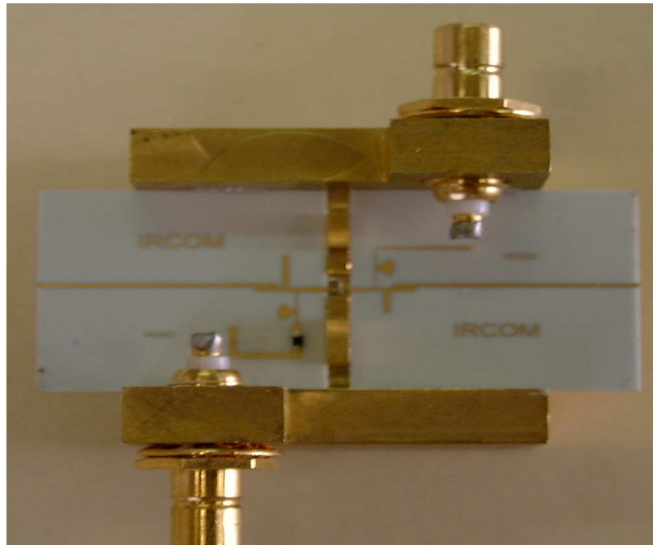


Figure 29 : Photo de l'amplificateur hybride monté dans un boîtier comportant l'alumine d'entrée et sa résistance de stabilisation, la puce comportant le transistor, l'alumine de sortie et les deux connecteurs SMB pour la polarisation.

Avant de vérifier la méthode de linéarisation proposée, l'amplificateur est tout d'abord caractérisé.

Des mesures de paramètres [S] vont permettre de vérifier l'adaptation en entrée et en sortie de l'amplificateur et ainsi déterminer la fréquence pour laquelle l'amplificateur sera utilisé [18].

En complément, des mesures en puissance, de l'amplificateur chargé sur 50Ω , sont aussi réalisées afin de quantifier les performances obtenues en CW [19].

IV.4.1. En régime linéaire petit signal.

L'amplificateur, prévu pour fonctionner à 20 GHz, subit à la fois des pertes mais aussi un décalage en fréquence. En effet, ces phénomènes sont essentiellement dus à l'ajout et au montage des fils de bonding, en entrée et en sortie de la puce comportant le transistor pour la relier aux alumines. Leur montage est délicat et la tolérance sur la longueur assez grande et importante pour la fréquence de fonctionnement : $\pm 50 \mu\text{m}$.

Les courbes de la figure 30 montrent qu'en réajustant seulement les longueurs des fils de bonding en entrée et en sortie de quelques dizaines de micromètres, le comportement petit signal de l'amplificateur est obtenu correctement en simulation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

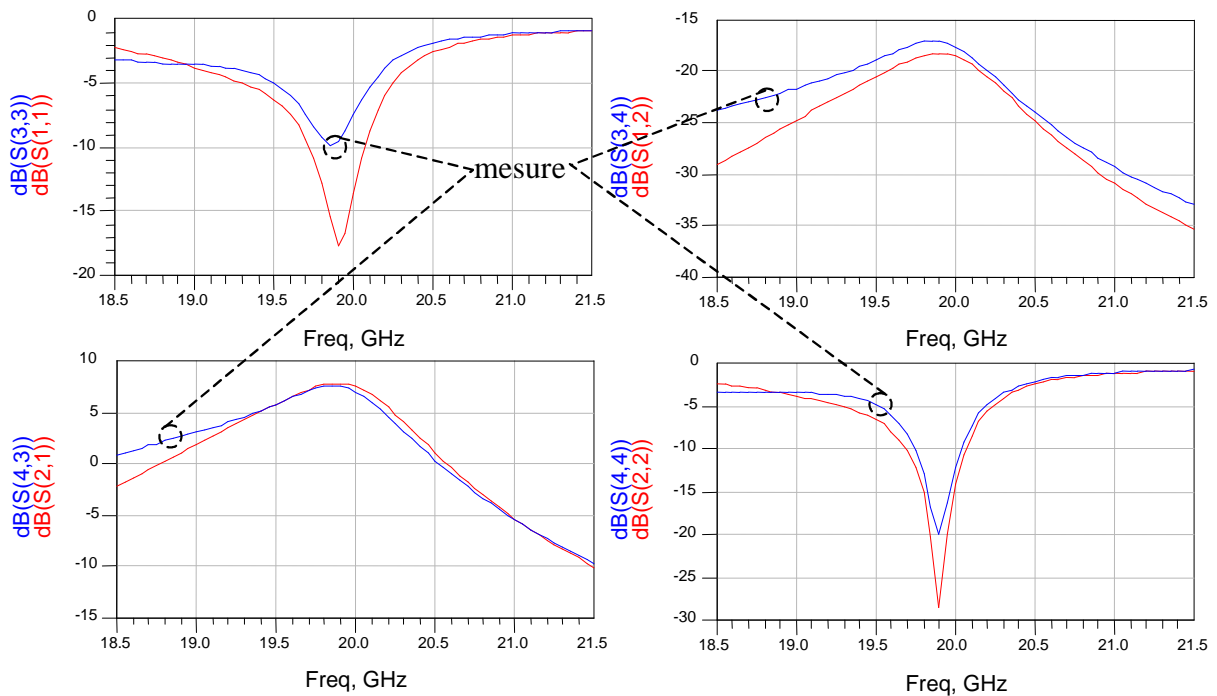


Figure 30 : Mesure et simulation des paramètres [S] de l'amplificateur pour une fréquence allant de 18,5 GHz à 21,5 GHz par pas de 50 MHz pour une polarisation : $V_{GS0} = -0,6V$ et $V_{DS0} = 3V$.

La fréquence de fonctionnement n'est plus de 20 GHz, mais est décalée à la fréquence 19,8 GHz pour cet amplificateur.

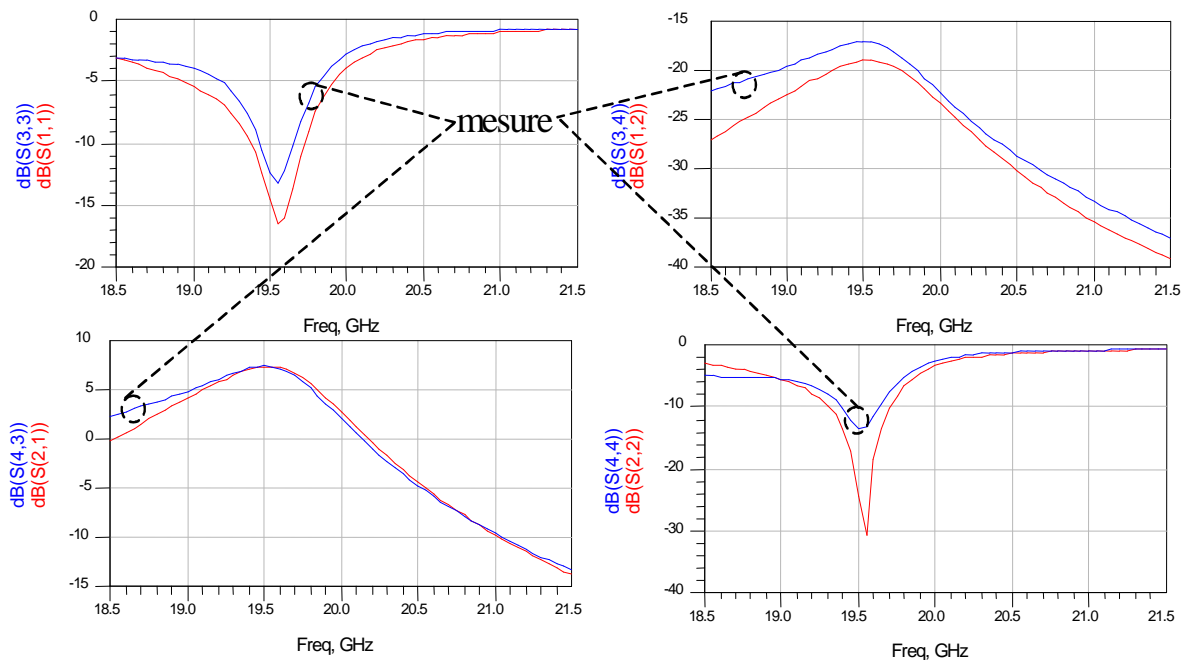


Figure 31 : Mesure et simulation des paramètres [S] pour une fréquence allant de 18,5 GHz à 21,5 GHz par pas de 50 MHz d'un autre amplificateur hybride ayant la même conception pour une polarisation : $V_{GS0} = -0,6V$ et $V_{DS0} = 3V$.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Un autre montage d'amplificateur comportant une puce issue du même masque d'UMS avec la même conception pour les deux alumines a aussi été réalisée. Alors que ces deux amplificateurs sont initialement identiques, la fréquence de fonctionnement ainsi que les performances sont différentes.

