

N° d'ordre : 9-2000

THÈSE

présentée

À L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

FACULTÉ DES SCIENCES

pour l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE LIMOGES

Discipline : « Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique »

Spécialité : « Télécommunications »

par

Jérôme LAJOINIE

**CONTRIBUTION A LA CONCEPTION OPTIMALE EN TERME DE
LINEARITE ET CONSOMMATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE EN
FONCTIONNEMENT MULTIPORTEUSES**

Soutenue le 3 février 2000 devant la commission d'examen :

JURY :

Monsieur R. QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
Monsieur J.F. DIOURIS	Maître de Conférence HDR à l'IRESTE de Nantes	Rapporteur
Monsieur B. HUYART	Professeur à l'ENST – Paris	Rapporteur
Monsieur J.M. DUMAS	Professeur à l'ENSIL de Limoges	Examineur
Monsieur E. NGOYA	Chargé de Recherche CNRS à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur D. ROQUES	Ingénieur Alcatel Space Industries à Toulouse	Examineur
Monsieur J. SOMBRIN	Chef de Division CNES à Toulouse	Examineur
Monsieur J.P. VILLOTTE	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
Monsieur M. CAMPOVECCHIO	Maître de Conférences à l'Université de Limoges	Invité
Monsieur L. LAPIERRE	Chef de Département CNES à Toulouse	Invité
Monsieur Ph. LEVEQUE	Chargé de Recherche CNRS à l'Université de Limoges	Invité

REMERCIEMENTS

Ce travail, menée en collaboration avec le centre National d'Etude spatiale et la Société Alcatel Espace, a été effectué à l'institut de Recherche en Communications Optiques et Micro-ondes de l'Université de Limoges. Je remercie Monsieur le Professeur J. OBREGON de m'avoir accueilli dans ce laboratoire.

J'exprime mes sincères remerciements à Monsieur le Professeur J. QUERE pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Je tiens à témoigner ma reconnaissance à Monsieur E. NGOYA, qui a dirigé ce travail, pour ces conseils et la confiance qu'il m'a témoignée.

Je voudrais également exprimer ma gratitude à Monsieur le Professeur B. HUYART de l'ENST de Paris et Monsieur J.F. DIOURIS, Maître de conférence à l'IRESTE de Nantes qui ont accepté de rapporter sur ce travail.

J'adresse mes remerciements à Monsieur L. LAPIERRE, Chef de Département CNES à Toulouse, et J. SOMBRIN, Chef de Division CNES à Toulouse ainsi qu'à D. ROQUES, Ingénieurs à ALCATEL SPACE INDUSTRIES à Toulouse, pour l'aide qu'ils m'ont Témoignée tout au long de ce travail.

Monsieur J.M. Dumas, Professeur à l'ENSIL à LIMOGES, Monsieur J.M. Nebus, Professeur à l'Université de Limoges ainsi que Monsieur J.P. VILLOTTE, Professeur à l'Université de Limoges, ont accepté d'examiner ce mémoire. Je leur exprime toute ma gratitude.

J'adresse également mes remerciements à tous les membres du laboratoire et plus particulièrement à toute l'équipe « Circuits Actifs » pour les années passées parmi eux.

Table des matières

CHAPITRE I	4
I.1. - INTRODUCTION.....	5
I.2. - MODELISATION ELECTRIQUE DE TRANSISTOR	6
I.2.1. - Banc de caracterisation de transistor.....	6
I.2.1.1. - Caractérisation convective des transistors	7
I.2.1.2. - Mesures des paramètres S en impulsion	8
I.2.1.3. - Banc de mesure en impulsion	8
I.2.2. - Modele tenant compte des effets de pieges et thermiques	10
I.2.2.1. - Mise en évidence des effets thermiques et de pièges.....	10
I.2.2.2. - Modélisation et extraction des modèles à effets thermiques et de pièges.....	12
I.2.2.3. - Influence des différents modèles	15
I.3. - BANCS DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE	17
I.3.1. - Banc de load-pull multiharmonique.....	17
I.3.2. - Banc de caractérisation multiporteuse	21
I.3.2.1. - Banc de mesure NPR basé sur la génération d'un bruit analogique..	22
I.3.2.2. - Banc de mesure multiporteuse basé sur une génération numérique du bruit	23
I.3.2.3. - Comparaison	26
I.4. - TECHNIQUES DE SIMULATION DE NONLINEARITE EN PRESENCE DE SIGNAUX MULTIPORTEUSES	28
I.4.1. - Gain complexe	29
I.4.2. - Analyse Transitoire	33
I.4.3. - Equilibrage harmonique	35
I.4.4. - Transistoire d'enveloppe.....	37
I.4.5. - Simulation de banc de load-pull multiporteuse.....	39
I.5. - CONCLUSION	41
CHAPITRE II	45
II.1. - INTRODUCTION	46

II.2. - GENERALITES	47
II.3. - POINT DE COMPRESSION ET DISTORSION HARMONIQUE	47
II.4. - INTERMODULATION.....	48
II.4.1. - Produits d'intermodulation à deux porteuses : IP_3 , C/I_3	48
II.4.2. - Produits d'intermodulation à n porteuses	50
II.4.2.1. - Développement mathématique	50
II.4.2.1.1. - Modèle polynomial.....	50
II.4.2.1.2. - Répartition du bruit d'intermodulation dans la bande.....	53
II.4.2.1.3. - Rapport signal à bruit	54
II.5. - NOTION DE NOISE POWER RATIO (NPR).....	56
II.5.1. - signaux utilisés dans les communications	56
II.5.2. - Définitions du NPR.....	57
II.5.2.1. - Bruit blanc gaussien à bande limitée	57
II.5.2.1.1. - Représentation du signal.....	57
II.5.2.1.2. - Représentation discrète du signal	58
II.5.2.2. - Calcul du bruit d'intermodulation	61
II.5.2.2.1. - Méthode par répartition non commensurable des porteuses	61
II.5.2.2.2. - Méthode du trou	63
II.5.2.3. - Biais introduit par le nombre fini de porteuses	64
II.5.2.4. - Propriétés statistiques du NPR	66
II.5.2.4.1. - Variance du NPR.....	66
II.5.2.4.2. - Moyenne spectrale.....	69
II.5.2.5. - Méthode d'intercorrélation.....	72
II.5.2.5.1. - Modèle sans mémoire.....	73
II.5.2.5.2. - Modèle avec mémoire	78
II.6. - CONCLUSION.....	82
CHAPITRE III	86
III.1. - INTRODUCTION	87
III.2. - POSITION DU PROBLEME.....	88
III.2.1. - Généralités	88
III.2.2. - Bilan de liaison simplifié.....	89
III.2.3. - Objectifs	91
III.2.4. - Modele de Transistor UTILISE.....	93

III.3. - METHODOLOGIE ACTUELLE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR MULTIPORTEUSE	94
III.3.1. - Cas de figure 1 :	94
III.3.1.1. - Détermination de l'impédance de charge optimale.....	94
III.3.1.2. - Détermination de l'impédance de source optimale.....	97
III.3.2. - Cas de figure 2 :	99
III.3.2.1. - Détermination de l'impédance de charge optimale.....	99
III.3.2.2. - Détermination de l'impédance de source optimale.....	101
III.4. - NOUVELLE APPROCHE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR MULTIPORTEUSE	102
III.4.1. - Definition du critère optimum d'évaluation de compromis linéarité/consommation	102
III.4.1.1. - Caractéristique de bruit d'un amplificateur.....	102
III.4.1.2. - Lieu des optima	103
III.4.1.3. - Algorithme de construction du lieu des optima	107
III.4.2. - Utilisation du critère	111
III.4.2.1. - Choix d'une cellule élémentaire.....	111
III.4.2.2. - Choix d'un point de fonctionnement.....	112
III.4.3. - Conditions optimales de fonctionnement d'un transistor.....	114
III.4.3.1. - Impédances optimales	115
III.4.3.1.1. - Impédances de charge	115
III.4.3.1.2. - Impédances de source	117
III.4.4. - Points de polarisation	120
III.5. - METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR	121
III.6. - CONCLUSION	124
CHAPITRE IV	131
IV.1. - INTRODUCTION.....	132
IV.2. - CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR BANDE S.....	133
IV.2.1. - Modélisation du transistor HFET	133
IV.2.2. - Validation du modèle	134
IV.2.3. - Conception de l'amplificateur	136
IV.2.3.1. - Analyse de la stabilité linéaire du transistor	136
IV.2.3.2. - Optimisation du transistor.....	139
IV.2.3.3. - Synthèse des circuits d'adaptation	143

IV.2.3.4. - Analyse de la stabilité linéaire de l'amplificateur.....	147
IV.2.3.5. - Caractéristiques en puissance	148
IV.2.3.5.1. - Fonctionnement en puissance	148
IV.2.3.5.2. - Fonctionnement multiporteuse.....	149
IV.2.4. - Verification experimentale de la methodologie de conception.....	152
IV.2.5. - Potentiel technologique	158
IV.3. - REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR BANDE KU	160
IV.3.1. - Modélisation du transistor pHEMT TI 1250.....	160
IV.3.1.1. - Modèle linéaire	160
IV.3.1.2. - Modélisation des non-linéarités	163
IV.3.2. - Conception de l'amplificateur	164
IV.3.2.1. - Analyse de la stabilité linéaire du transistor	164
IV.3.2.2. - Optimisation du transistor.....	164
IV.3.2.3. - Synthèse des circuits d'adaptation	165
IV.3.2.4. - Analyse de la stabilité linéaire de l'amplificateur.....	167
IV.3.2.4.1. - Fonction normalisée du déterminant.....	167
IV.3.2.4.2. - Etude de la stabilité par le facteur K.....	167
IV.3.2.5. - Caractéristiques en puissance	168
IV.3.3. - Verification experimentale de la methodologie de conception.....	170
IV.4. - CONCLUSION	175

Liste des figures

Figure I.1 – Principe de la mesure en pulsé	7
Figure I.2 – Mesure des paramètres S en impulsions.....	8
Figure I.3 – schéma complet du banc de mesure par impulsion jusqu’à 40 GHz.....	9
Figure I.4 – Caractéristiques statiques (mesure en continu et en impulsion).....	11
Figure I.5 – Caractéristiques statiques à état thermique fixe (en impulsion).....	11
Figure I.6 – Structure d’un MESFET.....	12
Figure I.7 – Modèle non-linéaire électrothermique prenant en compte les effets de pièges....	13
Figure I.8 – Influence des modèles de pièges et thermiques.....	15
Figure I.9 – Influence de la partie dynamique basse fréquence du modèle	16
Figure I.10 – Principe de la boucle active	18
Figure I.11 – répartition des impédances	19
Figure I.12 – Banc de mesure load-pull multiharmonique (boucle active).....	20
Figure I.13 – Mesure du NPR	21
Figure I.14 – Synoptique du banc de mesure	23
Figure I.15 – Signal avant et après modulation.....	24
Figure I.16 – Synoptique du banc de mesure	26
Figure I.17 – Comparaison des bancs de NPR.....	27
Figure I.18 – Principe d’analyse par le gain complexe	30
Figure I.19 Caractéristiques AM/AM et AM/PM d’un amplificateur	30
Figure I.20 – Réponse à un échelon d’un système avec et sans mémoire.....	31
Figure I.21 – Influence des constantes de temps sur les produits d’intermodulation	32
Figure I.22 – Principe d’analyse du transitoire	33
Figure I.23 – Réponse à une impulsion RF.....	34
Figure I.24 –	35
Figure I.25 – Simulateur « Load-Pull multiharmonique »	39
Figure II.1 – Point de compression et taux harmonique	47
Figure II.2 – Spectre en entrée et en sortie d’une non-linéarité	48

Figure II.3 – Facteur de linéarité IP_3 , C/I_3	49
Figure II.4 – Densité spectrale de puissance du bruit d’intermodulation.....	53
Figure II.5 – Comparaison C/I_3 et $(C/I)_\infty$	55
Figure II.6 – excitation d’un système non linéaire.....	55
Figure II.7 - Structure de donnée usuelle	56
Figure II.8 – DSP et corrélation d’un bruit pseudo-blanc	57
Figure II.9 – Transformé spectrale de puissance et de phase du signal $X(t)$	58
Figure II.10 – Densité spectrale du signal d’entrée.....	60
Figure II.11 – Densité de probabilité d’un signal composé de 100 porteuses	61
Figure II.12 – Construction d’une répartition spectrale de porteuse.....	62
Figure II.13 – Spectres des signaux d’entrée et de sortie d’un amplificateur	63
Figure II.14 – Calcul des puissances.....	64
Figure II.15 – Influence du notch.....	65
Figure II.16 – Influence du nombre de porteuse	65
Figure II.17 – Influence du tirage de phase.....	66
Figure II.18 – Influence du nombre de porteuse sur la variance.....	68
Figure II.19 - Moyenne spectrale (10 réalisations)	69
Figure II.20 – Différentes moyennes pour le calcul du NPR (100 porteuses)	70
Figure II.21 – Evolution de la variance.....	71
Figure II.22 – Distribution du bruit d’intemodulation	72
Figure II.23 – Caractéristique AM/AM et AM/PM d’un amplificateur.....	74
Figure II.24 – méthode par intercorrélacion (comparaison)	75
Figure II.25 – Facteur de forme	76
Figure II.26 – Variance du NPR pour un signal à 100 porteuses.....	77
Figure II.27 – validation de la méthodologie	81
Figure III.1 – Chaîne de transmission multiporteuse par satellite.....	88
Figure III.2 –Schéma simplifié d’une liaison par satellite	89
Figure III.3 – Loi d’échelle Linéaire	92
Figure III.4 – Bilan de liaison	93
Figure III.5 – Schéma équivalent non-linéaire d’un transistor à effet de champ.....	93
Figure III.6 – Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{out}(f_0)$).....	96
Figure III.7 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{out}(2f_0)$)	96
Figure III.8 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{in}(f_0)$)	98

Figure III.9 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{in}(2f_0)$)	98
Figure III.10 – Influence de l'impédance de charge à f_0	100
Figure III.11 – Influence de l'impédance de charge à $2f_0$	100
Figure III.12 – Influence de l'impédance de source à $2f_0$	101
Figure III.13 – Caractéristique de bruit d'un amplificateur	102
Figure III.14 – optimisation en consommation	103
Figure III.15 – Rapport signal en bruit en fonction du nombre de cellules	104
Figure III.16 – Comparaison de deux amplificateurs.....	105
Figure III.17 – Critère d'optimisation	106
Figure III.18 – Equivalence des critères.....	106
Figure III.19 – Lieu des optima.....	107
Figure III.20 – Banc de test.....	108
Figure III.21 – Résolution graphique	109
Figure III.22 – Algorithme d'optimisation.....	110
Figure III.23 – Comparaison de deux cellules	112
Figure III.24 – Application à la conception d'un amplificateur.....	114
Figure III.25 – Lieu des optima.....	115
Figure III.26 – Influence des impédances de charge à f_0	116
Figure III.27 - Influence des impédances de charge à $2f_0$	117
Figure III.28 – Répartition des impédances simulées	118
Figure III.29 – Influence de l'impédance de source à $2f_0$	119
Figure III.30 – Influence du point de polarisation	120
Figure III.31 – Méthodologie de conception d'un amplificateur de puissance.....	123
FigureIV.1 – Comparaison mesures/modèle pour un fonctionnement à 2 porteuses.....	135
FigureIV.2 – Facteur K et B sur la bande [0-20 GHz]	137
FigureIV.3 – Exemple de topologie permettant de stabiliser un transistor	137
FigureIV.4 – Cercles de stabilité du transistor HFET	138
FigureIV.5 – Impédances optimales et leurs cycles de charge associés	140
FigureIV.6 – Caractéristiques $C/(N+I_3)$	141
FigureIV.7 – Classe AB légère	142
FigureIV.8 – Classe AB profonde.....	142
FigureIV.9 – Principe d'adaptation	144
FigureIV.10 - Impédances de charge synthétisées	144
FigureIV.11 – Layout du circuit.....	145

FigureIV.12 – Caractéristiques linéaires de l’amplificateur	146
FigureIV.13 – Caractérisation CW de l’amplificateur	150
FigureIV.14 – Caractérisation multiporteuse de l’amplificateur	151
FigureIV.15 – Schéma de principe de la mesure	152
FigureIV.16 – Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$	154
FigureIV.17 – Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$	154
FigureIV.18 – Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$	155
Figure IV.19 – Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$	155
Figure IV.20 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$	156
Figure IV.21 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$	156
Figure IV.22 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$	157
FigureIV.23 - Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$	157
FigureIV.24 – Caractéristiques de l’amplificateur HFET	159
FigureIV.25 – Caractéristiques de l’amplificateur GPAD	159
FigureIV.26 – Topologie du modèle	160
FigureIV.27 – Lignes d’accès du transistor	161
FigureIV.28 – Paramètres S simulé et mesuré au point de polarisation considéré	162
FigureIV.29 – Réseaux de sortie (I_d) et d’entrée (I_g) en fonction de V_{gs} et V_{ds}	163
Figure IV.30 – Facteur K et B sur la bande [0-40 GHz]	164
FigureIV.31 – Représentation du NDF sur la bande [0-40 GHz]	167
FigureIV.32 – Facteur K et B sur la bande [0-40 GHz]	167
FigureIV.33 – Caractéristiques multiporteuse de l’amplificateur	169
FigureIV.34 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$	171
FigureIV.35 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$	171
FigureIV.36 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$	172
FigureIV.37 - Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$	172
FigureIV.38 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$	173
FigureIV.39 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$	173
FigureIV.40 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$	174
FigureIV.41 – Modèle linéaire du transistor	187
FigureIV.42 Mesure de la fonction de transfert en boucle ouverte.....	188
FigureIV.43 – Représentation du NDF sur la bande [0-40 GHz]	188
FigureIV.44 – Facteur K et B sur la bande [0-10 GHz]	189

FigureIV.45 – Conditions de stabilité pour un quadripôle chargé par une impédance passive 190

INTRODUCTION GENERALE

L'industrie des télécommunications hyperfréquences s'est tourné résolument vers des applications civiles grand public. Les nouveaux systèmes de communication (Réseau de téléphonie mobile, réseaux multimédia) occupent une place prépondérante dans les modes de vie et de travail des consommateurs. Ces systèmes doivent transmettre un volume d'informations important dans un laps de temps de plus en plus court.