Après réajustement des longueurs des fils de bonding, les performances en gain sont différentes et la fréquence de fonctionnement est de 19,5 GHz pour le même point de polarisation (Fig. 31).

Cette comparaison montre une forte dispersion des performances en petit signal entre deux montages d'amplificateur initialement identiques.

L'amplificateur fonctionnant à 19,8 GHz sera utilisé pour la suite de l'étude.

IV.4.2. En puissance en régime fort signal CW.

L'amplificateur est maintenant mesuré en puissance en mode CW, à l'aide de banc Load Pull.

L'amplificateur est chargé en sortie sur une charge 50 Ω . La mesure des performances, comme tracé sur la figure 32, est réalisé à 19,8 GHz en faisant varier la puissance du générateur d'entrée. Différentes mesures sont réalisées pour plusieurs points de polarisation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

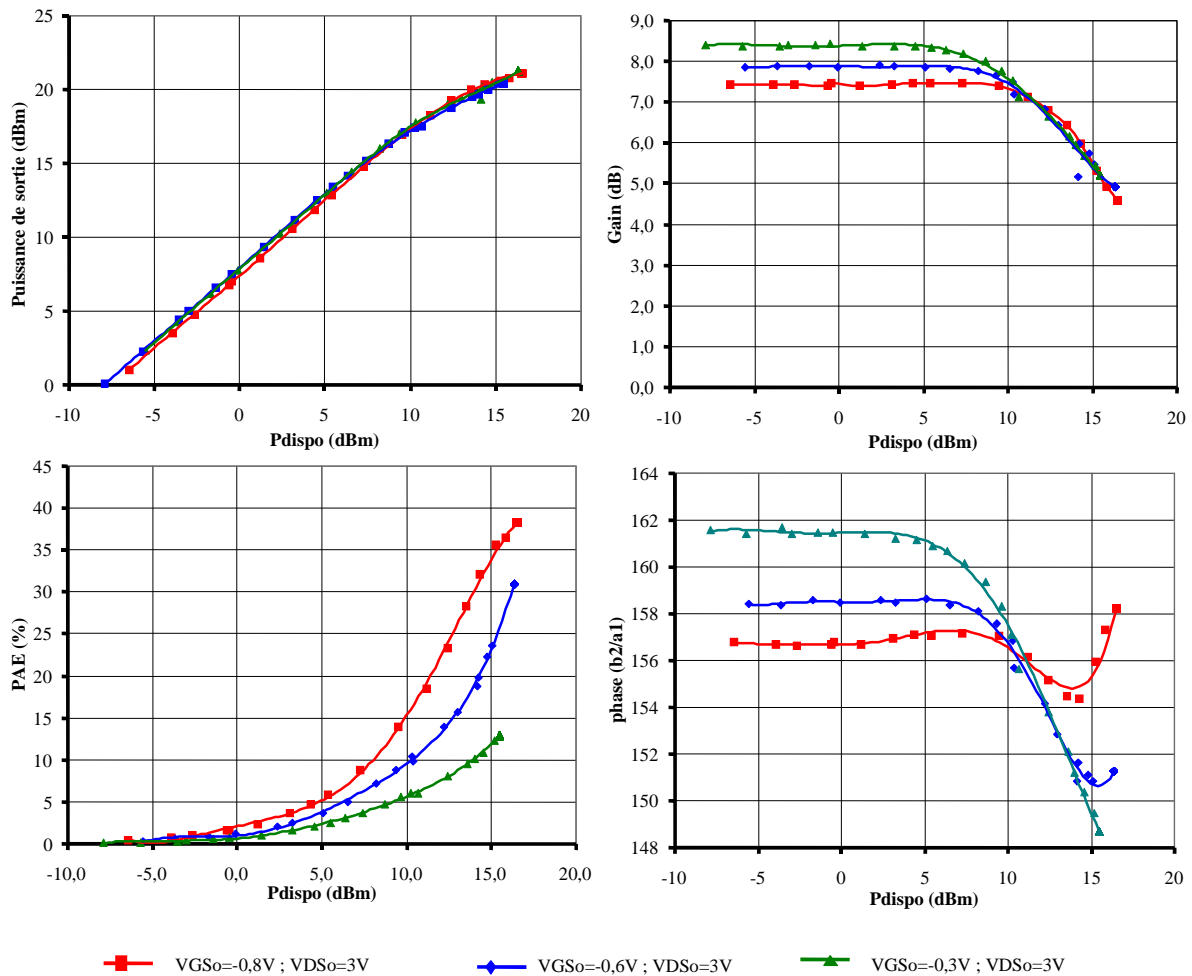


Figure 32 : Fonctionnement en puissance de l'amplificateur hybride en CW pour plusieurs points de polarisation à la fréquence de 19,8 GHz.

Il est à noter que pour une conception sous boîtier plastique de type industriel et toujours en technologie hybride : sans le rajout des lignes 50Ω en entrée et en sortie, les performances peuvent être améliorées de 0,6 dB environ : 0,3 dB en entrée et 0,3 dB en sortie. Comme le montre le tableau 4, le rajout des ces 0,6 dB de pertes permettrait d'améliorer à la fois le niveau de puissance en sortie mais aussi le rendement en puissance ajoutée.

Pe (dBm)	Ps (dBm)	PAE (%)	Conversion de phase (°)
13.56	20.75	25.2	4.2

Tableau 4 : Valeurs de l'amplificateur pour une polarisation : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3 V$, pour un niveau de puissance correspondant à 1,2 dB de compression en gain et un gain petit signal de $G_0 = 8,4$ dB.

Les pertes d'entrée de 0,3 dB et celles de sortie de 0,3 dB sont prises en compte.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Mais la conception réalisée a pour but premier de permettre de valider ou non la méthode de linéarisation. La mise en œuvre du prototype est réalisée avec les moyens et les technologies disponibles. Les valeurs des performances obtenues reflètent seulement le minimum auquel l'on peut s'attendre en vue d'une conception à caractère industriel de type MMIC (Fig. 33).

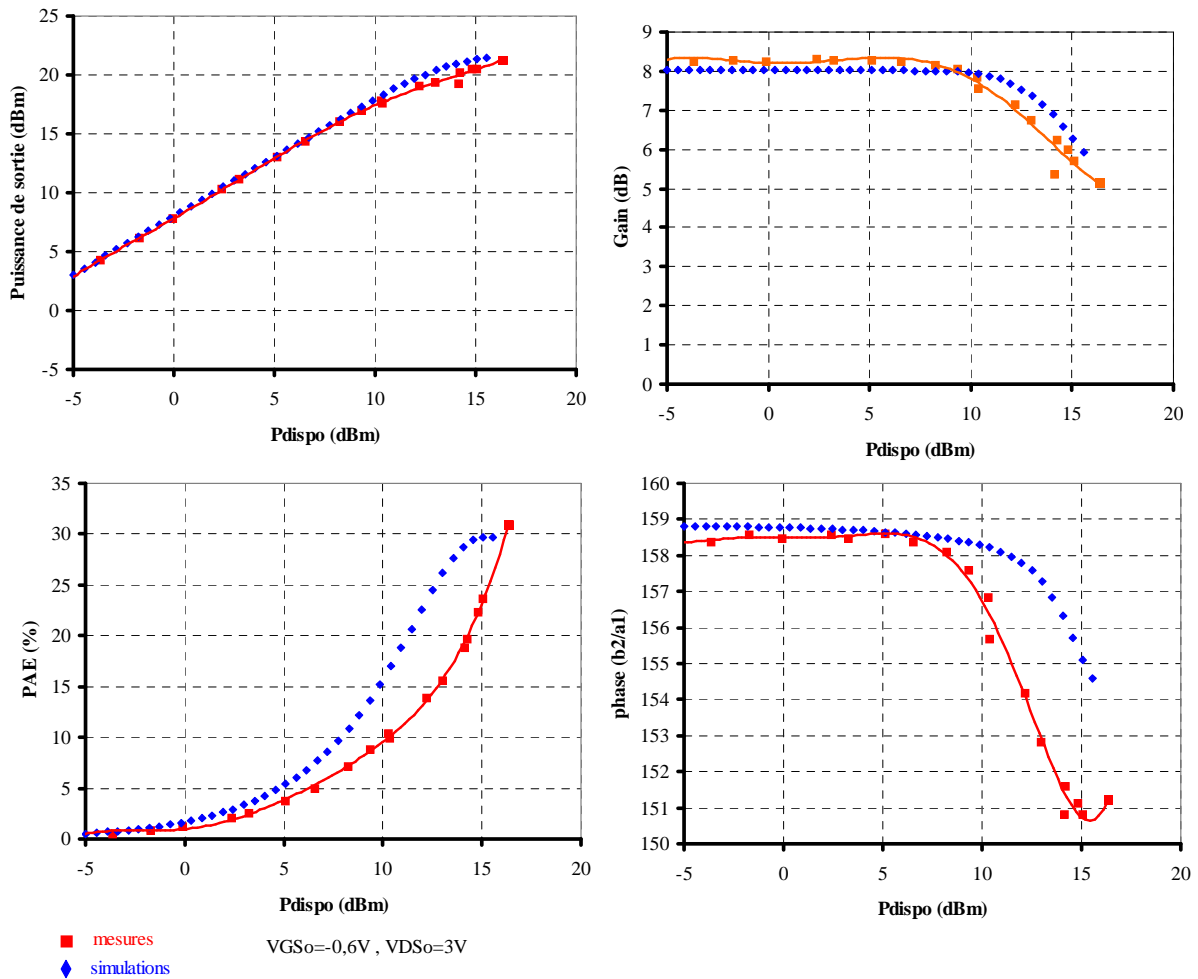


Figure 33 : Comparaisons mesure-simulation en puissance du fonctionnement ($V_{GS0} = -0,6V$, $V_{DS0} = 3V$) de l'amplificateur hybride à 19,8 GHz.