L'augmentation perpétuelle des volumes des échanges impose aux systèmes de communications une évolution constante pour fournir les débits nécessaires. Cette évolution concerne tous les domaines de l'électronique. Jusqu'alors la conception et l'optimisation des systèmes sont réalisée dans une démarche hiérarchique descendante (architecture des systèmes, circuits, technologies monolithiques) sans lien fort entre les niveaux de hiérarchie.

Les conceptions des systèmes ont été essentiellement axées vers le choix de nouvelles technologies et des circuits adéquats, satisfaisant au mieux l'architecture du système de communications.

Depuis quelques années, le développement des outils de simulations permet une approche plus générale des problèmes en incluant les paramètres systèmes directement au niveau de la conception des circuits.

L'étude d'un système implique la prise en compte de plusieurs fonctions électroniques tel que le filtrage, la translation de fréquence, l'amplification de puissance, la modulation et la démodulation. Un effort particulier est aujourd'hui porté sur l'amplification de puissance. Ses caractéristiques de puissance, de rendement et de linéarité comptent pour beaucoup dans les performances globales du système de communication, car les signaux traités par les systèmes sont de plus en plus complexes (multiporteuses modulés, modulation numérique et signaux à spectre étalés).

Notre travail porte sur la mise au point d'une méthodologie de conception permettant l'obtention d'un amplificateur optimisé en linéarité et consommation pour un fonctionnement en multiporteuse.

Ce manuscrit s'articule autour de quatre grandes parties.

Dans la première partie, nous exposerons les différents outils de caractérisation de transistor afin de mettre en avant les phénomènes parasites et leurs effets sur la linéarité, en particulier les effets thermiques et de pièges.

Nous nous intéresserons également aux bancs de caractérisation fonctionnelle pour la validation de modèles et l'optimisation des impédances de fermeture. De même nous passerons brièvement en revue les méthodes d'analyse disponibles pour la simulation des signaux modulés.

Dans la seconde partie nous nous sommes intéressés à différents facteurs de linéarité. Une étude approfondie du facteur de linéarité en fonctionnement multiporteuse (le NPR) y est entreprise. Une méthode de simulation originale du NPR est présentée.

La troisième partie est consacré à la nouvelle méthodologie d'optimisation du fonctionnement multiporteuse de transistors de puissance.

On présente ainsi l'algorithme de construction d'un nouvel abaque (l'abaque $C/(N+I)$) caractéristique du transistor ou de la cellule amplificatrice de puissance, à partir duquel le concepteur peut réaliser des choix de technologie et la synthèse de l'amplificateur.

Une démarche synthétique (ou méthodologie) d'amplificateur de puissance s'appuyant sur l'abaque $C/(N+I)$ est mise en place.

Dans le quatrième chapitre nous avons appliqué la nouvelle méthodologie de conception à la réalisation de deux amplificateurs optimisés et linéarité et consommation. Nous exposons ainsi les étapes successives de la conception en présentant en parallèle une vérification expérimentale des résultats.

Une caractérisation complète sur banc de NPR des deux amplificateurs réalisés est présentée.

Enfin, la conclusion générale donne un aperçu des perspectives ouvertes par ces travaux.

CHAPITRE I

**OUTILS ET METHODES DE MODELISATION, DE
CARACTERISATION ET DE SIMULATION DES
DISPOSITIFS MICRO-ONDES NON-LINEAIRES**

I.1. - INTRODUCTION

Aujourd'hui il est une évidence que la simulation constitue une étape primordiale. L'ajustage des circuits monolithiques est délicat voir impossible.

Une simulation précise des circuits permet d'atteindre rapidement les performances recherchées mais également d'étudier les rendements de fabrication. Ceci à pour effets de diminuer le coût de développement. L'élaboration de modèles non-linéaires fiables et robustes est donc primordiale , ceci fait appel à des outils et mécanisme sophistiqués de caractérisation , d'extraction et de validation de modèles de transistors. Les outils de simulations doivent être également capables d'exploiter aux mieux les informations fournis par les modèles.

Dans la première partie de ce chapitre, nous ferons une description succincte du banc de mesures convectives hyperfréquences en impulsions développé à l'IRCOM et dédié à l'extraction de modèles électriques de transistor.

Afin de souligner l'importance d'une représentation fine des phénomènes parasites comme les effets thermiques et les effets de pièges, nous mettrons en avant leurs répercussions sur la linéarité des amplificateurs.

Dans la seconde partie nous présenterons les bancs de caractérisation fonctionnelle que nous avons utilisée. Ils nous ont permis à la fois de valider les modèles et d'optimiser les impédances de fermeture. Le premier est un banc de mesure de type load-pull multiharmonique et le second un banc de mesure de NPR.

La troisième partie sera consacré aux méthodes d'analyse de circuits. Dans le domaine des fréquences micro-ondes la technique d'analyse la plus utilisé et l'harmonique balance. Cette technique permet une étude précise et rapide des circuits. Toutefois elle se prête mal à l'analyse de signaux composés d'un grand nombre de fréquence.

Nous présenterons une étude comparative des différentes techniques d'analyse disponibles à l'heure actuelle pour la simulation de signaux composés de porteuses modulées.

I.2. - MODELISATION ELECTRIQUE DE TRANSISTOR

La caractérisation des composants constitue une étape indispensable pour la modélisation. Les outils de caractérisation disponibles sont l'un des facteurs qui conditionne le développement des modèles.

De nombreux effets sont susceptibles de modifier le comportement non-linéaire d'un transistor. Il est intéressant de pouvoir se placer dans des conditions de fonctionnement précises pour extraire un modèle représentatif d'un fonctionnement particulier. Les principaux effets qui limitent la validité de nombreux modèles sont les effets thermiques et les effets de pièges.

I.2.1. - BANC DE CARACTERISATION DE TRANSISTOR

A l'heure actuelle la modélisation des transistors est effectuée à l'aide de deux types de mesures :

- Mesures hyperfréquences
- Mesures I(V)

Les mesures hyperfréquences permettent d'extraire un modèle petit signal du transistor et donnent accès aux éléments extrinsèques. Elles donnent également accès aux éléments intrinsèques non linéaires réactifs lorsque la caractérisation est poursuivie pour tous les points de la caractéristique statique du transistor. Cette dernière permet d'établir les équations des caractéristiques non-linéaires.

Afin de contrôler lors de la caractérisation les effets parasites, un procédé de mesure a été développé qui permet de réaliser des mesures I(V) de transistors dans des conditions quasi-équithermiques avec un contrôle des états de pièges. Ce procédé est basé sur la caractérisation en impulsions [1][2].

L'évolution apportée par ce procédé a permis l'émergence de modèles prenant en compte aussi bien les effets thermiques que les effets de pièges [3].

I.2.1.1. - Caractérisation convective des transistors

Le principe de la caractérisation impulsionnelle d'un transistor repose sur la technique de polarisation. Des impulsions de tensions sont appliqués à l'entrée et à la sortie du composant à partir de tensions de repos V_{gs0} et V_{ds0} (Figure I.1). Ces pulses d'amplitude V_{gsi} et V_{dsi} permettent d'atteindre tous les points fonctionnement statiques et notamment de mesurer certaines caractéristiques délicates comme les courants d'avalanche.

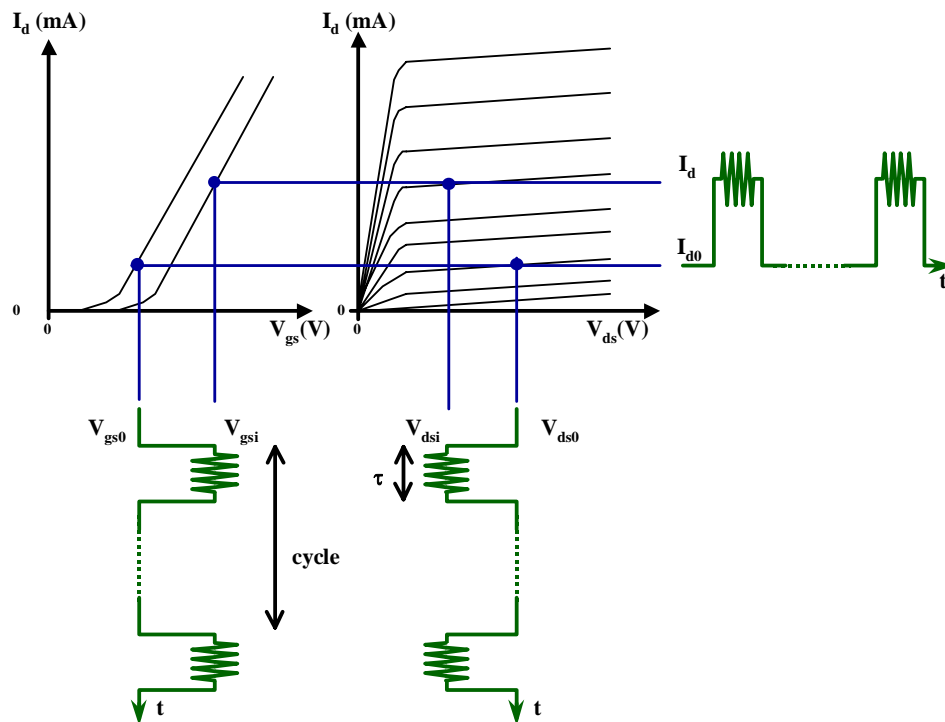


Figure I.1 – Principe de la mesure en pulsé

La température du transistor dépend directement de la puissance moyenne dissipée dans le transistor. Si les impulsions sont suffisamment brèves et le rapport cyclique petit, le gain ou la perte d'énergie dissipée par le transistor lors de ces impulsions est négligeable devant celle dissipée lorsque le transistor se trouve à son point de repos. Dans ces conditions, la température du transistor est imposée par le point de repos.

En pratique, il est nécessaire d'imposer une durée d'impulsion minimum pour que l'état établi soit atteint lors de la mesure des tensions et courants d'entrée et de sortie. Le rapport cyclique doit être suffisamment grand pour permettre d'effectuer un nombre raisonnable de mesures.

Les valeurs généralement retenues pour une caractérisation en impulsions sont de 300 ns pour les impulsions DC et une récurrence de 10 μ s.

I.2.1.2. - Mesures des paramètres S en impulsion

Pour assurer l'intégrité de la caractérisation et des modèles qui en seront issus, les mesures de paramètres S sont effectuées dans les mêmes conditions (thermique, pièges etc.) que les mesures des caractéristiques statiques. Pour cela une impulsion RF est générée et superposée aux impulsions de la polarisation (Figure I.). La mesure des paramètres [S] s'effectue durant l'impulsion RF. En générale, cette mesure est effectuée sur une fenêtre temporelle plus courte qui peut être déplacée dans l'impulsion. Ceci permet d'attendre l'état établi.

Plusieurs mesures à différentes fréquences [0-40 GHz] sont nécessaires pour caractériser le transistor.

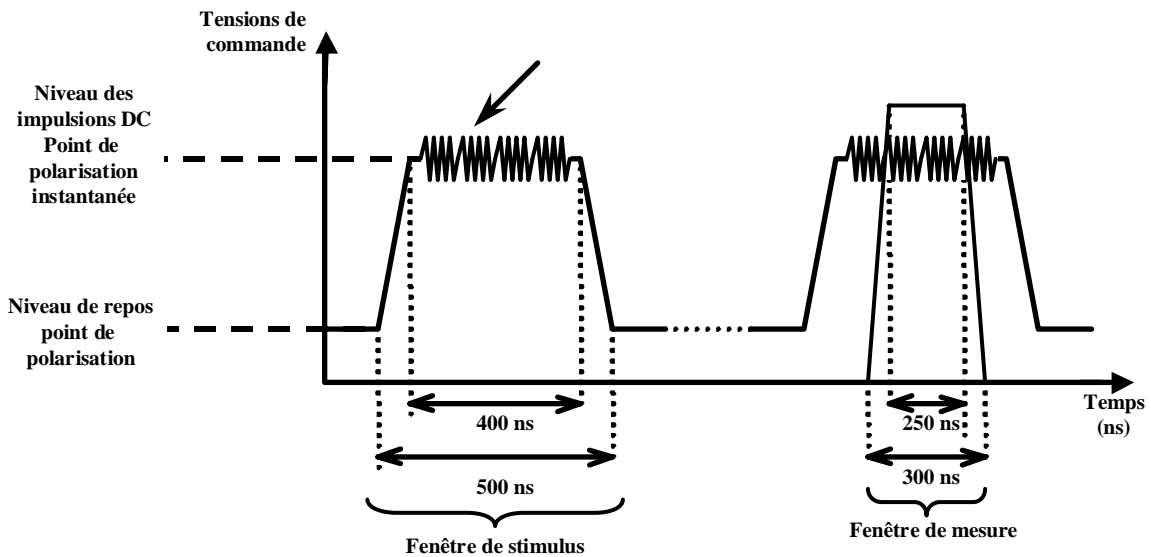


Figure I.2 – Mesure des paramètres S en impulsions

I.2.1.3. - Banc de mesure en impulsion

Le schéma complet du banc de mesure de l'IRCOM [1]-[3], entièrement géré par un micro-ordinateur à travers la liaison GPIB, est représenté Figure I.3. Il permet la caractérisation de transistors dans la bande [2-40 GHz].

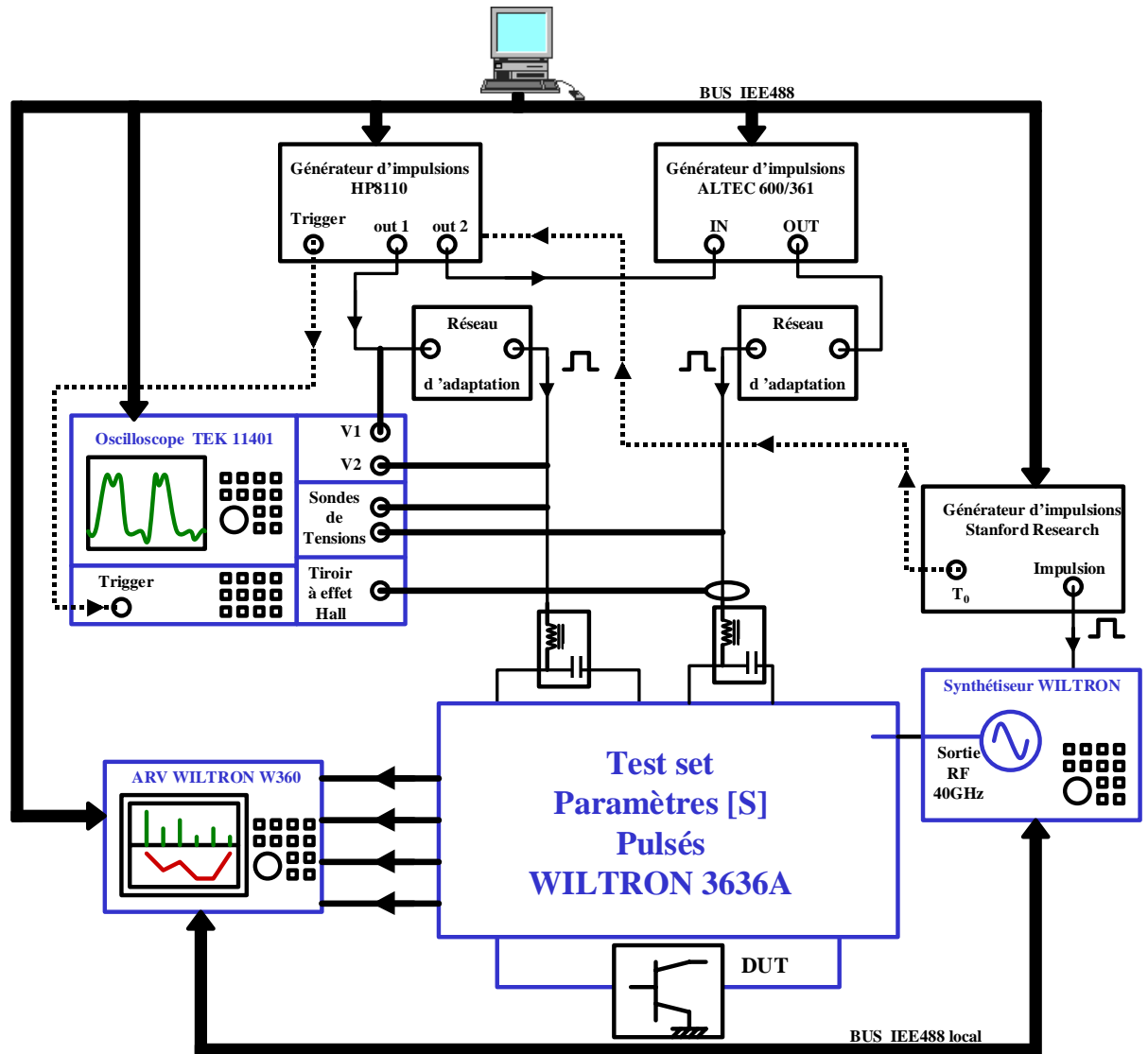


Figure I.3 – schéma complet du banc de mesure par impulsion jusqu'à 40 GHz

I.2.2. - MODELE TENANT COMPTE DES EFFETS DE PIEGES ET THERMIQUES

Les conceptions actuelles intègrent de plus en plus des critères d'optimisation qui utilisent aujourd'hui des signaux modulés. Ces simulations nécessitent des modèles non linéaires précis incluant les différents effets dispersifs existant au sein du composant. Ces effets sont principalement les effets thermiques et les effets de pièges. Grâce au développement des bancs de caractérisation en impulsions il est possible de mettre en évidence et même de séparer dans certaines conditions ces effets.