Seule la longueur du fils de bonding a été prise en compte (réajustement obtenu en petit signal) pour la comparaison des performances en puissance entre les mesures et la simulation (Fig. 33). Ne sont pas prises en comptes les dispersions issues du montage de l'amplificateur, de la fabrication des alumines ainsi que celles engendrées par le transistor conçu avec un autre masque que celui utilisé pour la modélisation.

V. Validation de la méthode de linéarisation

Afin de valider la méthode de linéarisation décrite au début de ce chapitre, pour une modulation numérique de type 16QAM, différentes mesures sont réalisées avec les deux conceptions précédentes : maquette de commande de polarisation et amplificateur hybride. Compte tenu des performances obtenues, les mesures sont réalisées pour une fréquence porteuse de 19,8 GHz avec un rythme symbole de la modulation 16QAM de $R_s=1$ Mbaud/s.

Le but principal est de comparer, entre un fonctionnement à polarisation fixe de l'amplificateur avec ou sans recul 'backoff' et un fonctionnement utilisant le système de commande de polarisation, les performances obtenues en termes de puissance de sortie, de rendement en puissance ajoutée et de linéarité suivant deux critères : EVM (Error Vector Measurement) et ACPR (Adjacent Channel Power Ratio).

Les mesures sont réalisées à l'aide du banc Télécom du CNES [20] (Fig. 34) où la modulation 16QAM filtrée ou non-filtrée est générée en bande de base avec un premier AWG avant d'être modulée à la fréquence $F_I=3,4$ GHz et ensuite transposée à la fréquence $R_F=19,8$ GHz (Fig. 35).



Figure 34 : Photo de la structure test du système de linéarisation pour une modulation numérique 16QAM. Sont présents le banc Télécom/NPR, l'amplificateur hybride dans le support de test Wiltron ainsi que la maquette du système de commande de polarisation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Pour cela un train binaire pseudo aléatoire PRBS [21] est généré en bande de base, permettant d'obtenir une séquence de 1000 symboles pour les voies I ou Q définie avec 10 échantillons/symbole. Un autre AWG, comportant les deux mêmes séquences pour I et Q et synchronisé au précédent par l'extérieur à l'aide d'un Synchroniseur HP8110A (Fig. 35), génère aussi les mêmes signaux I et Q non-filtrés. Ces deux signaux I et Q, destinés à la maquette, sont ensuite traités afin d'obtenir la commande de polarisation souhaitée.

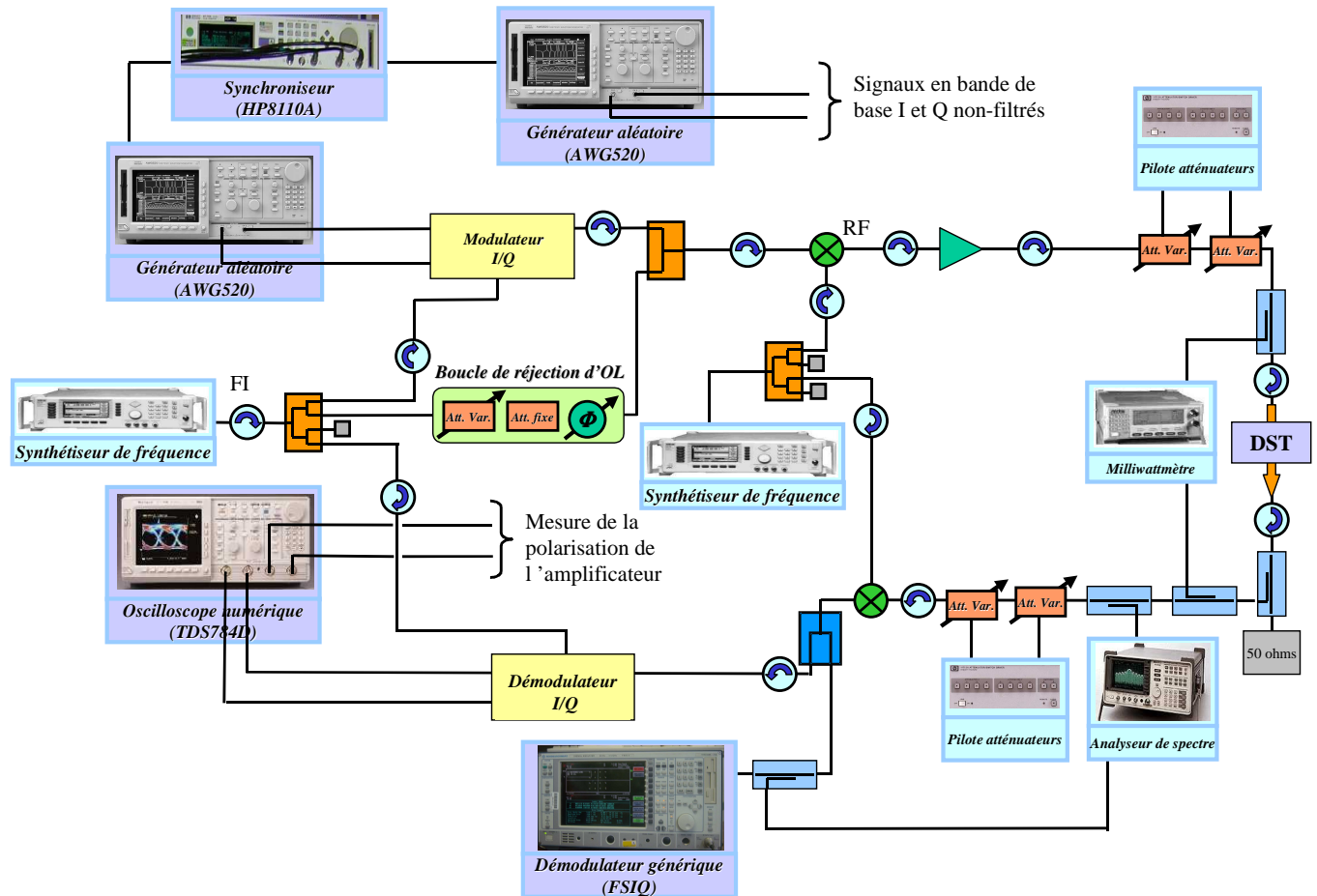


Figure 35 : Synoptique du banc Télécom/NPR utilisé pour la validation et la mesure du système : amplificateur + maquette de commande de l'amplificateur pour une modulation numérique 16QAM.

Une telle méthode permet de dissocier le signal d'attaque pour l'amplificateur du signal servant pour la commande de polarisation (Fig. 36). Ceci offre la souplesse de réglage, concernant le signal d'entrée destiné à l'amplificateur. En effet, il est possible en ajustant l'amplitude et l'offset des deux signaux I et Q de minimiser la fuite OL, en plus de la boucle de réjection (Fig. 35) et d'attaquer le modulateur IQ avec des niveaux suffisamment bas pour le fonctionner dans sa zone linéaire.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Les signaux I et Q filtrés sont générés par l'AWG. Ce filtrage est un filtrage de type Nyquist à cosinus surélevé [23]. Le retard engendré par le filtre est pris en compte et est compensé avant la génération des séquences.

La démodulation est réalisée de la même façon, à savoir d'abord amenée à la fréquence $F_I=3,4$ GHz avant d'être transposée en bande de base. En sortie du mélangeur de 3,4 GHz de la chaîne descendante, un démodulateur générique FSIQ réalise la mesure du critère de linéarité EVM. Cette mesure de l'EVM est référencée par rapport à une constellation idéale générée par le démodulateur générique même. La visualisation et la mesure de la constellation en fin de chaîne sont réalisées à l'aide d'un oscilloscope TDS784D en observant les voies I et Q après démodulation.

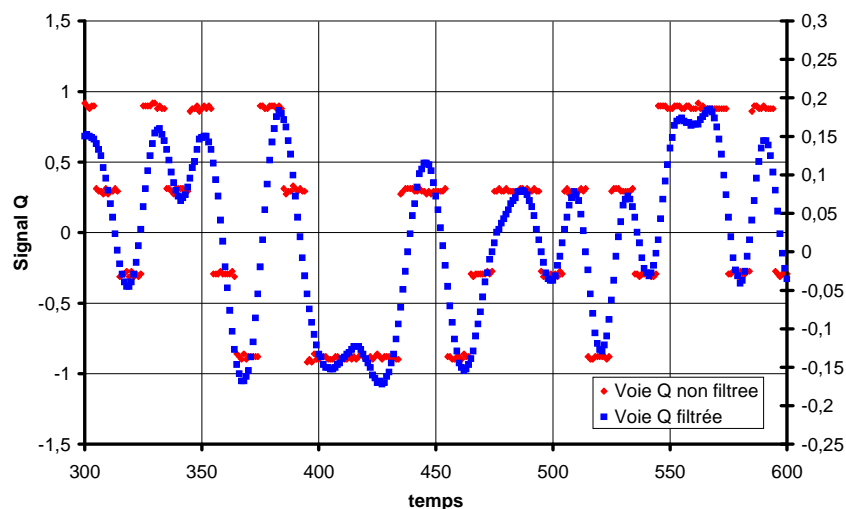


Figure 36 : Représentation en bande de base des deux signaux issus des deux AWG où l'un est filtré et l'autre est non-filtré. Tous deux sont issus de la même séquence ; le filtrage est réalisé en bande de base et en soft. Ce filtre correspond à un filtrage de type Nyquist à cosinus surélevé. Le synchroniseur permet ou non de retarder l'un des signaux par rapport à l'autre.

La mesure des puissances en entrée et en sortie de l'amplificateur est réalisée à l'aide d'un milliwattmètre. La mesure indique la valeur moyenne de la puissance sur le spectre entier.

Un analyseur de spectre est placé soit en sortie de l'amplificateur ou après la transposition du signal à 3,4 GHz : au niveau de la mesure de l'EVM avec le FSIQ. Cet analyseur permet d'avoir l'allure fréquentielle du signal après amplification, mais sert aussi à mesurer l'ACPR dans le cas des signaux filtrés.

L'ACPR est défini pour une bande de fréquence de 1 MHz - rythme symbole du signal R_s - et avec un décalage fréquentiel de 1,35 MHz. Ce décalage ayant pour équation : $(1+\alpha) \cdot R_s$ correspond à un coefficient de Rolloff égal à $\alpha = 0,35$. Ceci représente,

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

pour deux utilisateurs, à une coupure de leur lobe principal à 20 dB de leur maximum lorsque tous deux ont leur fréquence centrale éloignée de 1,35 MHz [22].

La mesure du rendement de sortie, calcul qui ne prend pas en compte le gain de l'amplificateur, est faite suivant la relation 6 et toujours pour des valeurs moyennes de puissance.

$$\eta_{aj} = 100 \cdot \frac{P_{s_{moy}}}{V_{ds_{moy}} \cdot I_{ds_{moy}}} \quad (\%) \quad (6)$$

Seul le courant de drain est pris en considération, le courant de grille est nul.

Les mesures et la vérification de la méthode sont réalisées en un premier temps pour un signal d'entrée non-filtré. Seul le critère de linéarité EVM est utilisé pour ce cas. La comparaison avec ou sans la méthode de linéarisation est réalisée pour différents niveaux de puissance moyenne d'entrée.

Les mêmes mesures sont ensuite renouvelées mais pour un signal d'entrée filtré. La mesure de linéarité du système est réalisée à la fois avec l'EVM et à la fois avec l'ACPR comme décrit précédemment.

V.1. Avec un signal 16QAM non filtré

Les mesures sont réalisées avec une polarisation de l'amplificateur fixe pour différents niveaux de puissance moyenne. Puis celles-ci sont renouvelées en activant la commande de la polarisation de l'amplificateur. Mais tout d'abord la chaîne de test est mesurée en réalisant une connexion directe dans le plan du DST (Fig. 35). Ces mesures réalisées à différents niveaux de puissance sans l'amplificateur permettent de caractériser le banc de mesure. La référence en termes de linéarité du banc seul est de 6,3% pour l'EVM pour une allure spectrale indiquée figure 37.

Le fonctionnement en régime non-linéaire de la partie amplificatrice permet de fonctionner à un niveau en puissance de sortie plus élevé et aussi avec un rendement en puissance ajoutée le plus optimal possible (au voisinage de 2 dB de compression). Mais ceci est aux dépens de la linéarité lorsque la polarisation est fixe. A fort régime non linéaire, les symboles externes de la constellation IQ (niveau de puissance le plus élevé) sont amplifiés avec un gain et un déphasage différents de ceux des symboles internes (niveau le plus faible en puissance), ce qui crée une déformation de la constellation (Fig. 38 à gauche).

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

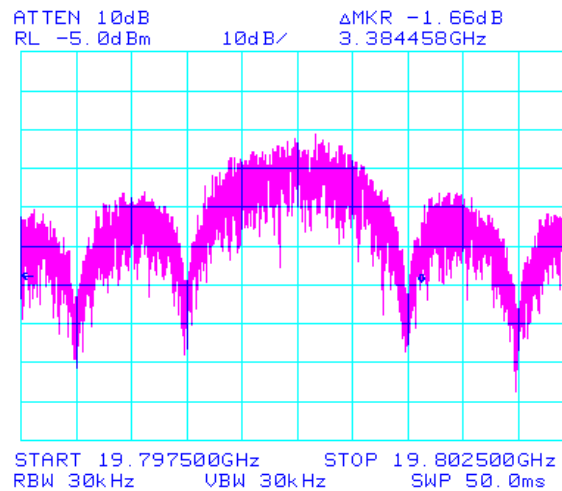


Figure 37 : Représentation spectrale du signal 16QAM modulé à 19,8 GHz pour un rythme symbole de 1 Mbaud/s. La mesure de l'EVM lorsque l'amplificateur est remplacé par un fil est de 6,3%.

La commande indépendante de la polarisation permet d'ajuster, pour chacun des niveaux de puissance, les symboles afin de respecter la distance intersymboles. Cette commande agit sur le gain ainsi que la phase de la partie amplificatrice, amplifiant ainsi chacun des symboles avec le même gain et le même déphasage ce pour un fort régime non-linéaire de l'ensemble.

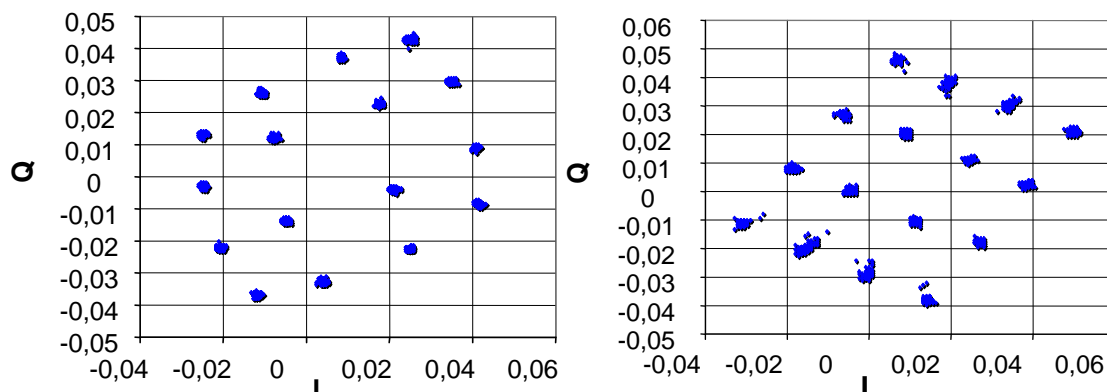


Figure 38 : Constellations IQ après amplification et démodulation du signal pour un régime non-linéaire de l'amplificateur. La constellation de gauche est obtenue pour une polarisation fixe : $V_{GS0}=-0,4V$ et $V_{DS0}=2,9V$, ce qui correspond à un fonctionnement en classe AB de l'amplificateur. La constellation de droite est obtenue pour un même niveau de puissance en entrée mais en utilisant la commande de polarisation.

En effet, comme le montre la figure 38, pour un même niveau de puissance en entrée, il est possible en agissant sur la polarisation de l'amplificateur de reconstituer (Fig. 38 à droite), niveau par niveau la constellation initialement déformée (Fig. 38 à gauche) par une polarisation fixe et ainsi d'améliorer la linéarité du signal.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

L'apport de ce degré de liberté obtenu avec la commande indépendante des polarisations, permet en reconstituant la constellation IQ d'améliorer la linéarité en rattrapant les déformations provoquées par la partie amplificatrice mais aussi celles dues au modulateur et au démodulateur. Comme le montre les valeurs reportées dans le tableau 5, il est possible de ramener le critère EVM initial de 6,3% (connexion directe) à la valeur de 4,6%, en utilisant la commande de la polarisation.

Les résultats des mesures montrent qu'en plus d'améliorer la linéarité de l'ensemble de la chaîne de transmission/réception, il est aussi possible d'améliorer le rendement en puissance ajoutée sur l'ensemble de la constellation.