L'un des enjeux actuels est d'intégrer ces effets dispersifs aux modèles non-linéaires des transistors [5].

I.2.2.1. - Mise en évidence des effets thermiques et de pièges

L'influence des effets dispersifs s'observe sur les caractéristiques statiques du transistor. Ces caractéristiques représentent l'effet fondamental du transistor. Comme les effets dispersifs considérés dépendent tous deux des tensions appliquées aux bornes du transistor, il est nécessaire d'effectuer des caractérisations appropriées pour s'affranchir dans la mesure du possible de l'un des deux effets.

Pour mettre en évidence les effets thermiques dans les transistors, il suffit de mesurer les caractéristiques statiques du transistor en continu. L'écart entre les caractéristiques mesurées en impulsion et en continu (Figure I.4) ne provient pas seulement de la température puisque les conditions de polarisation change et par conséquent l'état des pièges. Toutefois la décroissance des caractéristiques en fonction de V_{ds} témoigne d'un phénomène d'auto échauffement.

Sur la Figure I.5, nous avons représenté les caractéristiques statiques mesurées en impulsion autour de trois points de polarisation. Ces points de polarisation ont été choisis de manière à maintenir pour ces trois caractérisations un état thermique identique. L'écart entre les trois caractéristiques est donc directement imputable aux effets de pièges.

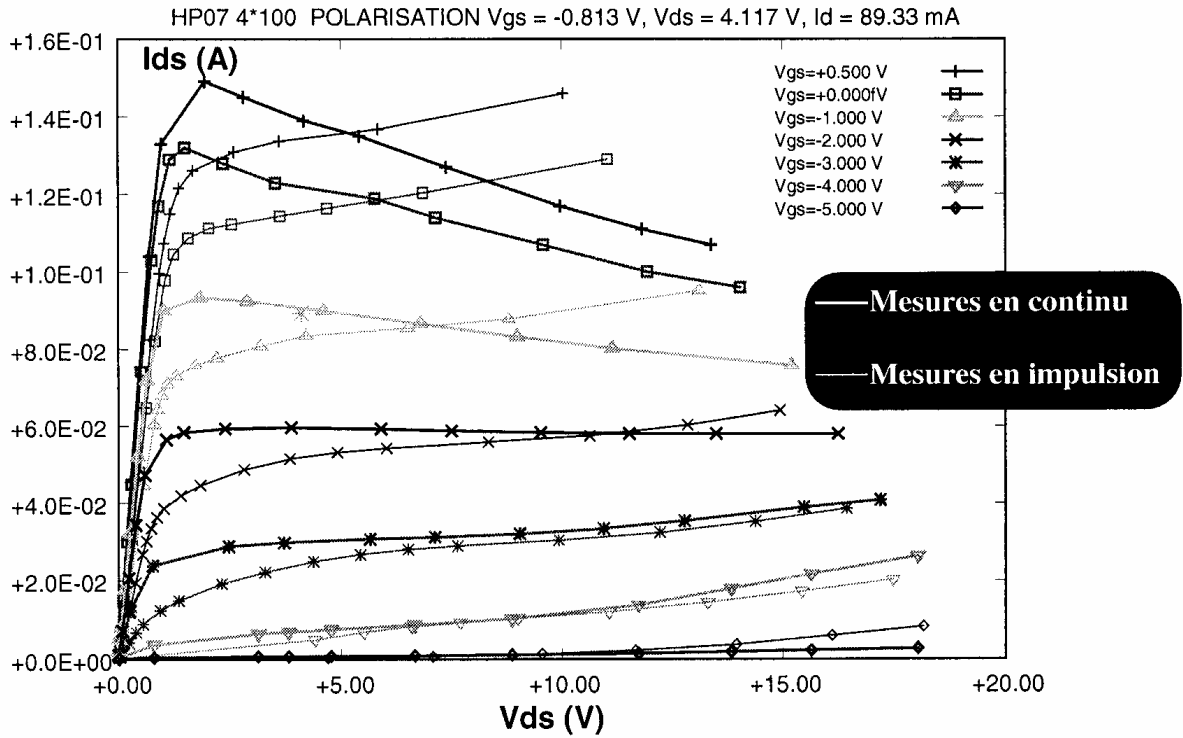


Figure I.4 – Caractéristiques statiques (mesure en continu et en impulsion)

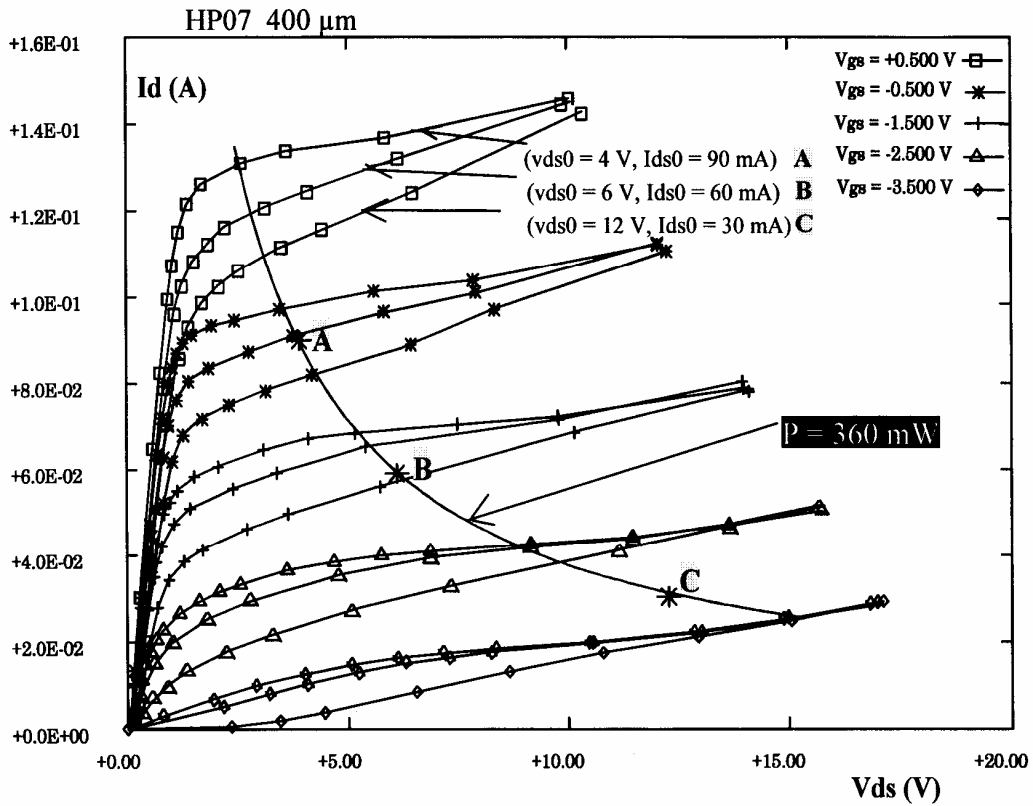


Figure I.5 – Caractéristiques statiques à état thermique fixe (en impulsion)

I.2.2.2. - Modélisation et extraction des modèles à effets thermiques et de pièges

La topologie du modèle électrique que nous présentons dans cette section a été développée pour la modélisation de MESFET présentant des pièges à niveaux profonds localisés dans le substrat semi-isolant AsGa. L'influence de ces pièges se traduit par la formation d'un potentiel de rétroaction au niveau de la grille appelé self-backating qui dépend des conditions d'excitation.

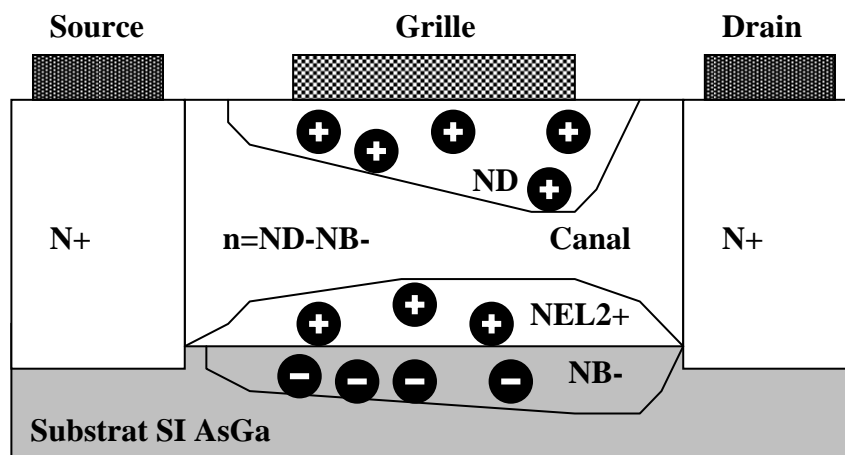


Figure I.6 – Structure d'un MESFET

Dans le cadre de modulation complexe, les fréquences mises en jeu dans le comportement non linéaire d'un transistor s'étendent sur une bande autour de chaque harmonique de la fréquence porteuse mais également autour du continu. La largeur de cette bande dépend directement la bande de fréquence du signal d'excitation. Le modèle d'un transistor doit donc être capable de reproduire le comportement du composant à toutes ces fréquences. Pour un transistor seul, la réponse en fréquence autour du continu est principalement imposée par les constantes de temps thermiques et de pièges. Il est donc nécessaire d'utiliser des modèles dynamiques de ces effets.

Le modèle thermique d'un transistor (Figure I.7) est un circuit électrique qui relie la température du transistor à la puissance dissipée du circuit. Il est représenté au premier ordre par une cellule RC qui permet de prendre en compte la résistance thermique équivalente du circuit R_{th} ainsi que la constante de temps thermique du circuit à travers la capacité C_{th} . La température du transistor ainsi calculée est alors directement utilisée pour les modèles thermiques des diodes et de la source de courant.

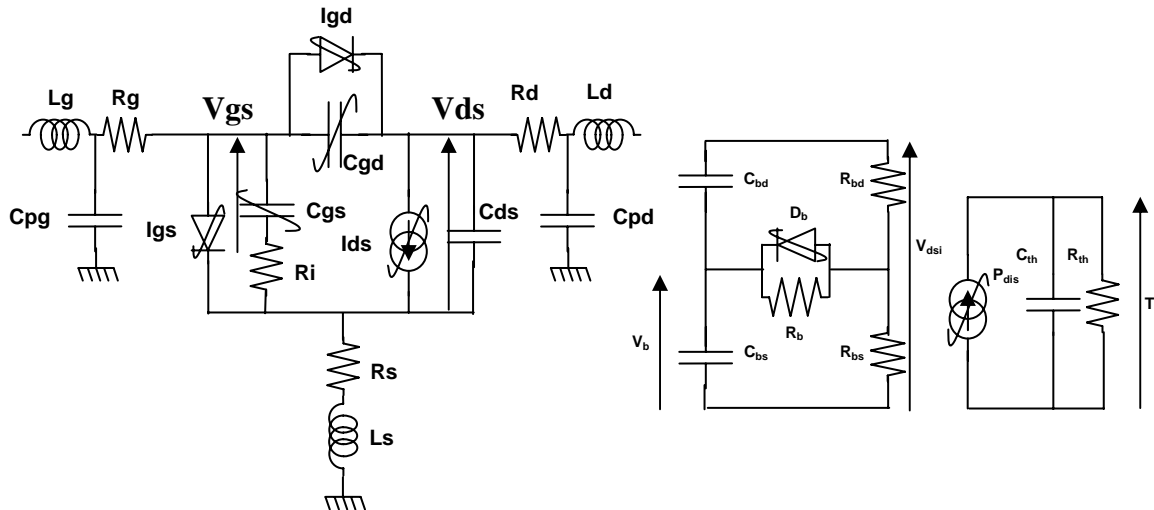


Figure I.7 – Modèle non-linéaire électrothermique prenant en compte les effets de pièges

Le modèle utilisé pour représenter les effets de pièges est présenté Figure I.7. Il est composé de trois résistances, de deux capacités et d'une diode. La tension de commande du circuit est la tension V_{ds} du transistor (ceci suppose que l'état des pièges dépend uniquement de cette tension V_{ds}). La tension V_b est la tension de rétroaction qui vient modifier la commande V_{gs} . Sous certaines contraintes, ce circuit peut être décomposé pour dissocier les modèles de pièges suivant les fréquences d'excitations.

Au continu les résistances R_{bd} et R_{bs} fixent la tension de rétroaction à travers la résistance R_b . La tension V_b , au continu, est directement contrôlée par la tension V_{ds} par une loi de proportionnalité fixée par le rapport $R_{bs}/(R_{bd}+R_{bs})$. La résistance R_{bd} permet d'appliquer la tension au nœud B.

Le comportement RF des pièges est modélisé par le pont diviseur défini par les deux capacités C_{bd} et C_{bs} . La loi reliant la tension V_{ds} à la tension V_b est égale à un facteur constant $C_{bd}/(C_{bd}+C_{bs})$. La grande valeur de R_b assure le découplage entre le pont diviseur formé par les résistances et celui formé par les capacités.

Les constantes de temps BF des pièges ont été modélisées grâce à deux circuits indépendants. La constante de temps d'émission étant fixe, cette dernière a été modélisée à l'aide d'un simple circuit RC constitué par la résistance R_b et les capacités C_{bd} et C_{bs} . La constante de temps est égale à $\tau_e = R_b * (C_{bd} + C_{bs})$.

Le processus de capture dépendant de la concentration des électrons libres, la constante de temps de capture suit une loi exponentielle modélisée naturellement à l'aide de la résistance dynamique de la diode.

Enfin, l'impédance présentée par le circuit doit être suffisamment grande pour ne pas perturber le comportement du transistor.

La commande de rétroaction V_b est appliquée, à un facteur constant près α_B à la commande V_{gs} :

$$V_{gs_tajima} = V_{gs} - \alpha_B V_B$$

Pour la modélisation il est préférable, dans la mesure du possible, de séparer les différents effets dès la caractérisation du transistor afin de limiter le nombre de paramètres à optimiser pour l'extraction du modèle. Il est possible de séparer les effets thermiques et les effets de pièges grâce à l'utilisation combinée du banc de mesure en impulsion, d'une enceinte thermique et des hypothèses basées sur le comportement physique des pièges [5]. Ces hypothèses sont au nombre de deux :

- Tous les pièges sont remplis à V_{ds} fort
- Constante de temps d'émission supérieure à la durée des impulsions.

Dans le cadre de ces hypothèses, la caractérisation en impulsion d'un transistor pour un point de polarisation de repos situé à V_{ds} fort peut être réalisée en maintenant l'état des pièges constant. Tout au long de la caractérisation, tous les pièges restent remplis puisque leur état n'a pas le temps d'évoluer durant l'impulsion.

La température ne pouvant plus être fixée par le point de polarisation, il est nécessaire d'utiliser une enceinte thermique qui permettra de faire des mesures à différents états thermiques. Le modèle thermique établi, il suffira d'ajuster le modèle de pièges.