Pe moy (dBm)	Ps moy (dBm)	Idso moy (mA)	Vdso moy (V)	EVM (%)	PAE de l'amplificateur seul (%)	consommation du système de commande (RON=0,4) (mW)	PAE de l'ensemble (commande polarisation + amplificateur) (%)	position par rapport au point 1 dB de compression (dB)	avec commande de polarisation
-0,9	7,3	201	3	5,4	0,8	0	0,8	-10,5	non
12,3	18,7	212,5	3	9,4	9	0	9	1,9	non
12,3	18,3	91	2,1	4,6	26,5	3,3	26	1,9	oui

Tableau 5 : Mesures obtenues pour un niveau de puissance en entrée correspond à un recul 'backoff' de 10,5 dB, pour une polarisation fixe de l'amplificateur : $V_{GS0} = -0,4V$ et $V_{DS0} = 2,9V$ ce qui correspond à un fonctionnement en classe AB. Valeurs des performances obtenues pour une même puissance d'entrée - avec ou sans la commande de polarisation – correspondant au point 1,9 dB de compression en gain.

En effet l'EVM de la constellation avec la commande de la polarisation est meilleur que celui obtenu pour un recul 'backoff' de plus de 10 dB par rapport au point situé à 1 dB de compression. Sa valeur passe de 5,4% pour un fonctionnement linéaire à 4,6% (Tableau 5) alors que l'amplificateur est dans sa zone de compression : régime non-linéaire.

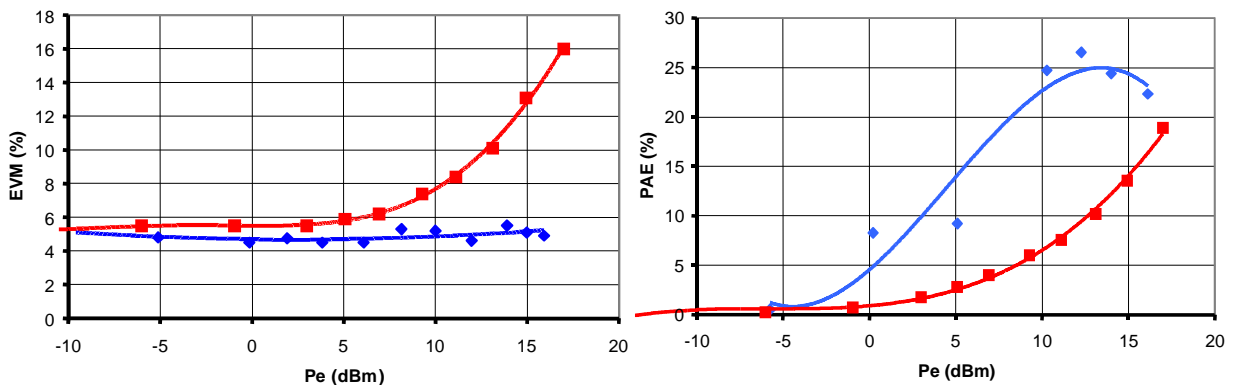
Le rendement en puissance ajoutée, pour un même niveau de puissance en entrée, passe de 9% pour une polarisation fixe en classe AB à 26,5% avec la commande de polarisation, soit une amélioration 17,5 points.

Avec la commande de la polarisation, l'amélioration en termes de la linéarité EVM et de rendement en puissance ajoutée PAE est possible pour l'ensemble des niveaux de puissance moyenne d'entrée par rapport à un fonctionnement en classe AB (Fig. 39).

Lors des différentes mesures, il est possible de maintenir l'amplificateur au même état de linéarité $EVM \approx 4,5\%$ sur l'ensemble de la conversion AM/AM (Fig. 39 à gauche) et de diminuer la consommation de l'amplificateur, améliorant ainsi le rendement en puissance ajouté (Fig. 39 à droite).

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Comme nous venons de le voir, la commande de la polarisation permet d'amplifier l'ensemble des symboles avec le même gain et la même phase, préservant ainsi la linéarité. La commande de polarisation permet d'ajuster dynamiquement, en fonction du niveau de puissance d'entrée, la consommation de l'amplificateur augmentant ainsi le rendement en puissance ajoutée (Fig. 39 droite). Ainsi en observant la constellation après la démodulation, il est possible de régler visuellement chaque niveau de polarisation de manière indépendante et en temps réel. A chaque niveau de puissance de la constellation, il est possible d'améliorer à la fois le rendement et la linéarité (Fig. 39).



■ polarisation fixe : $V_{GS0}=-0,4V$, $V_{DS0}=2,9V$; classe AB ◆ avec la commande de la polarisation

Figure 39 : Représentation du critère de linéarité EVM et du rendement en puissance ajoutée PAE de l'ensemble amplificateur + commande de polarisation suivant le niveau de la puissance moyenne d'entrée avec ou sans la commande de la polarisation. La polarisation fixe correspond à un fonctionnement de l'amplificateur en classe AB : $V_{GS0}=-0,4V$ et $V_{DS0}=2,9V$.

Grâce aux mesures précédentes, la méthode permettant d'améliorer tant le rendement en puissance ajoutée que la linéarité d'un amplificateur fonctionnant en fort régime pour une modulation numérique de type 16QAM est validée.

Mais la consommation de l'ensemble de la chaîne est à prendre en compte. Une telle mesure permet de vérifier que l'on ne perd pas en termes de consommation toute l'énergie récupérée pour la partie amplificatrice dans le système de linéarisation.

Pour cette étude, nous connaissons la valeur du R_{ON} des interrupteurs utilisés donnée par le constructeur et évaluée à $0,4 \Omega$. En connaissant le courant moyen qui parcourt l'ensemble des interrupteurs, il est possible de connaître la puissance moyenne dissipée par la commande suivant l'expression 7.

$$P_{diss} = R_{ON} \cdot I_{ds}^2 \quad (W) \quad (7)$$

Pour le niveau de puissance choisi dans le tableau 5, la puissance consommée par la commande est estimée à $3,3 \text{ mW}$ pour un courant $I_{ds_{moy}} = 91 \text{ mA}$ et une tension $V_{ds_{moy}} =$

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

2,1V. Si l'on inclut cette consommation à celle de l'amplificateur pour connaître le rendement en puissance ajoutée de l'ensemble : amplificateur + commande de polarisation, la valeur passe de 26,5% pour l'amplificateur seul à 26% comme reporté dans le tableau 5. Ceci donne pour le rendement de sortie (Eq. 6) une valeur de 35,6% de l'amplificateur seul et 35% pour tout le système.

Alors que le système a permis pour le même niveau de puissance une amélioration de 17,5 points pour le PAE, la perte engendrée par le rajout de la commande de la polarisation est inférieure à 1 point pour le rendement.

Ceci ramène donc l'amélioration du rendement en puissance ajoutée PAE à 17 points pour ce niveau de puissance d'entrée comparé à un fonctionnement en classe AB en tenant compte à la fois de la consommation de l'amplificateur et des interrupteurs (Fig. 39 à droite).

Alors qu'il aurait fallu prendre un recul 'backoff' suffisamment grand pour obtenir le niveau de linéarité souhaité, amenant le rendement en puissance ajoutée à moins de 1%, la commande de polarisation permet de fonctionner en régime non-linéaire et donc à un niveau de puissance de sortie plus élevé.

Cette méthode permet d'utiliser l'amplificateur dans un fonctionnement optimal en termes de performances en puissance.

Il est aussi à noter qu'aucun problème d'instabilité de l'ensemble : amplificateur de puissance + commande de polarisation n'est survenu.

Afin de se placer dans des conditions plus réelles et de pouvoir évaluer l'impact de la technique sur l'ACPR, les mesures sont renouvelées pour un signal d'entrée filtré.

V.2. Avec un signal 16QAM filtré

Tout comme pour le signal non-filtré, le banc est caractérisé pour une connexion directe dans les plans du DST. L'EVM est de 4,4% et la mesure de l'ACPR est de 41 dBc pour le lobe supérieur (Fig. 40).

La valeur d'EVM = 4,4% est plus faible que celle obtenue avec la même topologie de banc pour un signal d'entrée non-filtré : EVM = 6,3%.

Le signal de référence utilisé par le démodulateur générique FSIQ ne peut pas être une modulation numérique 16QAM non-filtrée. Le signal choisi et avec lequel le démodulateur accroche la séquence, est un signal 16QAM ayant subi un filtrage de type Nyquist en cosinus surélevé.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Cette différence de mesure de valeur d'EVM pour la même topologie de montage avec un signal d'entrée filtré ou non s'explique avec cette référence de signal prise par le démodulateur FSIQ. Pour le fonctionnement avec un signal filtré, les mesures sont faites, tout comme la référence du FSIQ, avec un signal filtré en cosinus surélevé.