I.2.2.3. - Influence des différents modèles

Cette topologie a été utilisée pour extraire un modèle [3] prenant en compte et les effets thermiques et de pièges d'un transistor de la fonderie Thomson : HP07 400 μm . Nous avons effectué des simulations sur ce modèle afin de définir les différentes contributions apportées par ce modèle.

Il est difficile de définir un point commun entre ce modèle et un modèle conventionnel ne prenant pas en compte les pièges et la thermique car pour l'extraction du second aucun des deux paramètres n'est contrôlé. Une comparaison à état thermique fixe où à pièges fixes n'a pas de signification particulière. Nous pouvons toutefois regarder le comportement en C/I_3 du transistor lorsque nous éteignons à tour de rôle le modèle thermique et le modèle de pièges. Nous pouvons enlever le modèle de pièges en prenant $\alpha_B = 0$ et le modèle thermique en fixant la température à la température ambiante. Nous pouvons voir sur la Figure I.8 que le modèle thermique a peu d'influence sur le comportement du transistor en C/I . Par contre sans modèle de piège la réponse est très différente de celle du modèle complet.

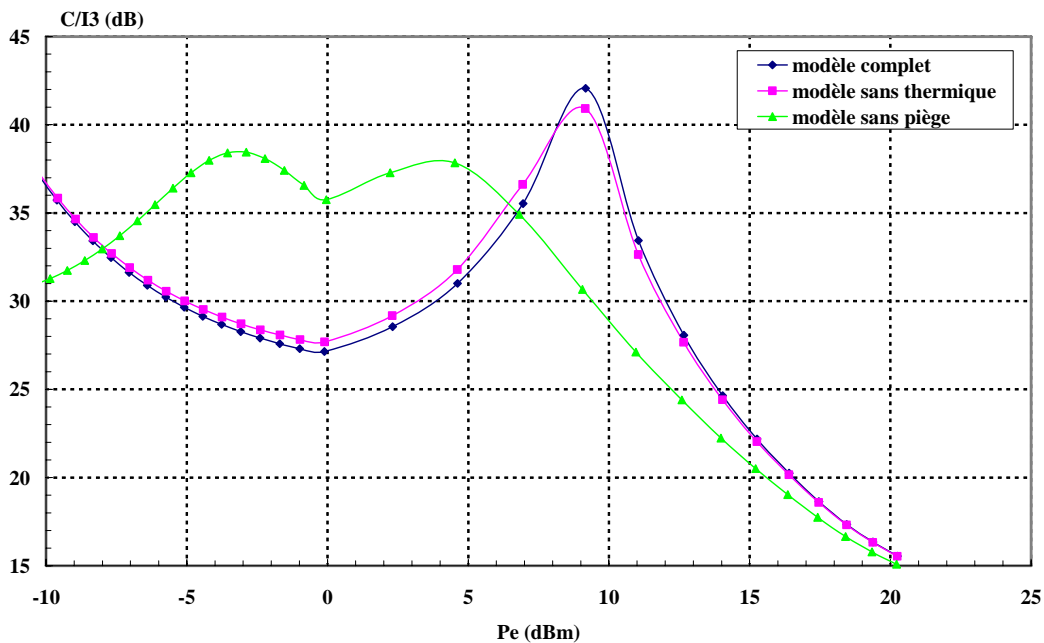


Figure I.8 – Influence des modèles de pièges et thermiques

Pour voir l'apport de la partie dynamique basse fréquence du modèle, nous avons effectué une simulation d'intermodulation avec un signal constitué de 2 porteuses. Pour un écart de fréquence faible entre les deux porteuses (1 Hz), le fonctionnement du transistor est quasi-statique. Au contraire, pour un écart de fréquence élevé (1 MHz) la réponse diffère de celle obtenue pour un fonctionnement quasi-statique.

Afin de s'assurer que la partie dynamique de la réponse ne provient que des modèles dynamiques BF du transistor, nous avons modélisé les tests de polarisation à l'aide de fichiers de paramètres S idéaux sans effets de mémoire BF. Notamment les impédances vues par le transistor aux fréquences (1 Hz, 100 KHz, 1 MHz) sont les mêmes.

Nous pouvons voir Figure I.9 que le rapport C/I_3 dépend effectivement des constantes de temps BF du transistor (capture + émission). L'écart entre les deux courbes dépend du niveau d'excitation. Elle atteint près de 2 dB pour certain niveau de puissance. Pour atteindre une précision élevée la partie dynamique basse fréquence des modèles n'est donc pas à négliger.

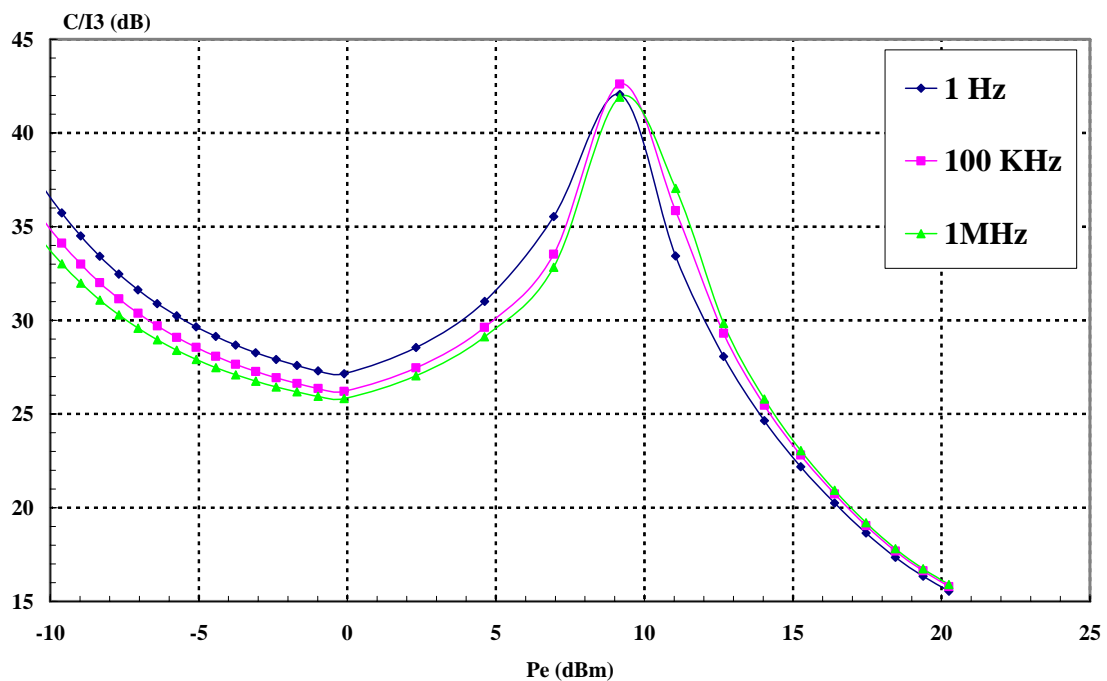


Figure I.9 – Influence de la partie dynamique basse fréquence du modèle

I.3. - BANCS DE CARACTERISATION FONCTIONNELLE

L'intérêt des principes de caractérisation présentés au paragraphe précédents est de pouvoir extraire des modèles de composants capables de tenir compte d'un environnement complexe (conditions de charges et de polarisation, signaux d'excitation), à partir de mesures élémentaires telles que les mesures $I(V)$ et paramètres S .

La vérification du modèle à partir des mesures qui ont servi à son élaboration est une étape nécessaire mais non suffisante à la validation du modèle. Des mesures complémentaires sont indispensables pour valider son comportement. Cette étape requiert des outils de caractérisation fonctionnelle qui soumettent les composants aux conditions réelles de fonctionnement : niveaux de puissance élevés, polarisations et impédances variables, excitations complexes. Pour cela, plusieurs outils de caractérisation ont été développés. Parmi ceux-ci, nous pouvons citer :

- Banc de Load-Pull multiharmonique
 - ✓ Mesure CW
 - ✓ Mesures d'intermodulation
- Banc de caractérisations multiporteuses
 - ✓ Mesure de NPR
 - ✓ Mesure d'ACPR

I.3.1. - BANC DE LOAD-PULL MULTIHARMONIQUE

Les composants étant susceptibles de fonctionner dans des conditions diverses, il a été nécessaire de développer des outils capables de contrôler l'environnement des composants. L'une des préoccupations a été notamment la recherche des conditions optimales de fonctionnement en terme d'impédances de fermeture. Ces préoccupations ont abouti au développement d'outils de caractérisation appropriés. Il existe de nombreuses méthodes permettant de caractériser le comportement non linéaire de composants en fonction des impédances. Nous pouvons citer :

- Technique de la variation de la charge passive

➤ Technique de la variation de la charge active qui se divise en :

- ✓ Techniques des générateurs synchrones [8]
- ✓ Techniques de la boucle active [6][7][8]

La technique retenue par notre laboratoire est la technique de la boucle active (Figure I.10). L'onde b_2 générée par le dispositif sous test, prélevée à l'aide d'un coupleur à la sortie du composant, est filtrée, amplifiée et déphasée avant d'être réinjectée à l'aide d'un second coupleur vers le composant. Le coefficient de réflexion synthétisé peut être exprimé en fonction des coefficients de couplages C_1 et C_2 des deux coupleurs, du gain de l'amplificateur G ainsi que du déphasage φ appliqué.

$$\Gamma = C_1 C_2 G e^{j\varphi}$$

Cette méthode permet de contrôler de manière séparée le module et la phase du coefficient de réflexion. Les répartitions d'impédances générées par la boucle décrite sur la Figure I.10 sont des cercles concentriques centrés autour de 50 Ohms.

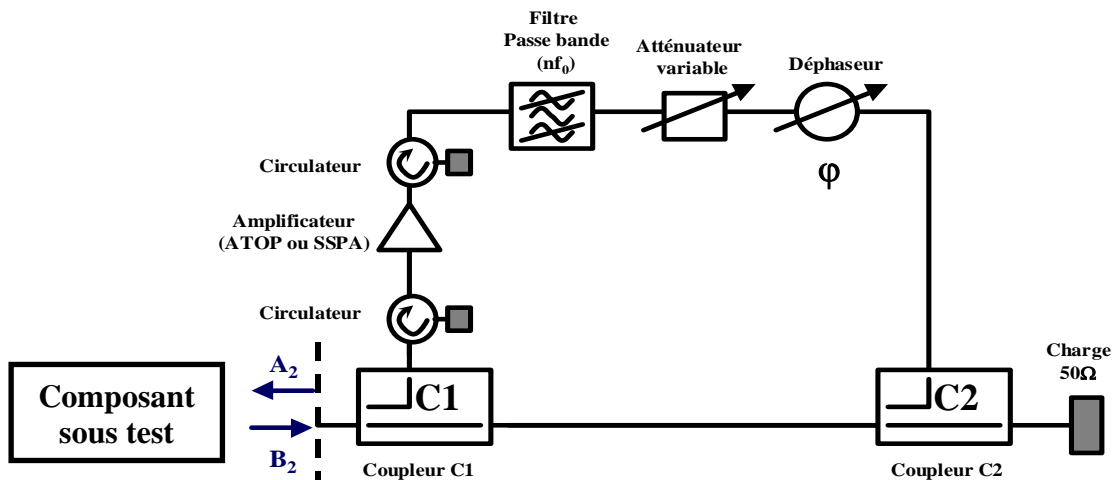


Figure I.10 – Principe de la boucle active

Les impédances de charges synthétisées sont indépendantes du dispositif étudié et de son niveau d'excitation à condition que l'amplificateur de boucle travaille en zone linéaire. L'avantage par rapport aux systèmes passifs est de permettre la synthèse d'impédances de charge à fort coefficient de réflexion, ce qui est pratique pour l'optimisation des impédances aux harmoniques qui sont souvent optimales dans ces zones.

La généralisation de ce principe au contrôle multiharmonique est très simple. Il suffit de placer en série plusieurs boucles travaillant à des fréquences différentes. Le filtre placé dans chaque boucle permet de choisir la fréquence de travail. Le principe est représenté Figure I. Ce système est très pratique pour déterminer les conditions de fonctionnement optimal de composant car la synthèse de l'impédance de charge à une fréquence harmonique donnée est décorrélée du réglage des impédances aux autres fréquences harmoniques. Le déphaseur, l'atténuateur et le filtre placés en série, à la sortie des boucles actives permettent de synthétiser une impédance de désadaptation. Elle rajoute au coefficient de réflexion synthétiser par la boucle un autre terme qui doit permettre de déplacer le centre de la répartition d'impédances. Cette méthode est souvent utilisée au fondamentale pour répartir au mieux les impédances dans les zones de l'abaque les plus intéressantes. Le coefficient de réflexion vu par le composant au fondamentale peut être exprimé par :

$$\begin{cases} \Gamma(f_0) = \Gamma_0 + G(f_0)e^{j\varphi(f_0)} \\ \Gamma(nf_0) = G(nf_0)\alpha_0 e^{j\varphi(nf_0)} \end{cases}$$

La distribution des impédances aux harmoniques est toujours centrée autour de 50 Ohms grâce au filtre passe-haut qui limite l'effet de la désadaptation au fondamentale.

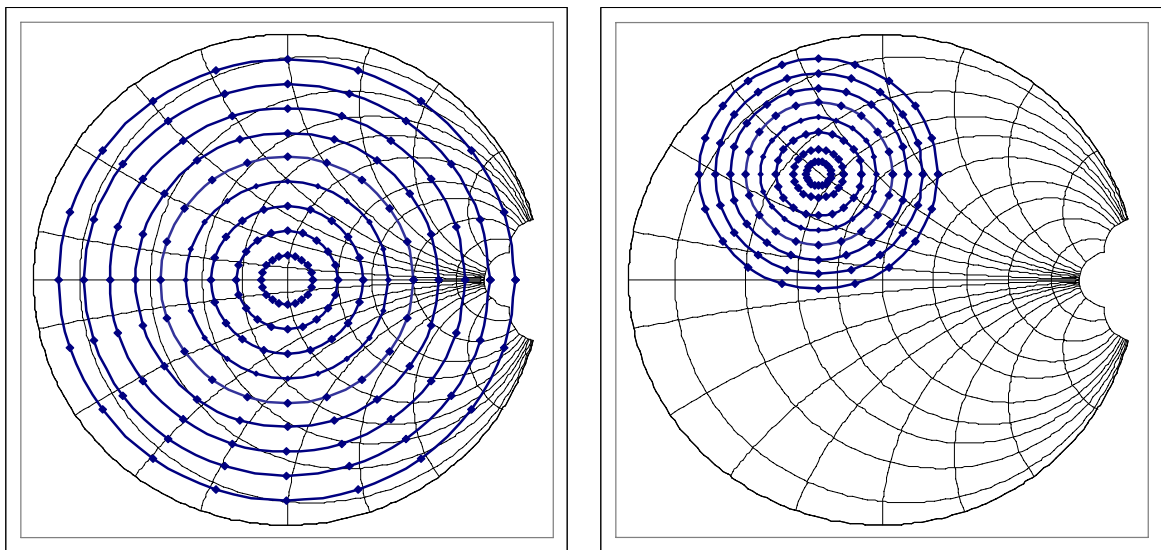


Figure I.11 – répartition des impédances

La technique de la boucle active peut être aussi bien employée pour la caractérisation en monoporteuse que pour la caractérisation en bi-porteuses. Il suffit pour cela d'ajouter une seconde source micro-onde à une fréquence légèrement décalée. Les fréquences doivent être suffisamment proche l'une de l'autre pour que le comportement des boucles soit identique à chacune des fréquences issues de la même bande.

Le principe des boucles actives s'applique également à la technique du Source-Pull.