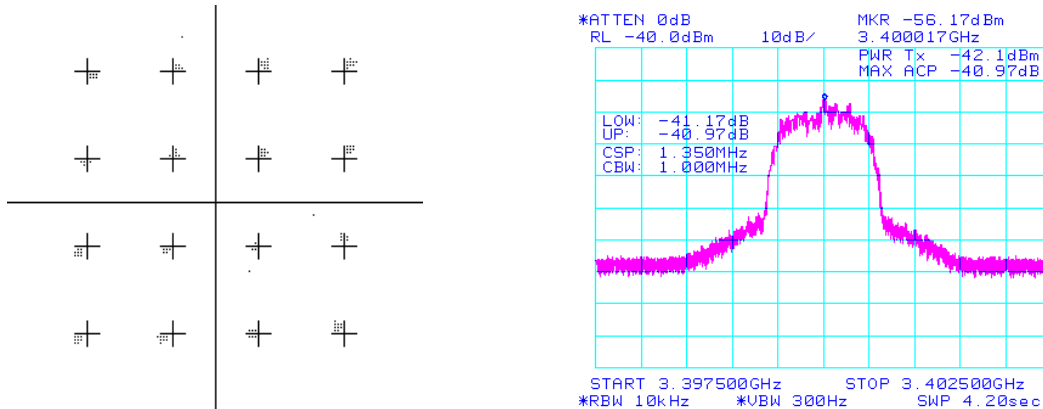


Figure 40 : Caractérisation du banc Télécom pour un signal d'entrée filtré avec dans les plans du DST un fil. La mesure de l'EVM, à gauche, du signal démodulé est de 4,4%. La mesure de l'ACPR dans le même plan que celle de l'EVM est de 41 dBc pour le lobe supérieur.

Les performances obtenues avec un signal d'entrée filtré sont identiques à celles obtenues en non-filtré, en termes de puissance de sortie et différentes pour le rendement en puissance ajoutée qui est plus faible pour les puissances inférieures à 1dB de compression et pour l'EVM qui est plus élevé pour les fortes puissances (Fig. 41).

Il est plus difficile d'appliquer la polarisation adéquate pour chaque état de I ou Q. Les signaux étant filtrés, il n'existe non plus trois états de puissance bien définis, mais une infinité d'états pour un même niveau.

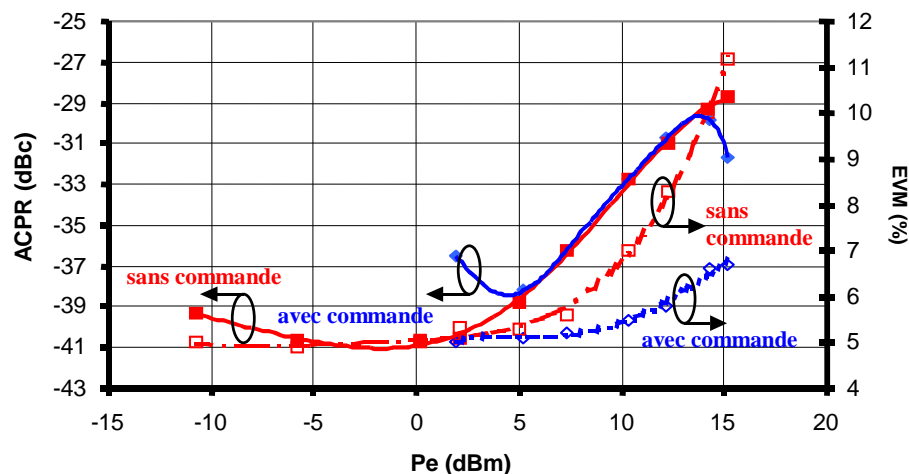


Figure 41 : Comparaison de la linéarité en termes d'EVM et d'ACPR de l'amplificateur pour un fonctionnement avec une polarisation en classe AB : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3V$ et un fonctionnement le système de linéarisation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Cependant, les performances sont toujours améliorées par rapport à une polarisation fixe avec ou sans recul "backoff" permettant ainsi de fonctionner à des régimes en puissance plus élevés sans détériorer la linéarité (Fig. 41 et Fig. 42).

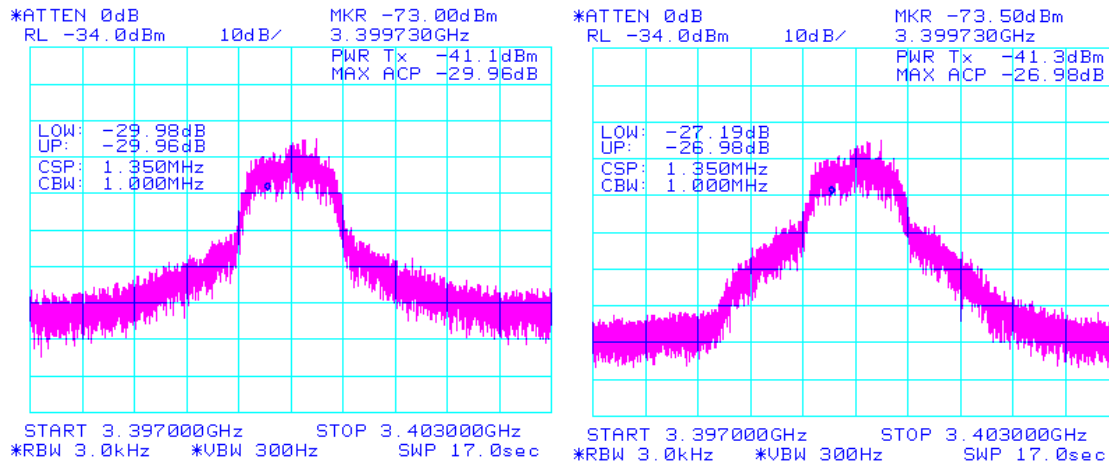


Figure 42 : Comparaison des spectres pour le même niveau de puissance en entrée pour un fonctionnement de l'amplificateur avec une polarisation de classe AB : $V_{GS0} = -0,5V$, $V_{DS0} = 3V$, à droite et le système utilisant la commande de polarisation, à gauche.

Compte tenu des performances obtenues en mesure avec les deux types de signaux : filtré ou non-filtré, la méthode la plus optimale serait de réaliser le filtrage non pas en bande de base, mais après l'amplificateur. Ainsi, l'amplificateur fonctionnerait de manière optimale en utilisant le système de commande de polarisation pour un signal d'entrée non-filtré, la linéarité étant de 4,6% contre 5,1% pour un signal filtré et à un niveau de puissance plus faible.

V.3. Phénomène de raies parasites 'spurious'

Un phénomène reste tout de même à surveiller : l'apparition de raies 'spurious'. En effet, le fait de moduler la polarisation de l'amplificateur fait apparaître des raies parasites peuvent dans le signal de sortie. Concernant les convertisseurs DC-DC, pilotés avec des tensions de consigne pour notre cas, l'apparition des raies 'spurious' se fait à la fréquence d'échantillonnage du convertisseur [24].

Concernant notre système de commande de polarisation, celle-ci doit se faire à la fréquence correspondant au rythme des symboles de la modulation. Ceci offre pour avantage de ne pas perturber le signal utile de la modulation.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

Pour notre application, les raies 'spurious' doivent apparaître tous les 1 MHz de la fréquence porteuse.

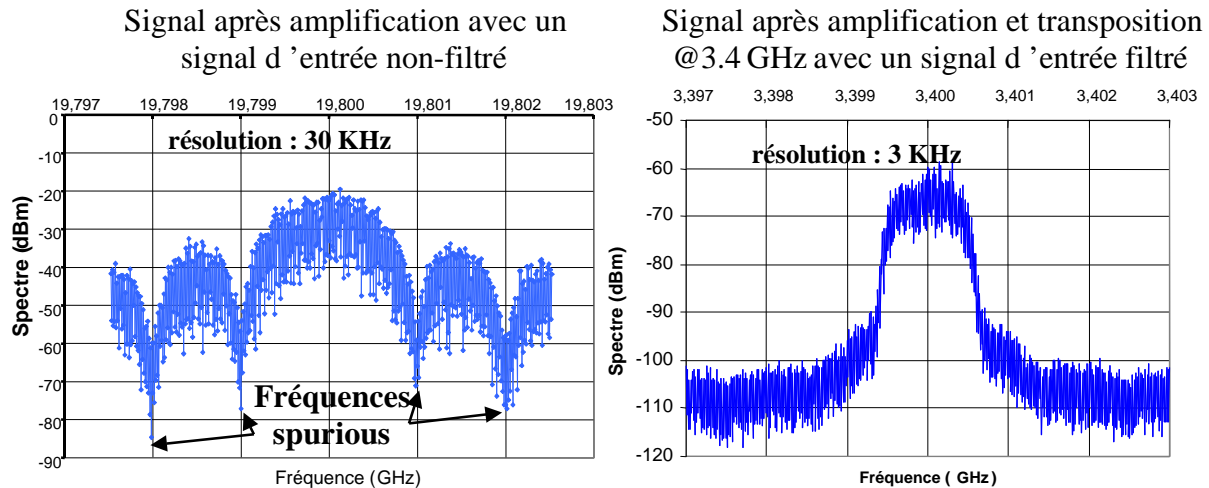


Figure 43 : Représentation spectrale du signal de sortie après amplification avec le système de commande de polarisation soit pour le signal d'entrée non-filtré, à gauche, soit pour un signal d'entrée filtré, à droite. Ces deux tracés permettent de voir qu'aucune raie 'spurious' n'apparaît dans les deux cas.