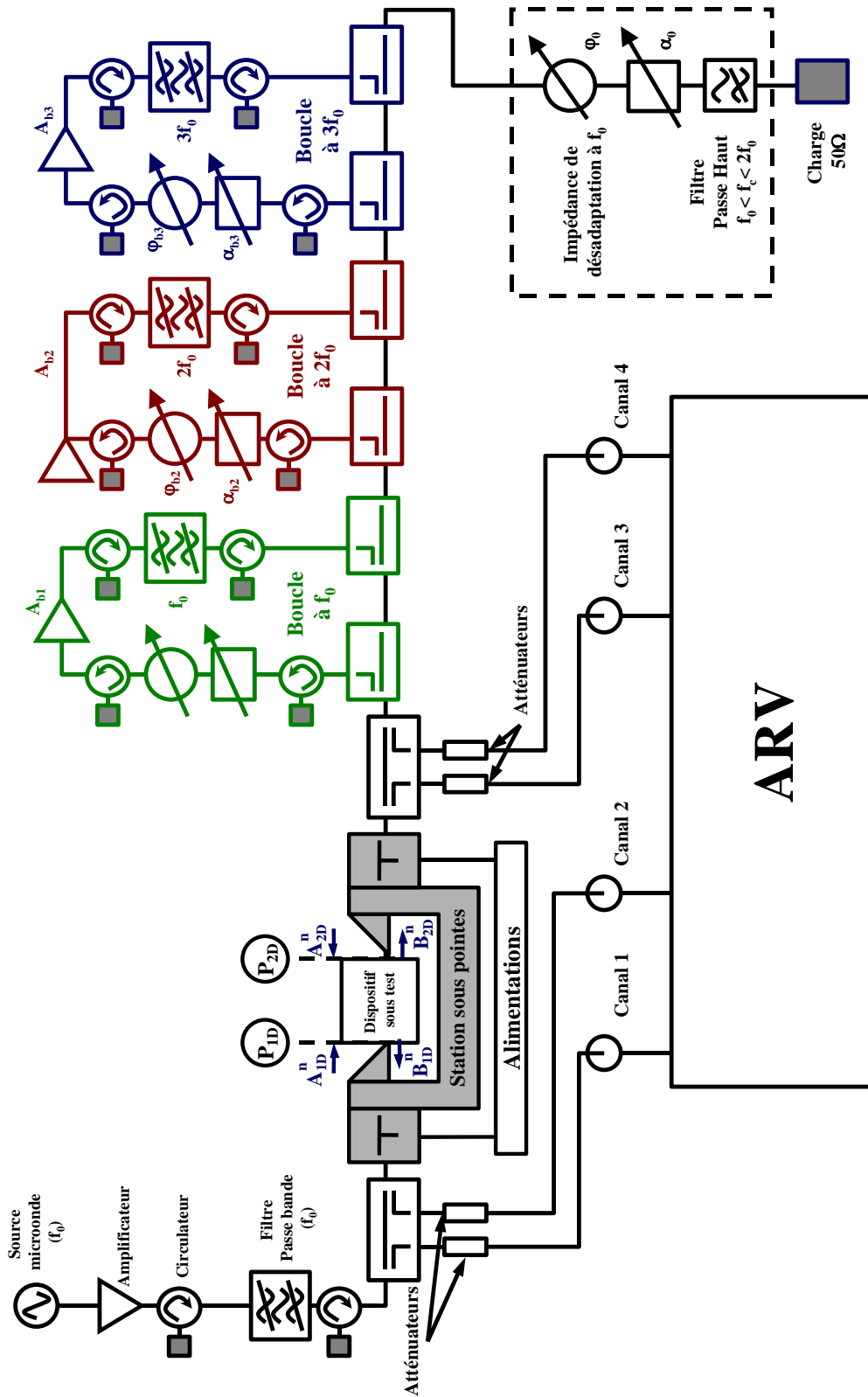


Figure I.12 – Banc de mesure load-pull multiharmonique (boucle active)

I.3.2. - BANC DE CARACTERISATION MULTIPORTEUSE

La caractérisation de systèmes non-linéaires excités par des signaux modulés est nécessaire pour quantifier les effets des non-linéarités sur les signaux utilisés dans les canaux de transmission. A l'heure actuelle de nombreux systèmes de télécommunication utilisent le multiplexage fréquentiel (FDMA) qui se traduit par la juxtaposition de porteuses modulées indépendantes.

Quand le nombre de porteuses modulées croit, les propriétés statistiques du signal se rapprochent de celles d'un bruit blanc gaussien. Le NPR devient alors un critère de linéarité objectif.

La technique de mesure du NPR consiste à générer un bruit blanc gaussien, et à filtrer une partie étroite du spectre pour générer un trou, appelé NOTCH, au centre de la bande. Ce signal est alors injecté dans un système non-linéaire. Le NPR est défini comme le rapport entre la puissance du signal utile et la puissance du bruit d'intermodulation mesuré dans le notch. Pratiquement cela se résume à la mesure présentée Figure I.13.

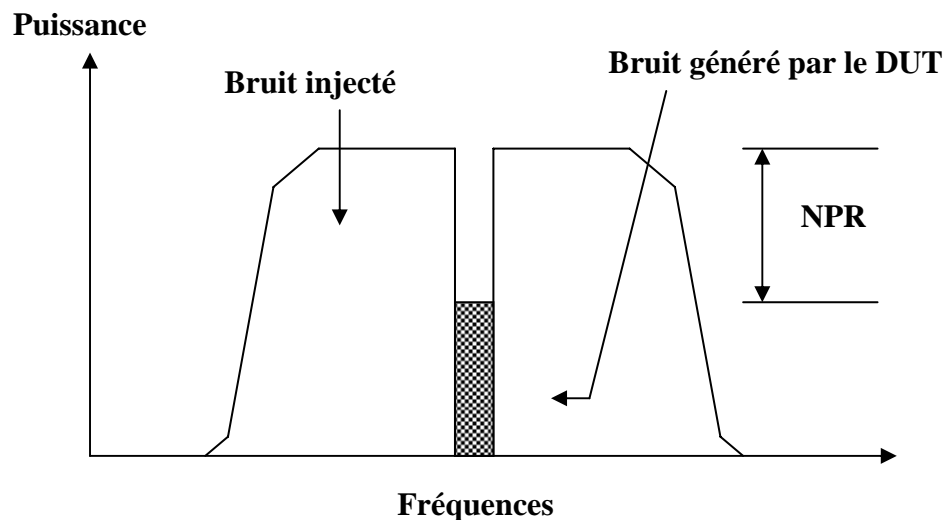


Figure I.13 – Mesure du NPR

Deux types de banc de mesure ont été développés pour caractériser le comportement non-linéaire d'un système excité par des signaux complexes. Ces deux approches se distinguent par la technique de synthèse et d'analyse du signal.

I.3.2.1. - Banc de mesure NPR basé sur la génération d'un bruit analogique

La technique traditionnelle de mesure de NPR est basée sur une génération et une analyse du signal analogique (Figure I.14). Un banc utilisant ce principe a été développé par Francis BRASSEAU [9][10] de la section Métrologie Hyper REP de la société ALCATEL-SPACE-INDUSTRIES. Les caractéristiques sont :

- Bande du signal utile 16 MHz
- Dynamique de mesure 40 dBc
- Fréquence de canal de transmission 2-18 GHz
- Largeur du canal rejeté (20 KHz)

Une diode à avalanche permet de synthétiser un bruit blanc basse fréquence qui est préformé pour générer le spectre présenté Figure I.13. La bande totale du signal est de 30 MHz autour d'une fréquence porteuse de 27.3 MHz. La largeur du notch est de 20 KHz. La réjection au niveau du notch est supérieure à 50 dBc. La translation du signal aux fréquences micro-ondes se fait en deux étapes.

Un premier changement de fréquence permet de traduire le signal autour d'une fréquence intermédiaire (132.7 MHz) où un filtre SAW élimine les fuites locale d'oscillateur et la bande image. Ce filtre limite également la bande du signal utile à une valeur de 16 MHz. Le signal est ensuite amplifié pour compenser les pertes introduites par le filtre SAW.

Le deuxième changement de fréquence permet d'atteindre la fréquence de travail. Le filtre YIG, contrôlable en tension, permet alors de filtrer la fréquence image et l'oscillateur. Actuellement, deux tiroirs sont disponibles. Le premier permet d'atteindre les fréquences dans la bande [2-8 GHz] et le second dans la bande [8-18 GHz].

Avant d'exciter le dispositif à tester, il faut amplifier le signal. Cette étape est réalisée à l'aide d'amplificateur de puissance qui fonctionne en régime très linéaire pour ne pas détériorer le rapport signal à bruit à l'entrée du dispositif. Les distorsions issues de l'amplificateur peuvent amplifier ou inversement compenser la non-linéarité du dispositif (effet de linéariseur).

Le rapport signal à bruit est directement mesuré sur un analyseur de spectre connecté sur une voie couplée. Les mesures de puissance se font à l'aide de wattmètres.

Les réglages se limitent à fixer la fréquence de l'oscillateur local, la bande du filtre YIG et le gain des amplificateurs de puissance. Cette étape est nécessaire pour optimiser la

dynamique de mesure du banc. La puissance d'entrée est contrôlée à l'aide d'atténuateurs placés en sortie de l'amplificateur.

L'étalonnage en puissance consiste à déterminer les pertes entre les plans de mesure et les plans d'accès de l'amplificateur.

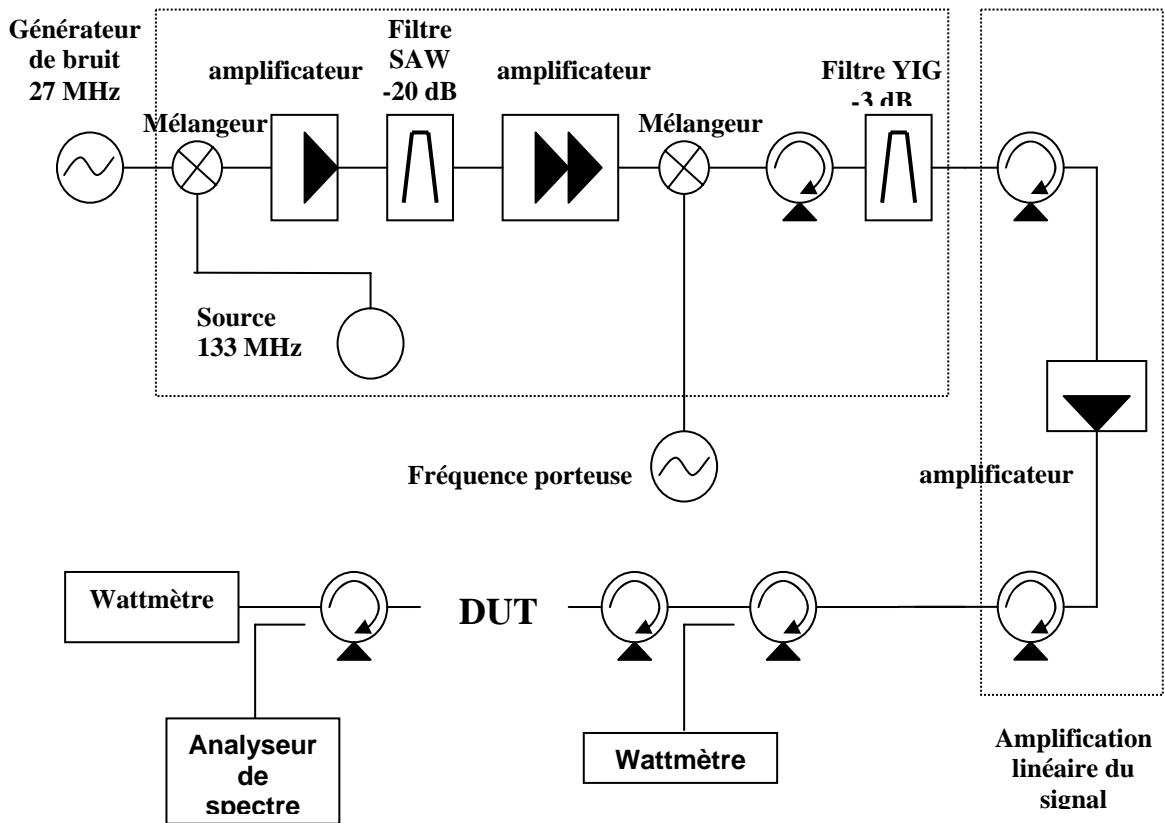


Figure I.14 – Synoptique du banc de mesure

I.3.2.2. - Banc de mesure multiporteuse basé sur une génération numérique du bruit

Le principe du banc de mesure mis au point dans notre laboratoire [11] est présenté Figure I.16. Il utilise un générateur de fonctions arbitraires (Arbitrary Waveform Generator) ayant les caractéristiques suivantes :

- Deux canaux de sortie indépendants
- Une fréquence d'échantillonnage maximale de 250 MHz.

- Résolution verticale de 12 bits (rapport signal à bruit maximum 72 dB)
- Mémoire 262144 échantillons

Le signal émis par le générateur AWG et un signal périodique échantillonné. Nous ne pouvons pas synthétiser le spectre continu d'un bruit blanc gaussien. Toutefois, il est possible de synthétiser un signal ayant les mêmes propriétés statistiques.

Le signal utilisé est constitué d'un grand nombre de porteuses de même amplitude ayant des phases aléatoires uniformément réparties sur $[0-2\pi]$. Le notch est fabriqué artificiellement en omettant de synthétiser des porteuses au centre de la bande.

Ce signal n'est pas généré en bande de base mais directement autour d'une fréquence porteuse pour faciliter la réjection de l'oscillateur local après modulation. Ceci a pour effet de limiter la bande utile du signal.

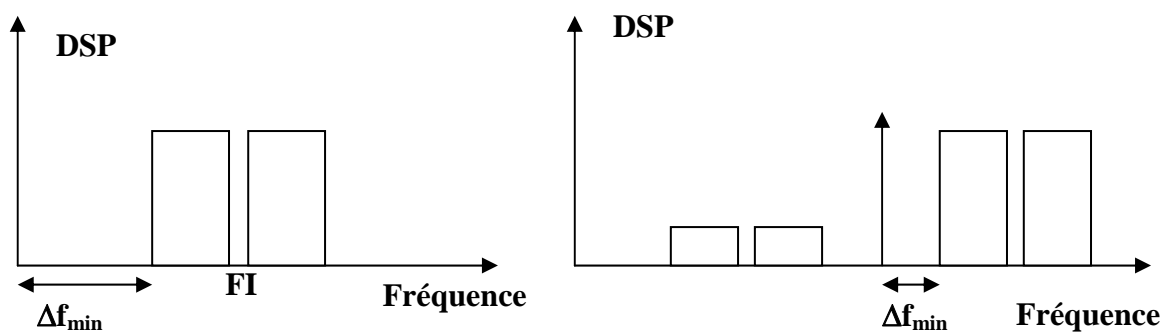


Figure I.15 – Signal avant et après modulation

Les deux canaux de sortie indépendants de l'AWG, permettent de synthétiser deux composantes en quadrature de ce signal (I et Q).

$$\begin{cases} I[k] = \sum_{i=0}^N A \cos(2\pi f_i k T_e + \varphi_i) \\ Q[k] = \sum_{i=0}^N A \sin(2\pi f_i k T_e + \varphi_i) \end{cases}$$

avec

A : amplitude de chaque fréquence

φ_i : phase aléatoire

f_i : fréquence des porteuses

T_e : pas temporel

Le signal est transposé aux fréquences micro-ondes grâce à un modulateur équilibré IQ. Les deux composantes en quadrature permettent d'assurer en grande partie la réjection de la bande image. Toutefois la fréquence issue de l'oscillateur local n'est pas éliminée. Pour cela au signal est ajouté une porteuse à la même fréquence et de même amplitude mais en opposition de phase. Ceci est réalisé en prélevant, déphasant et atténuant la porteuse issue de l'oscillateur et en l'ajoutant au signal modulé à l'aide d'un coupleur 3 dB. L'utilisation d'un filtre permet enfin d'atténuer conjointement la fréquence de l'oscillateur et la bande image à un niveau suffisant.

Un atténuateur programmable permet de contrôler la puissance incidente sans modifier le fonctionnement des dispositifs non-linéaires en amont de l'amplificateur. L'acquisition des signaux est réalisée après démodulation, autour de la fréquence intermédiaire, à l'aide d'un oscilloscope à échantillonnage ayant les caractéristiques :

- Quatre canaux
- Mémoire 2 millions d'échantillons
- Résolution verticale 8 bits (rapport signal à bruit maximum 48 dB)
- Fréquence d'échantillonnage (4 Gbits/s)

Le signal à la fréquence intermédiaire étant réel, une seule voie de l'oscilloscope est nécessaire pour acquérir le signal. Cette acquisition permet de déterminer le rapport signal à bruit en calculant le rapport entre la puissance moyenne du signal et la puissance moyenne des raies d'intermodulation présentes dans le notch. Les puissances d'entrée et de sortie sont déterminées à l'aide de wattmètres placés sur des voies couplées.

Les réglages du banc se limitent à ajuster la réjection de l'oscillateur local et de la bande image à l'aide de l'atténuateur, du déphaseur ainsi que du filtre. L'étalonnage en puissance est réalisé en calculant les pertes entre les plans du dispositif et les plans de mesure.

Ce banc présente deux intérêts. Tout d'abord, l'utilisation d'un AWG et d'un oscilloscope doit permettre de caractériser un dispositif non-linéaire avec d'autres types de signaux et d'avoir accès aux formes des signaux d'enveloppe.

Le second intérêt du banc réside dans la nature du signal mise en œuvre pour caractériser un dispositif en NPR. Celui-ci est identique à celui utilisé en simulation. On peut donc valider les principes et les biais des techniques de simulation du NPR

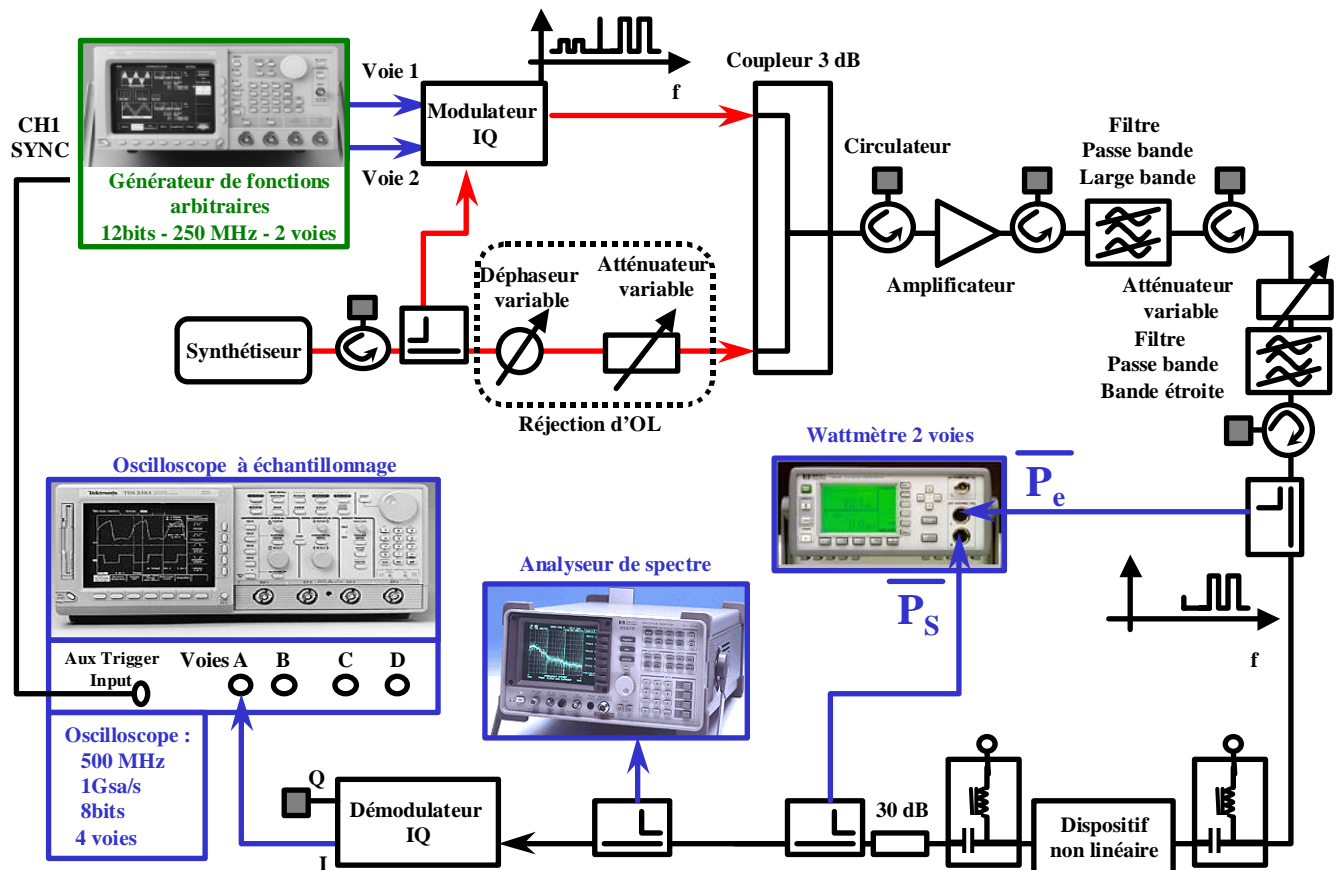


Figure I.16 – Synoptique du banc de mesure

I.3.2.3. - Comparaison

Il est intéressant de comparer les deux méthodes précédentes. Cela permet non seulement de valider les deux bancs simultanément mais également de valider les signaux utilisés pour la simulation.

Dans ce but, nous avons caractérisé en NPR un amplificateur en bande S sur le banc de mesure analogique développé à ALCATEL-SPACE-INDUSTRIES et le banc numérique développé à l'IRCOM. Cet amplificateur est présenté dans le chapitre IV. Nous l'avons caractérisé en NPR sur une bande de 20 MHz autour 2.18 GHz. Le signal numérique est

constitué de 10000 porteuses et d'un notch dont la largeur est 1 MHz. Les résultats de la caractérisation sont donnés Figure I.17. Les deux courbes se superposent parfaitement.

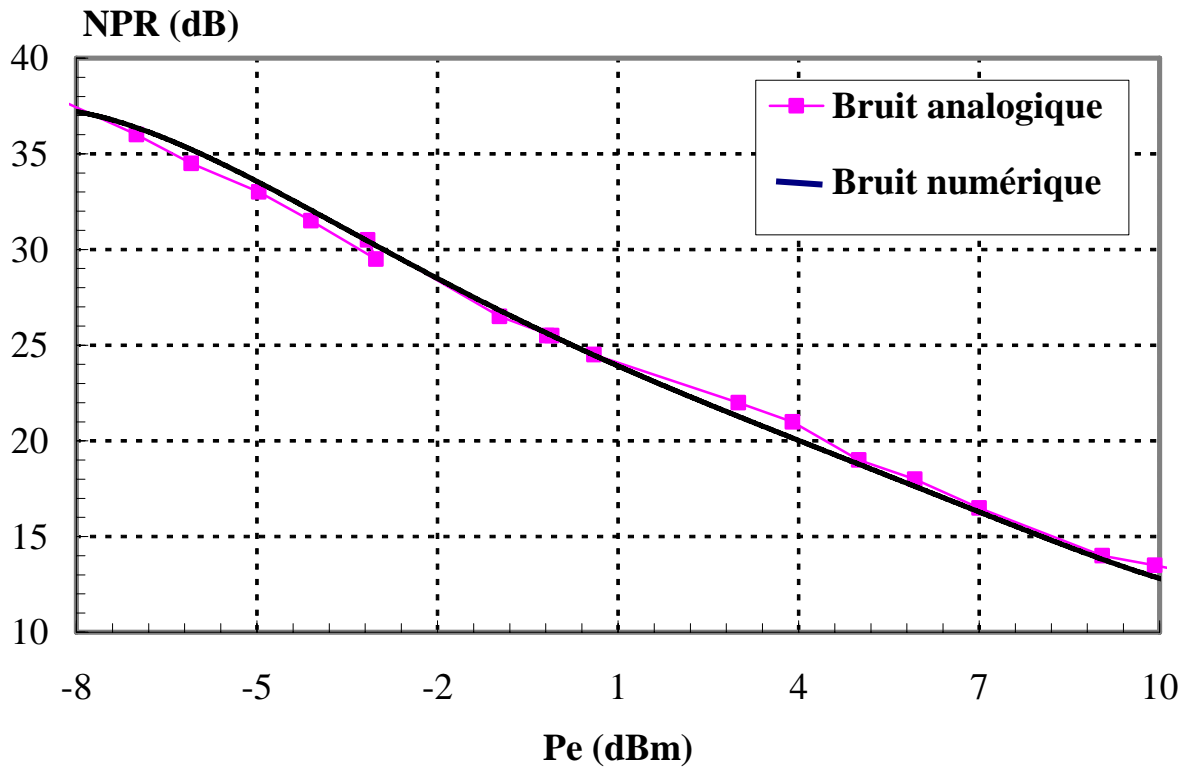


Figure I.17 – Comparaison des bancs de NPR

I.4. - TECHNIQUES DE SIMULATION DE NONLINEARITE EN PRESENCE DE SIGNAUX MULTIPORTEUSES

Les systèmes de communication font appel à un ensemble d'équipements très variés. Les sous systèmes réalisent les opérations de traitement numérique du signal, de modulation/démodulation, de transposition de fréquence et de rayonnement/réception.

La conception de chaque partie des équipements demande l'utilisation d'outils de simulation appropriés. Ainsi, il existe des techniques de simulation adaptées au traitement numérique, analogique ainsi que pour l'analyse des circuits dans le domaine micro-onde. La simulation du système elle-même utilise ces propres outils de simulation.

Nous nous sommes intéressés, de manière plus générale, aux techniques de simulation pouvant être utilisées pour la simulation de dispositifs non-linéaire excités par des porteuses modulées. Nous allons passer en revue des techniques d'analyse disponibles dans les outils de simulation actuelle :

- Gain complexe
- Analyse transitoire
- Analyse d'équilibrage harmonique [13]
- Analyse du transitoire d'enveloppe [14][15]

Nous verrons brièvement leurs principes de fonctionnement, ce qu'il est possible de faire avec chacune d'elles, ainsi que leurs limitations.

I.4.1. - GAIN COMPLEXE

Le gain complexe n'est pas en réalité une méthode de simulation, il désigne en fait le modèle simplifié d'un amplificateur non-linéaire d'analyse utilisé dans les simulateurs systèmes.

La technique du gain complexe est largement employée à l'heure actuelle pour la simulation des non-linéarités dans les simulateurs de type système. Elle est basée sur une analyse temporelle de l'enveloppe des signaux micro-ondes.

Nous pouvons décomposer de manière générale un signal modulé en fonction du spectre de modulation et de la fréquence porteuse.

$$\left\{ \begin{array}{l} x(t) = \hat{x}(t)e^{j\omega_0 t} \\ \hat{x}(t) : \text{enveloppe complexe du signal} \\ \omega_0 : \text{pulsation de la porteuse} \end{array} \right.$$

Si nous échantillonons l'enveloppe du signal, nous pouvons exprimer le signal $x(t)$ comme une somme de portions de sinusoïde auquel nous pouvons associer une amplitude et une phase correspondant à celles des échantillons temporels de l'enveloppe.

$$x(t) = \sum_{k=1}^N \hat{x}(kT)e^{j\omega_0 t}$$

Les harmoniques d'un amplificateur étant le plus souvent filtrés, la réponse à une excitation de type sinusoïdal, d'amplitude A et de phase φ , est une sinusoïde d'amplitude B et

de phase ϕ . La relation reliant l'entrée et la sortie à travers le rapport $G = \frac{Be^{j\phi}}{Ae^{j\varphi}}$ est appelée

gain complexe. La valeur du gain dépend uniquement de l'amplitude du signal d'entrée A .

A partir de la valeur de ce gain, il est possible de déterminer une technique de simulation permettant de simuler la réponse d'un système non-linéaire à une modulation.

Cette technique consiste à déterminer la réponse d'un amplificateur en échantillonnant dans le domaine temporel l'enveloppe du signal d'entrée (grandeur complexe) et en appliquant à chacun des échantillons le gain complexe correspondant à son amplitude. Les échantillons alors obtenus sont ceux de l'enveloppe du signal de sortie. Ce processus est illustré Figure I.18.

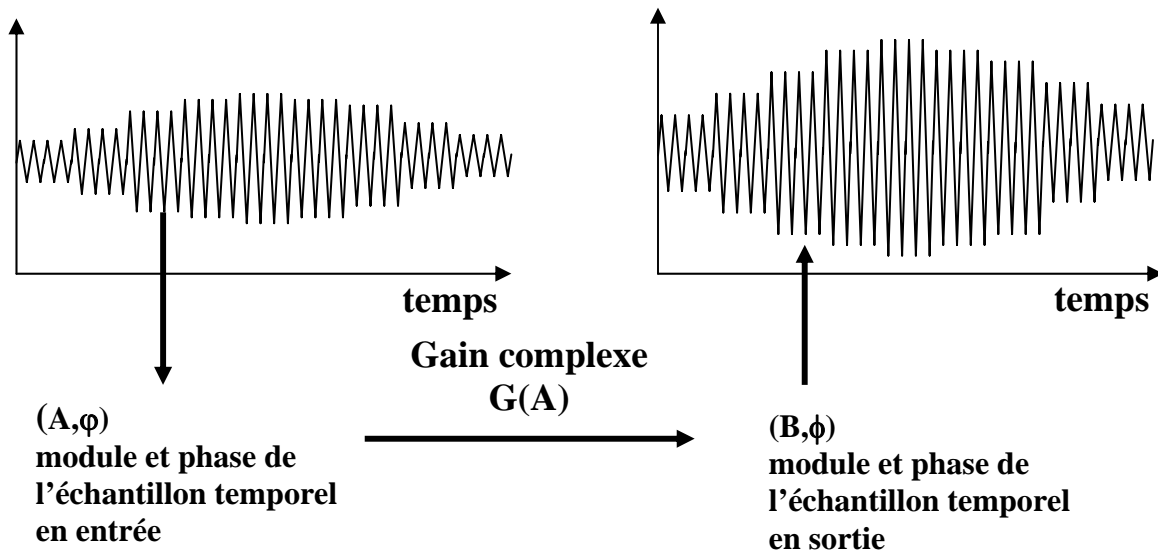


Figure I.18 – Principe d'analyse par le gain complexe

Les caractéristiques traditionnellement utilisées pour déterminer le gain complexe sont les courbes AM/AM et AM/PM. Ces courbes sont calculées pour un fonctionnement CW. Elles donnent accès au rapport de puissance et au déphasage entre l'onde de puissance incidente a_1 et transmise b_2 par un amplificateur adapté.

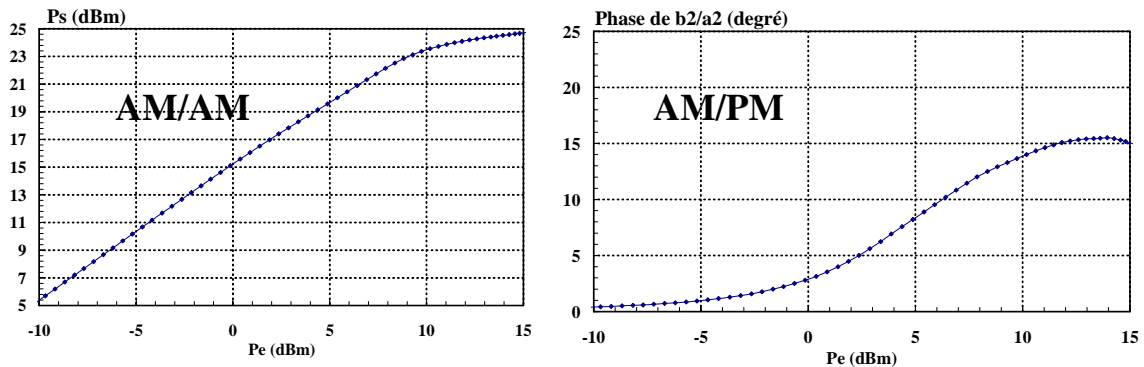


Figure I.19 Caractéristiques AM/AM et AM/PM d'un amplificateur

A partir de ces caractéristiques, le gain complexe $G(A) = |G|e^{j\varphi_G}$, associé à l'amplitude du signal d'excitation A , est défini par :

$$\begin{cases} P_e = \frac{1}{2} A^2 \\ |G| = \sqrt{\frac{P_s(P_e)}{P_e}} \\ \varphi_G = \text{phase} \left(\frac{b_2}{a_1}(P_e) \right) \end{cases}$$

Lorsque nous appliquons une telle méthode, nous faisons l'hypothèse que la réponse est quasi-statique. Ceci implique que la constante de temps du système doit être beaucoup plus courte que celle de la modulation appliquée. Quand ceci n'est pas le cas la réponse à un échelon de tension n'est plus un échelon de tension, le principe même de l'analyse est remis en cause. Sur la Figure I.20, nous avons représenté la réponse d'un système excité par un échelon. Nous pouvons voir que la constante de temps du système est de l'ordre de 10 ns. Pour une excitation présentant des variations très rapides, la réponse du système n'atteint jamais l'état établi.