Mais comme le montrent les deux représentations spectrales de la figure 43, aucune raie de type spurious n'est décelable. Autant pour un signal d'entrée filtré que non-filtré et pour l'ensemble des puissances d'entrée le signal de sortie n'est pas perturbé par l'ajout de ces raies.

VI. Conclusion

L'étude menée dans ce chapitre valide la méthode de linéarisation développée. En effet, il est montré par le biais de simulations et de mesures qu'il est possible de gérer dynamiquement le comportement dans l'amplificateur en agissant sur sa polarisation.

L'utilisation de la modulation numérique 16QAM a permis de montrer qu'il est possible de maintenir l'amplificateur dans le même état non-linéaire en ajustant dynamiquement sa polarisation pour chaque niveau de puissance d'entrée.

L'ajustement par le biais des polarisations de la consommation, de la valeur du gain et de la valeur de la phase de l'amplificateur pour chaque niveau de puissance présent en entrée permet d'améliorer à la fois le rendement en puissance ajoutée et la linéarité de l'ensemble.

L'amplification de chaque symbole de la constellation avec le même gain et la même phase pour un fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur à un niveau de puissance de sortie élevé ne nécessite plus la recherche d'un compromis PAE/ACPR, EVM.

Les mesures ont montré que même à fort niveau de puissance pour un signal non-filtré, il est possible de rattraper la non-linéarité engendrée par l'amplificateur mais aussi les déformations engendrées par le modulateur et le démodulateur.

Les résultats obtenus rendent les modulations numériques de type M-QAM plus utilisables et possibles pour des applications spatiales.

L'utilisation d'interrupteurs ayant un R_{ON} faible induit une faible consommation de la partie commande de polarisation. L'amélioration du rendement obtenue grâce au système de linéarisation est affectée de moins de 1 point lorsque l'on prend en considération la consommation de la partie commande. Une commande, au rythme symbole, de la polarisation avec des interrupteurs représente une alternative intéressante vis-à-vis des convertisseurs DC-DC pilotés à consignes. De plus, la commande au rythme symbole de la polarisation engendre, s'il y en a, des raies 'spurious' en dehors du lobe principal.

Les performances présentées dans ce chapitre sont améliorées si l'on prend en compte le retard de la maquette de commande de polarisation et en utilisant une séquence de symboles plus longue. En retardant, le signal d'entrée à l'aide du synchroniseur d'environ 80 ns, la polarisation commandée et le signal modulé d'entrée se retrouvent en phase au niveau de l'amplificateur, ce qui améliore la performance en termes de linéarité de

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

seulement 0,7 points pour l'EVM pour un fonctionnement avec le système de commande de polarisation avec un signal d'entrée filtré. L'utilisation d'une séquence de symboles plus longue permet d'obtenir une allure spectrale plus plate au niveau du lobe principal et d'améliorer la qualité et la fiabilité de la mesure en termes de linéarité (EVM) dans le cas du signal filtré. L'EVM pour un fonctionnement de l'amplificateur en classe AB avec une polarisation fixe est amélioré de 0,8 à 2,2 points, suivant le niveau de puissance, en ne changeant simplement que la longueur du mot : passage de 1000 symboles à 10 000 symboles.

Plusieurs améliorations du système sont aussi envisageables.

La commande des interrupteurs peut se faire directement en utilisant soit un DSP, un FPGA ou une mémoire du genre 'Look-up table'. Ainsi, il est possible d'augmenter fortement le rythme symbole R_s ou le rythme binaire $R_b=N \cdot R_s$ de la modulation (50 MHz dans notre cas et pour les interrupteurs utilisés).

Tout en augmentant le rythme symbole de la modulation, il est aussi possible d'améliorer le système de linéarisation en réalisant l'amplificateur de puissance et la commande de la polarisation en technologie MMIC sur le même substrat. Le fait d'utiliser un système de commande de type FPGA et de remplacer les interrupteurs par une technologie PHEMT permettent d'augmenter considérablement le débit pouvant atteindre dans ce cas les centaines de Mbaud/s.

Une telle conception permettrait d'augmenter les performances en puissances et, donnerait un intérêt réel à cette méthode dès lors que le niveau de puissance en sortie est supérieur au watt.

Bibliographie

- [1] M.Tummla, and al., "Volterra Series Based Modeling and Compensation of Nonlinearities in High Power Amplifiers ", ICASSP-97 IEEE International Conference, vol. 3, pp. 2417-2420, 1997 IEEE Wireless Communications Conference, 1997.
- [2] G.Hanington, and al., "High-Efficiency Power Amplifier Using Dynamic Power-Supply Voltage for CDMA Applications", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n° 8, pp. 1471-1476, august 1 999.
- [3] K.Yang, and al., "High Efficiency Class A Power Amplifiers with a Dual Bias Control Scheme", IEEE Transactions and Microwave Theory and Techniques, vol. 47, n° 8, pp. 1426-1432, august. 1999.
- [4] D.Smely, and al., "Improvement of Efficiency and Linearity of a Harmonic Control Amplifier by Envelope Controlled Bias Voltage", Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International, vol. 3, pp. 1667-1670, June 1998.
- [5] X.Hue, "Conception, réalisation et caractérisation de transistors à effet de champ et d'amplificateurs pour des applications de puissance à haute linéarité en bandes K et Ka.", thèse, Université de Lille, 2000.
- [6] S.Mons, "Nouvelles méthodes d'analyse de stabilité intégrées à la CAO. Des circuits monolithiques micro-ondes non linéaires", thèse n° 8-1999, Université de Limoges, 1999.
- [7] M.Zoyo, "Conception et réalisation d'amplificateurs de puissance micro-ondes à l'état solide et à fort rendement pour des applications spatiales bande S et bande X", thèse n°2435, Université Paul Sabatier de Toulouse, 1996.
- [8] B.Yaonaba, and al., "Millimeterwave Power Amplifiers from 18 GHz to 70 GHz", Integrated Nonlinear Microwave and Millimeterwave Circuits, pp. 191-196, October 1994.
- [9] T.Peyretailade, "Modélisation Électrothermique des Transistors Bipolaires à hétérojonction. Application à la conception non linéaire d'amplificateurs de puissance à haut rendement", thèse n° 41-97, Université de Limoges, 1997.
- [10] United Monolithic Semiconductors (UMS), "MMIC Foundry PH25 Design Manual", Version 2.0, UMS MMIC Foundry, October 1997.
- [11] J.Lajoinie, "Contribution à la conception optimale en terme de linéarité et consommation des amplificateurs de puissance en fonctionnement multiporteuses", thèse, Université de Limoges, 2000.
- [12] A.Mallet, "Optimisation des conditions de fonctionnement du transistor bipolaire à hétérojonction pour l'amplification de puissance à haut rendement : applications aux communications micro-ondes entre mobiles", thèse n° 53-96, Université de Limoges, 1996.

CHAPITRE 4 - MÉTHODE DE LINÉARISATION DE L'AMPLIFICATEUR

- [13] S.Forestier, A.Mallet, "Etude en linéarité d'amplificateurs de puissance en bande Ka", rapport CNES de stage Ingénieur IRESTE et DEA , Université de Nantes, 2000.
- [14] A.Amairi, "Caractérisation en petit signal, en puissance et en impédances des transistors à effet de champ millimétriques. Etude et réalisation d'un banc de « Load-Pull à charge active » 26.5-40 GHz", thèse n°767, Université de Lille, 1991.
- [15] S.Toutain, "Cours d'électromagnétisme IRESTE", Université de Nantes, 1998/1999.
- [16] Agilent Technologies, "Momentum", Advanced Design System, 2001.
- [17] A.Rusani, and al., "Investigation of the Burn-in Effect in Microwave GaInP HBTs by Means of Numerical Simulations", High Performance Electron Devices for Microwave an Optoelectronic Applications, pp. 260-265, 1999.
- [18] J.P.Teyssier, "Caractérisation en impulsions des transistors micro-ondes : application à la modélisation non- linéaire pour la CAO des circuits", thèse n° 1-94, Université de Limoges, 1994.
- [19] D.Barataud, and al., "Measurements and control of I/V waveforms of microwave transistors using an harmonic load-pull system for the optimum design of high efficiency power amplifiers", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 48 n°4, pp. 835-842, august 1999.
- [20] A.Mallet, and al., "A new satellite repeater amplifier characterisation system for large bandwidth NPR and modulated signals measurements", IEEE MTT-S Digest , Seattle, Vol. 3, pp 2245-2248, june 2002.
- [21] M.Bussmann, and al., "PRBS Generation and Error Detection Above 10 Gb/s Using Monolithic Si Bipolar IC", Journal of Lightwave Technology, vol. 12, n°2, February 1994.
- [22] ETSI TS, "Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) ; Base Station Conformance Testing (FDD)", reference : RTS/TSGR-0425141UV4R2, European Telecommunications Standards Institute, 2001.
- [23] Y.Thomas, "Signaux et systèmes linéaires", édition Masson, ISBN : 2-225-84489-5, 1994.
- [24] G.Hannington, and al., "Microwave Power Amplifier Efficiency Improvement with a 10 MHz HBT DC-DC Converter", 1998 IEEE MTT-S Intl. Microwave Symposium Digest, vol. 2, pp. 589-592.