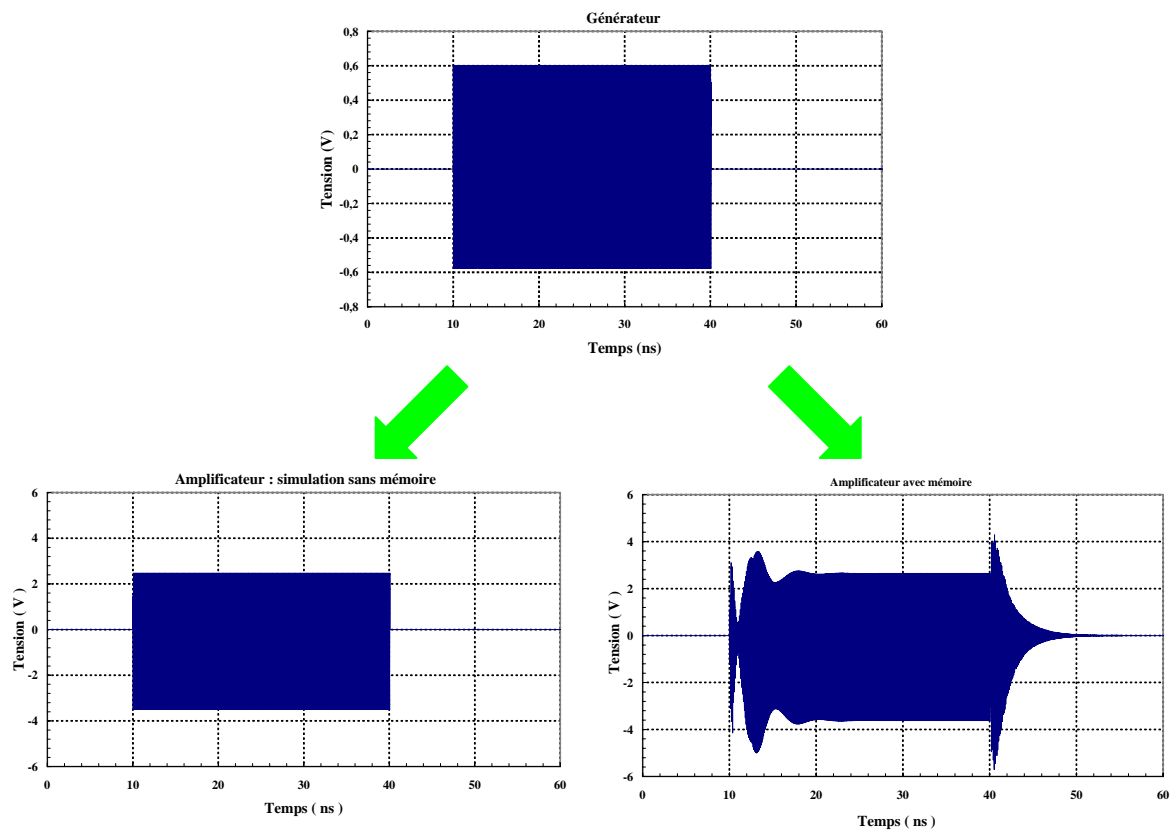


Figure I.20 – Réponse à un échelon d'un système avec et sans mémoire

En pratique les constantes de temps des systèmes réels sont suffisamment rapide vis à vis des modulations appliquées pour ne pas modifier la puissance des signaux. Toutefois ces perturbations se font beaucoup plus sentir lorsqu'on cherche à évaluer le rapport signal à bruit d'intermodulation. Pour illustrer ce problème, nous avons représenté la caractéristique d'intermodulation C/I_3 d'un amplificateur pour deux écarts de fréquence différents. Pour une modulation rapide (10 MHz) nous avons un rapport signal à bruit plus faible que pour une modulation lente (1 Hz).

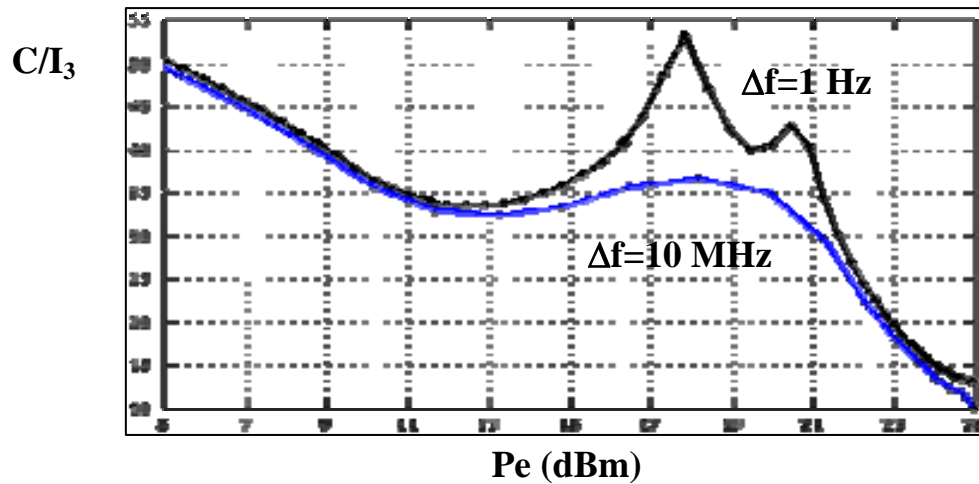


Figure I.21 – Influence des constantes de temps sur les produits d'intermodulation

Pour l'analyse de nombreux systèmes, il est donc primordial de tenir compte des effets de mémoire qui ne peuvent pas être pris en compte par les modèles basés sur les caractéristiques AM/AM et AM/PM.

Pour tenir compte de tous les phénomènes, il est alors nécessaire d'utiliser d'autres modèles et d'autres techniques d'analyse.

Avantages :

- **Simulation de système excité par des porteuses modulées**
- **Très faible occupation mémoire**
- **Simulation très rapide**
- **Pas de problème de convergence**

Limitations :

- **Circuits à mémoire séparable**

I.4.2. - ANALYSE TRANSITOIRE

Cette technique d'analyse est basée sur la décomposition d'un modèle électrique du circuit. Chaque élément linéaire constituant le circuit est représenté par un modèle équivalent composé de résistances et de générateurs. Ceci conduit à la formation de circuits purement résistifs. Un exemple de décomposition d'inductance et de capacité est représentée Figure I.22. Les valeurs des éléments du circuit dépendent de la valeur des courants et tensions à l'instant présent et précédent.

A partir du schéma équivalent ainsi obtenu la solution du système est résolue de proche en proche dans le domaine temporel. Si le circuit comporte des éléments non-linéaires la résolution du système à chaque instant t_n est effectuée avec des méthodes de résolution telles que Newton-Raphson.

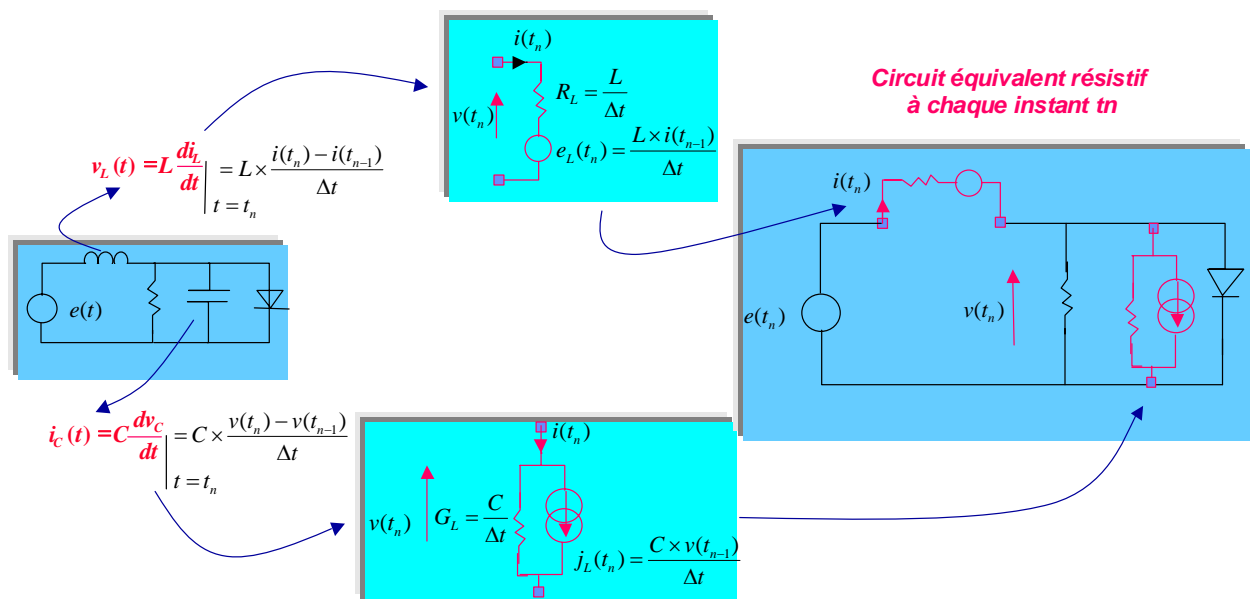


Figure I.22 – Principe d'analyse du transitoire

Les dérivés temporelles état approximatives,

Le système étant résolu dans le domaine temporel il est nécessaire de discrétiser finement la réponse pour ne pas faire d'erreur d'intégration numérique importante. La valeur du pas d'intégration doit être suffisamment petite devant la période de toutes les fréquences d'excitation.

Figure I.23 nous avons représenté la réponse transitoire d'un circuit excité par une impulsion RF de 13 GHz. L'état établi est atteint au bout de 50 ns. Pour la fréquence considérée, plus de 8000 échantillons temporels ont été nécessaires pour couvrir cette période.

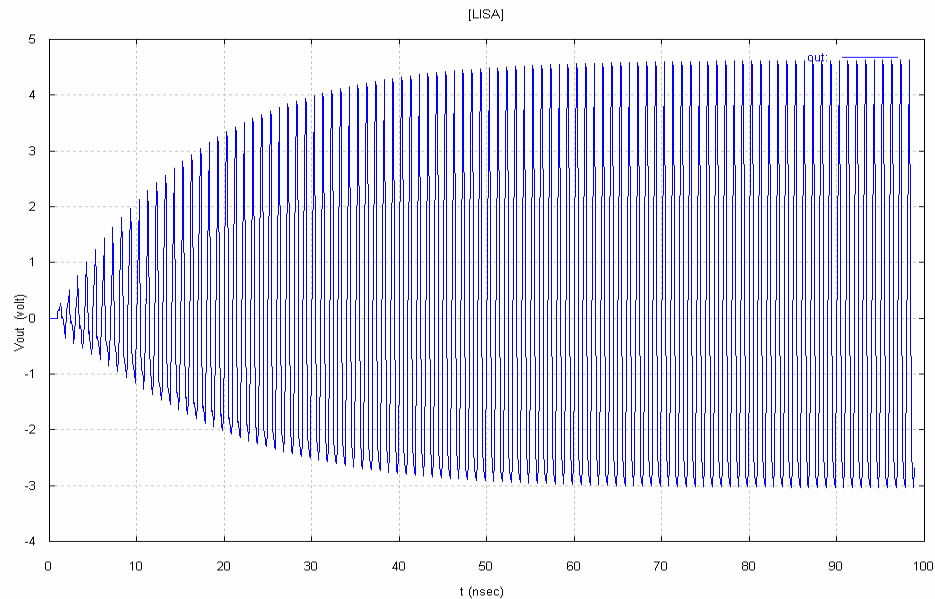


Figure I.23 – Réponse à une impulsion RF

Cette méthode d'analyse permet de simuler le comportement réel du circuit pour n'importe quel type d'excitation (périodique, impulsionnelle, modulation,...). Toutefois elle est surtout destinée à l'analyse de circuit à transitoire rapide.

Lorsque le transitoire est long devant la rapidité des signaux mis en jeu ou bien lorsque l'on a affaire à des mélanges de signaux de fréquences très différentes, ce principe se trouve mis en défaut pour des raisons de temps de calcul et de volume de mémoire nécessaire au stockage des instants. Ce qui exclut la simulation de systèmes excités par des porteuses modulées et travaillant dans le domaine des fréquences micro-ondes.

Avantages :

- **Simulation de système excité par des porteuses modulées**
- **Traitement de circuit très grand**

Limitations :

- **Etats établis et spectre peu précis**
- **Mélangeurs non-harmoniques : Temps et mémoire prohibitifs**

I.4.3. - EQUILIBRAGE HARMONIQUE

L'équilibrage harmonique est la technique d'analyse la plus utilisée pour la conception des circuits non-linéaires dans le domaine des fréquences micro-ondes. Le modèle électrique d'un circuit peut être décomposé en différents blocs regroupant :

- Les éléments linéaires
- Les sources non-linéaires
- Les générateurs
- Les commandes des sources non-linéaires

Cette décomposition aboutit au schéma présenté Figure I.24.

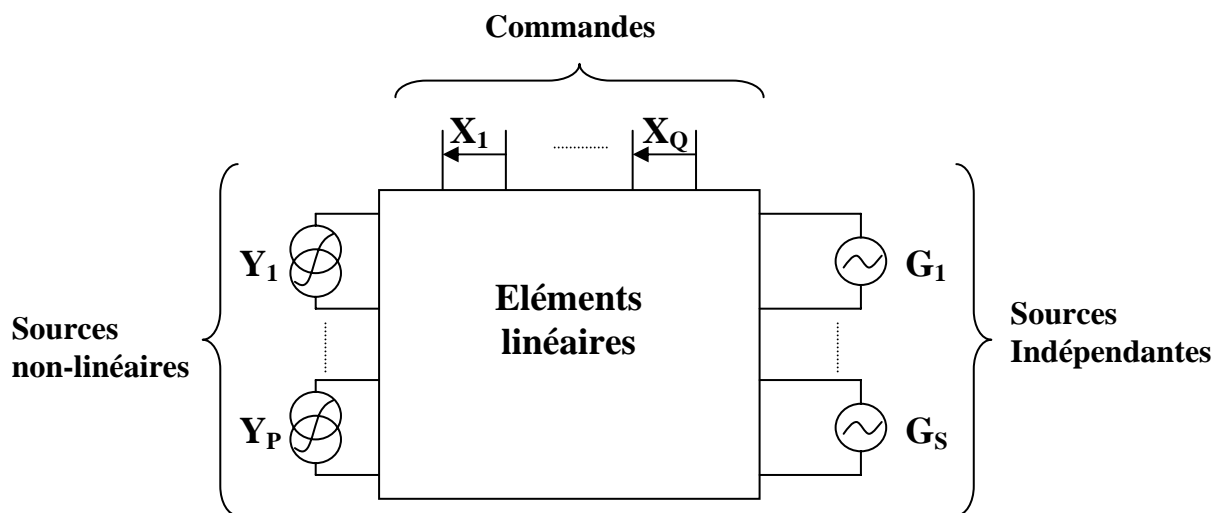


Figure I.24 –

A partir de ce schéma, il est possible de définir l'équation d'équilibrage harmonique donnée ci-dessous.

$$X_k = A_k Y_k(X) + B_k G_k$$

La partie linéaire est analysée dans le domaine fréquentiel tandis que la partie non-linéaire est traitée dans le domaine fréquentiel.

Les courants et tensions à l'interface des deux sous-circuits étant par définition identiques, on assure leur égalité à l'aide d'un processus itératif. Ceci constitue en fait la résolution d'une équation non-linéaire.

Avantages :

- **Simulation de systèmes excités par des porteuses modulées**
- **Traitement de circuit très grand**
- **Simulation rapide et précise**

Limitations :

- **Nombre de fréquence fondamentale inférieur à 3**
- **Mélangeurs non-harmoniques : Temps et mémoire prohibitifs**

I.4.4. - TRANSISTOIRE D'ENVELOPPE

Le principe de cette méthode repose sur la représentation de tout signal comme combinaison d'une haute fréquence, la porteuse, et d'une basse fréquence, la modulation :

$$z(t) = \sum_{k=-N}^N \hat{Z}_k(t) e^{jk\omega_0 t}, \quad \hat{Z}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-BW/2}^{+BW/2} \hat{Z}_k(\Omega) e^{jk\Omega t} d\Omega \quad (1)$$

où

$\hat{Z}_k(t)$ est l'enveloppe complexe de l'harmonique k de la porteuse à la fréquence ω_0 ,

BW est la largeur du spectre autour de la porteuse,

Ω est l'écart entre deux raies du spectre du signal d'excitation.

Si l'on se place dans une approximation bande étroite pour simplifier la formulation, l'équation d'équilibrage, décrite précédemment, s'écrit de la manière suivante :

$$\hat{X}_k(j\omega) = \left\{ A(jk\omega_0) + j(\omega - k\omega_0) \frac{dA}{dj\omega} \Big|_{\omega=k\omega_0} \right\} \hat{Y}_k(j\omega) + \left\{ B(jk\omega_0) + j(\omega - k\omega_0) \frac{dB}{dj\omega} \Big|_{\omega=k\omega_0} \right\} \hat{G}_k(j\omega) \quad (2)$$

avec $|\omega - k\omega_0| \leq BW/2$. Dans le domaine temporel cette équation devient une équation différentielle du premier ordre régissant la dynamique des enveloppes des harmoniques $k\omega_0$:

$$\hat{X}_k(t) = \alpha_{k0} \hat{Y}_k(t) + \beta_{k0} \hat{G}_k(t) + \alpha_{k1} \frac{d\hat{Y}_k(t)}{dt} + \beta_{k1} \frac{d\hat{G}_k(t)}{dt}, \quad -N \leq k \leq N \quad (3)$$

Sur cette équation nous pouvons appliquer la méthodologie de discrétisation appliquée à l'intégration temporelle (intégration par rectangle) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \hat{X}_k(t_n) = \alpha_{k0} \hat{Y}_k(t_n) \\ \quad + \beta_{k0} \hat{G}_k(t_n) + \frac{\alpha_{k1}}{\Delta t} (\hat{Y}_k(t_n) - \hat{Y}_k(t_{n-1})) \\ \quad + \frac{\beta_{k1}}{\Delta t} (\hat{G}_k(t_n) - \hat{G}_k(t_{n-1})) \\ -N \leq k \leq N \end{array} \right. \quad (4)$$

Pour utiliser aux mieux les méthodes précédentes, la dynamique BF est traitée par intégration temporelle tandis que la dynamique HF est traitée par équilibrage harmonique, à chaque pas de temps. Le coût de calcul est ainsi proportionnel au cube du nombre d'harmoniques de la porteuse uniquement, ce qui autorise la simulation de circuit non analysable par équilibrage harmonique pur.