Conclusion Générale

XXXXX

Les travaux développés dans ce mémoire montrent que l'utilisation d'une modulation numérique M-QAM pour une application spatiale peut être envisagée. La problématique issue de l'amplification de puissance en termes de performances optimales et en présence de signaux à enveloppe variable peut être dans ce cas résolue.

En effet, il est possible d'associer un fonctionnement non-linéaire de l'amplificateur, offrant les meilleures performances en termes de puissance de sortie et de rendement en puissance ajoutée, avec une amplification sans distorsion de l'enveloppe du signal modulé ; d'associer un fonctionnement dit « linéaire » tout en ayant des performances en puissance optimales pour l'ensemble : l'amplificateur - système de linéarisation.

La première étude menée montre qu'en ajustant les conditions de fonctionnement de l'amplificateur : polarisation, impédances de fermeture d'accès, il est possible avec certaines technologies de transistor, de diminuer la consommation de celui-ci tout en améliorant sa linéarité.

Des phénomènes de compensation interne des non-linéarités peuvent exister et être mis à profit lors de l'optimisation des performances de l'amplificateur. Ces phénomènes apparaissent grâce à la forme particulière de la capacité C_{GS} observable sur les transistors PHEMTs ayant un recess de grille.

Associée à cette analyse du fonctionnement non-linéaire d'un amplificateur, une deuxième étude montre qu'il est possible de remplir les deux conditions demandées, à savoir amplifier le signal avec le maximum de rendement tout en préservant la linéarité.

En effet, la gestion dynamique de la polarisation de l'amplificateur suivant le niveau de puissance appliqué en entrée, permet d'obtenir en régime non-linéaire une amplification avec un gain et un déphasage constant, favorisant ainsi les performances électriques et la linéarité.

Dans le cadre de la modulation numérique utilisée : 16QAM, un jeu de trois polarisations est dynamiquement généré suivant le niveau de puissance. Cette polarisation discrète réalisée à l'aide d'interrupteurs commandés permet, d'allier l'amélioration des performances de l'amplificateur à une faible consommation du circuit de commande. La faible résistivité R_{ON} des interrupteurs assurant la commande de la polarisation, n'affecte que peu le rendement global de l'amplificateur. Le système constitué de l'amplificateur et du circuit de commande améliore donc à la fois les performances en puissance mais aussi celles de la linéarité comparé à un fonctionnement classique avec ou sans le recul en puissance 'backoff'.

Par rapport aux résultats présentés lors de ces travaux : conception d'un prototype incluant le système de linéarisation et l'amplificateur hybride, les performances peuvent être améliorées en termes de puissance mais aussi de débit binaire.

Les performances en puissance de l'amplificateur peuvent être améliorées à l'aide d'une conception MMIC comportant plusieurs étages et plusieurs transistors.

La technologie utilisée pour réaliser la commande a limité le fonctionnement à 10 Mbit/s. Le débit binaire de la modulation peut être augmenté si le système de commande est directement réalisé à l'aide d'un DSP ou d'un FPGA. Le DSP ou le FPGA générant les deux signaux I et Q en bande de base peut être utilisé pour assurer cette commande.

Les interrupteurs assurant la commande de la polarisation peuvent, d'après les données du constructeur, fonctionner jusqu'à 50 MHz soit un rythme symbole de 50 Mbaud/s ou un débit binaire de 200 Mbit/s pour la modulation 16QAM. Le débit de l'information peut aussi être fortement augmenté si l'on inclut, à la conception MMIC de l'amplificateur, la partie commande. Sur le même substrat, il est possible d'intégrer les interrupteurs et l'amplificateur en utilisant la même technologie de transistor ou avec une technologie mixte L-DMOS, réduisant ainsi considérablement les temps de commutation à ON ou OFF pour la commande.

L'amélioration apportée par notre système a été démontrée dans le cas de signaux filtrés et non-filtrés. Cependant, les meilleures performances ont été obtenues pour un signal d'entrée non-filtré. Dans ce cas, le rendement et la linéarité sont tous deux optimaux. L'ajustement des différentes polarisations se fait aisément, car pour une modulation numérique 16QAM, les trois niveaux de puissance sont définis précisément.

Nous avons vu tout au long de ce mémoire que l'amplificateur peut être optimisé en termes de performances en puissance mais aussi de linéarité. Pour cela, il est possible lors de la conception, d'ajuster les impédances de fermetures aux accès, mais aussi de gérer dynamiquement, lors de l'application, le comportement de l'amplificateur suivant la modulation utilisée.

La méthode basée sur le principe de Doherty (Cf. Chapitre I), permet d'obtenir une impédance de charge variable suivant le niveau de puissance appliqué en entrée ayant pour effet l'amélioration du rendement en puissance ajoutée de l'amplificateur.

Cette méthode pourrait être associée avec celle que nous avons développée. En effet, la commande des deux tensions d'entrée (grille pour les FETs, base pour les HBTs)

des deux transistors principal et auxiliaire, peut permettre d'améliorer la linéarité de l'amplificateur : point faible du principe Doherty pour les SSPAs.

En effet, nous avons vu que la commande de la tension de polarisation en entrée permet, pour une tension de sortie fixe, de régler la classe de fonctionnement. Il est donc possible, en contrôlant dynamiquement cette tension en entrée, d'obtenir en fort signal non pas une compression de gain, mais une expansion de gain. Un tel fonctionnement, pour le transistor auxiliaire, traduit le comportement que l'on retrouve avec les tubes à ondes progressives TOP utilisés à la base pour le principe du Doherty : extension du gain fonction du niveau de puissance d'entrée.

La commande des deux tensions de sortie peut être aussi envisagée, toujours en vue d'améliorer à la fois le rendement en puissance ajoutée, mais aussi la linéarité.

GESTION DYNAMIQUE DE LA GÉNÉRATION DE PUISSANCE EN HYPERFRÉQUENCE POUR
DES MODULATIONS NUMÉRIQUES : APPLICATION À L'OPTIMISATION DES PERFORMANCES
D'UN AMPLIFICATEUR MILLIMÉTRIQUE

RESUME

Les travaux présentés dans ce mémoire concernent dans un premier temps, l'étude des phénomènes de distorsion engendrés par la partie amplificatrice lors de l'émission d'un signal. La recherche menée permet de modéliser et de caractériser ces phénomènes non-linéaires dans le cas d'un transistor P-PHEMT. L'analyse, validée par des mesures en puissance de type 'Load-Pull' aux fréquences millimétriques, montre la dépendance de la linéarité en termes de conversion de phase par rapport aux impédances de fermeture aux accès et aux éléments non-linéaires intrinsèques du transistor (capacités C_{GS} et C_{DS} , transconductance G_M). Il est démontré que pour certaines conditions de fonctionnement, des phénomènes internes de compensations entre non-linéarités existent et peuvent être exploités pour améliorer la linéarité de l'amplificateur. L'étude proposée a mis également en évidence la nécessité de rechercher un compromis 'pertes d'adaptation en entrée' / linéarité. Le deuxième objectif que vise ce travail est de mettre en œuvre une méthode permettant d'obtenir de manière optimale l'ensemble des performances en puissance de l'amplificateur SSPAs : puissance de sortie, consommation et linéarité, en vue de l'utilisation d'une modulation numérique M-QAM pour des applications spatiales. La méthode proposée consiste en une gestion dynamique du comportement de l'amplificateur par le biais de sa polarisation. Pour démontrer l'intérêt de cette méthode, un amplificateur de puissance hybride à un étage a été conçu avec un transistor en technologie Power PHEMT à 19.8 GHz. Un système de détection d'enveloppe et de commande de polarisation en grille et en drain d'amplificateur a aussi été développé. Différentes comparaisons expérimentales sur les performances avec ou sans le système de commande de la polarisation de l'amplificateur ont validé l'intérêt de la méthode développée pour une modulation de type 16QAM.

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

Mots clés :

Amplificateur de puissance millimétrique	Transistor à effet de champ
Conversion de phase AM/PM	Conversion de gain AM/AM
Critère EVM (Error Vector Measurement)	Signal numérique M-QAM
Gestion dynamique de la polarisation	Compromis rendement / linéarité