Cette méthode repose sur l'hypothèse que la réponse en fréquence autour du fondamental varie peu (approximation bande étroite). Toutefois, il est possible d'étendre cette méthode en faisant un développement des matrices A et B à un ordre supérieur.

Le comportement des enveloppes autour de chaque harmonique étant pris en compte cette méthode est particulièrement adaptée à la simulation de systèmes à mémoire non-séparable excités par des modulations multiporteuses dans le domaine des fréquences micro-ondes.

Avantages :

- **Simulation de système excité par des porteuses modulées**
- **Faible occupation mémoire**
- **Simulation rapide**
- **Intégration des effets de mémoire**

Limitations :

- **Modulation bande étroite**
- **Nombre restreint de transistor**

I.4.5. - SIMULATION DE BANC DE LOAD-PULL MULTIPORTEUSE

Pour caractériser les amplificateurs en linéarité et consommation nous avons développé un outil de simulation permettant l'optimisation des impédances de charges d'un transistor pour un fonctionnement CW et deux porteuses (équilibre harmonique) et un fonctionnement multiporteuse (Transitoire d'enveloppe). Ce simulateur doit nous permettre de dégager des corrélations entre un fonctionnement à une ou deux porteuses et un fonctionnement à porteuse modulée. Les méthodologies couramment utilisées pour l'optimisation d'un transistor sont la technique des générateurs de substitution et la technique de type Load-Pull multiharmonique.

La technique des générateurs de substitution est un outil très pratique pour l'optimisation en fonctionnement à une porteuse. Elle permet de générer facilement les formes d'ondes temporelles adéquates aux accès du transistor. Toutefois sa généralisation à un fonctionnement multiporteuse n'est pas envisageable du fait de la complexité des signaux. Nous avons choisi d'utiliser la technique du Load-Pull multiharmonique décrite Figure I.25.

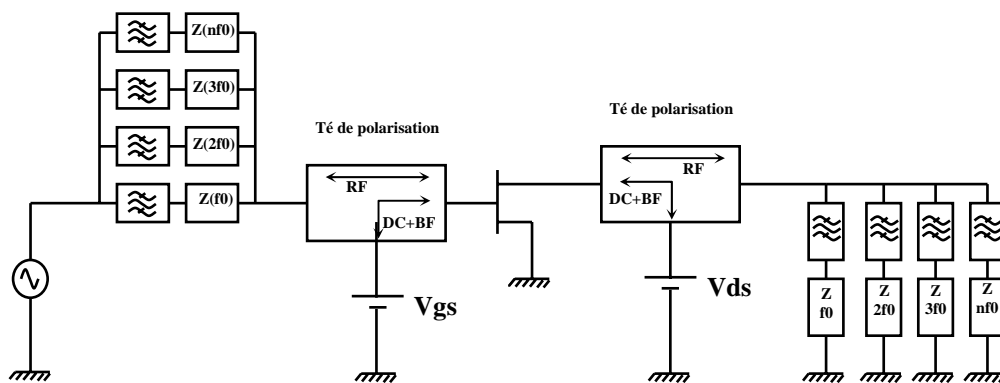


Figure I.25 – Simulateur « Load-Pull multiharmonique »

Elle consiste à synthétiser des charges aux différentes harmoniques sous formes de coefficients de réflexion .

$$Z(nf_0) = Z_0 \frac{1 + \rho(nf_0)}{1 - \rho(nf_0)} \quad \text{avec} \quad \begin{cases} \rho(nf_0) = \rho_0(nf_0) + \partial\rho(nf_0) \\ \partial\rho(nf_0) = \partial\rho_0(nf_0) * e^{j\varphi(nf_0)} \end{cases}$$

$Z(nf_0)$: impédance de charge synthétisée à la fréquence nf_0

$\rho_0(nf_0)$: Coefficient de réflexion de l'impédance de désadaptation à nf_0

$\partial\rho_0(nf_0)$: module de $\partial\rho$ à la fréquence nf_0

$\varphi(nf_0)$: phase de $\partial\rho$ à la fréquence nf_0

Les paramètres d'optimisation de cette charge sont le module et la phase de $\partial\rho$. Les lieux des impédances synthétisées par cette méthode sont sur un abaque de Smith, des cercles de rayon $\partial\rho$ centrés autour la désadaptation engendrée par ρ_0 . Nous pouvons voir deux répartitions différentes Figure I.11. La première répartition permet de synthétiser toutes les impédances de l'abaque de Smith. Cette répartition est adaptée à la localisation d'impédances optimales au fondamental mais également aux harmoniques puisqu'elle permet de synthétiser des impédances à fort coefficient de réflexion, lieu des impédances optimales aux harmoniques. La deuxième répartition permet d'améliorer la distribution locale de charge. Par la suite les répartitions de charge seront conformes à celles présentées Figure I.11. Les impédances seront supposées constantes autour de chaque harmonique sur les bandes

$$\left[nf_0 - \frac{f_0}{2}; nf_0 + \frac{f_0}{2} \right] \quad \text{avec } n \in \mathbb{N}.$$

Ce banc de test simulé a été implémenté sur le logiciel LISA (Limoges Spectral Analysis) qui offre la possibilité de faire des simulations en transitoire d'enveloppe mais également celle de programmer les outils nécessaires au développement de ce type d'analyse. A l'heure actuelle, seul deux produits commerciaux ont développé le transitoire d'enveloppe : MDS7 et ADS (non disponible dans notre laboratoire lors de cette étude). Sur le logiciel MDS nous nous sommes heurté à un environnement rigide et non adapté à ce type de simulation. De plus nous avons rencontré beaucoup de problèmes de convergence qui nous ont contraint à abandonner ce support.

I.5. - CONCLUSION

Ce premier chapitre présente les outils mis à la disposition des ingénieurs de conception pour réaliser des fonctions électroniques non linéaires. Des simulations précises ne peuvent être envisagées qu'avec l'aide de modèles, de caractérisations et de méthodes d'analyses adaptées.

Les bancs actuels de caractérisation permettent de faire des modélisations fines du transistor. Grâce aux mesures hyperfréquence en impulsions, des modèles incluant les effets dispersifs tel que les effets de pièges et les effets thermiques ont été développés. Une étude basée sur ce type de modèle nous a permis de mettre en évidence l'influence non négligeable de ces différents effets sur la linéarité à travers le rapport C/I_3 .

La validité des modèles non linéaires ne peut être envisagée qu'à l'aide de mesures complémentaires. Ces mesures sont généralement effectuées à une et deux porteuses sur des bancs de mesures load-pull multiharmonique.

Toutefois, les systèmes de caractérisation fonctionnelle non-linéaire en fonctionnement à une et deux porteuses ne sont pas suffisant pour caractériser convenablement la linéarité d'un amplificateur excité par des signaux modulés.

Le développement de banc de caractérisation multiporteuse offre donc de nouvelles perspectives. Au cours de ce chapitre nous avons déjà pu valider l'approche que nous avons utilisée en simulation.

Pour la simulation de circuit fonctionnant en régime multiporteuse, une nouvelle technique s'impose. Cette technique, le transitoire d'enveloppe, permet la simulation de signaux modulés avec un temps et coût de calcul raisonnable. Grâce à elle, nous avons pu nous intéresser à l'analyse en NPR de transistor.

Ces développements font l'objet des chapitres suivants.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **J.P. TEYSSIER**
“Caractérisation en impulsions des transistors micro-ondes : application à la modélisation non linéaire pour la CAO des circuits”
Thèse de doctorat de l’université de LIMOGES, 1994
- [2] **J.P VIAUD**
“Modélisation non-linéaire de transistors microondes. Application à la conception d’amplificateurs de puissance en technologie M.M.I.C.”
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, n°16-96, 8 mars 1996
- [3] **Z. OUARCH, J.M. COLLANTES, J.P. TEYSSIER, R.QUERE**
“Measurements based nonlinear electrothermale modeling of GaAs FET with dynamical trapping effects.”
IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, pp. , Baltimore 1998
- [4] **F. BLACHE, J.M. NEBUS, P. BOUYSSSE, J.P. VILLOTTE**
“ A novel computerized multiharmonic active load-pull system for the optimization of high efficiency operating classes in power transistors.”
IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. TH1C-3, pp 1037-1040, Orlando FL, May. 1995.
- [5] **Z. OUARCH**
“Caractérisation et modélisation des effets de pièges et thermiques des transistors à effet de champs sur AsGa : application à la simulation de la dynamique lente des circuits non-linéaires micro-ondes.”
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, n°9-99, 28 janvier 1999

[6] **J.M. COUPAT**

“Synthèse expérimentale d’impédances par la technique de la charge active : application à la conception d’un système de caractérisation de composants microondes de puissance fortement désadaptés.”

Thèse de doctorat de l’Université de LIMOGES, n°46-94, 1994

[7] **A. FERRERO, U. PISANI**

“A generalized load-pull system”

European Microwave Conference Proceedings, pp. 449-452,1995

[8] **D BARATAUD**

“Etude et conception de systèmes de caractérisation fonctionnelle dans le domaine temporel des transistors de puissance radiofréquences et microondes.”

Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, n°42-98, 13 octobre 1998

[9] **F. BRASSEAU**

"Rapport d’étude d’un banc de mesure NPR".

Rapport interne. ALCATEL-SPACE-INDUSTRIES– Section Métrologie Hyper REP
– Mars 1995

[10] **F. BRASSEAU, L. CHAPUS, G. MICHAUD, A. DARBANDI**

“Réalisation d’un banc de mesures NPR large bande”

10èmes Journées Nationales Micro-ondes, 4D20, pp. 454-455, Saint-Malo, mai 1997

[11] **D.BARATAUD, A. MALLET, J.C. LALAUERIE, L. LAPIERRE, J. SOMBRIN, T. REVEYRAND, J.M. NEBUS**

“A new measurement system for large bandwidth NPR characterization of satellite transponders SSPAs.

Fifth European Conference on Satellite Communications, Proceedings, 1999

- [12] **R. HAJJI, F. BEAUREGARD, F. GHANNOUCHI**
“Multitone Power and intermodulation Load-Pull characterization of microwave transistors suitable for linear sspa’s design
IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 7, July 1997
- [13] **M. GAYRAL**
“Contribution à la simulation des circuits non-linéaires micro-ondes par la méthode de l’équilibrage harmonique et spectrale
Thèse de doctorat de l’Université de Limoges, décembre 1987, N°64-87
- [14] **E. NGOYA, R. LARCHEVÊQUE**
“Simulation of microwave communication circuits and systems by envelope and compressed transient method”
Proceedings of GaAs96, June 96, Paris.
- [15] **E. NGOYA, R. LARCHEVÊQUE**
“Envelope transient analysis: a new method for the transient and steady state analysis of microwave communication circuits and systems.”
Proceedings of the IEEE MTT9, TH2B2, pp.1365-1368, June 1996.

CHAPITRE II

CONSIDERATIONS GENERALES SUR LA LINEARITE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

II.1. - INTRODUCTION

Les évolutions conjointes de la CAO des circuits non-linéaires et des modèles des composants ont permis l'analyse et la conception plus fine de nombreux circuits non-linéaires micro-ondes tel que les amplificateurs de puissance, oscillateurs, mélangeurs, ...

Dans ce domaine, les simulateurs les plus utilisés pour la conception des circuits sont basés sur le principe de l'analyse par équilibrage harmonique.

Avec cette technique, il a été possible d'aborder l'optimisation de dispositifs non-linéaires excités par 1,2 voir 3 porteuses. Toutefois le manque de corrélation entre ce type de fonctionnement et un fonctionnement en porteuses modulées ne permet pas de définir des facteurs de mérite pertinents.

L'apparition de nouvelles techniques tel que le transitoire d'enveloppe, technique qui permet la simulation de signaux modulés avec un coût temps et mémoire raisonnable, ont permis l'émergence dans le domaine de la conception de critères plus adaptés à la caractérisation des systèmes traitant des porteuses modulées (multiplex fréquentiel et temporel, modulation numérique, signaux à spectre étalés).

Dans la conception des systèmes de communications l'un des critères majeur est la linéarité, c'est à dire la faculté de transmettre l'information sans distorsion. Les facteurs de mérite permettant de refléter la linéarité utilisée pour notre étude sont le « Noise Power Ratio » (NPR) et le rapport d'intermodulation C/I_3 .

Nous analyserons et comparerons l'intérêt des différents facteurs de mérite. Cette analyse a pour objectif de mettre en lumière l'importance du NPR dans les systèmes de communication modernes.

II.2. - GENERALITES

De nombreux facteurs de mérite permettent d'estimer le comportement non-linéaire d'un amplificateur par exemple :

- Points de compression et distorsion harmonique
- Rapport C/I_3 et point d'interception d'ordre 3 : IP_3
- Noise Power Ratio (NPR)
- Adjacent Channel Power Rejection (ACPR)

C'est le mode de fonctionnement final du système qui détermine le facteur de linéarité le plus approprié, selon la nature du signal mis en jeu.

II.3. - POINT DE COMPRESSION ET DISTORSION HARMONIQUE

A partir d'une excitation à une porteuse, deux facteurs de linéarité peuvent être établis. Le premier est le point de compression à 1 dB qui est défini par la puissance à laquelle la caractéristique P_s/P_e s'affaisse de 1 dB par rapport à l'extrapolation du comportement petit signal. Le second est la distorsion harmonique qui est le rapport entre la puissance au fondamental et la puissance à l'harmonique deux (ou supérieur).

Ces deux facteurs sont illustrés Figure II.1.

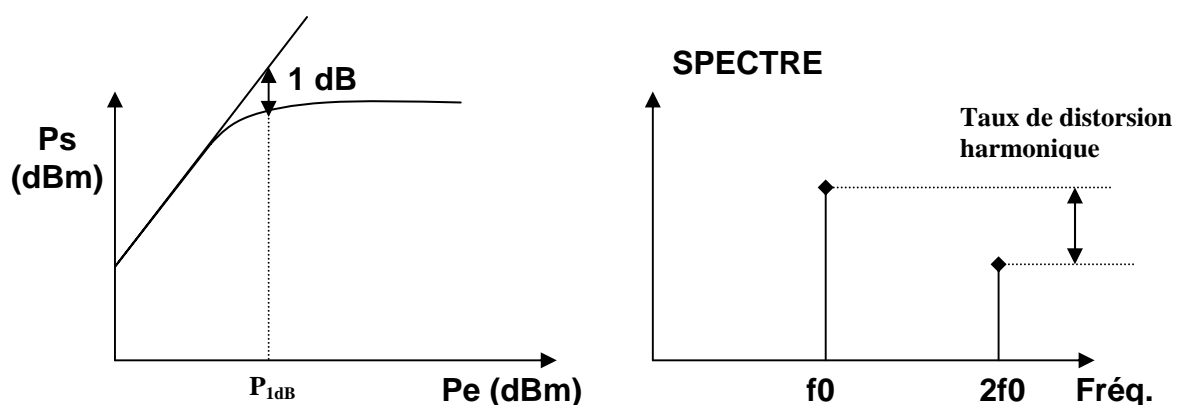


Figure II.1 – Point de compression et taux harmonique

II.4. - INTERMODULATION

Lorsque plusieurs porteuses monochromatiques sont amplifiées simultanément par un élément non-linéaire, on obtient à la sortie, en plus des porteuses d'entrée, des signaux indésirables appelés produits d'intermodulation. Leurs fréquences sont des combinaisons linéaires des fréquences d'entrée ($f_1 \dots f_N$) :

$$f_x = m_1 f_1 + m_2 f_2 + \dots + m_N f_N$$

Ces combinaisons sont obtenues pour toutes les Nuplets (m_1, \dots, m_N) avec m_i entier positif, négatif ou nul. Certains de ces produits retombent dans la bande du signal utile et comme ils ne peuvent être filtrés, ils viennent perturber irrémédiablement le signal. La quantification de l'impact de ces produits devient nécessaire. En pratique on définit l'ordre d'un produit d'intermodulation par la valeur $x = |m_1| + \dots + |m_N|$. Cette valeur est utile pour déterminer les combinaisons de fréquence donnant naissance à des produits retombant dans la bande du signal. Ainsi seul les combinaisons donnant une valeur de x impaire sont gênantes car elles retombent dans la bande de l'amplificateur.

II.4.1. - PRODUITS D'INTERMODULATION A DEUX PORTEUSES : IP_3 , C/I_3

Nous avons représenté Figure II.2 le spectre de sortie d'une non-linéarité excitée par un signal constitué de deux porteuses pures. Nous y avons fait figurer uniquement les produits d'intermodulation jusqu'à l'ordre 3. Nous pouvons voir qu'en plus de la distorsion harmonique, certaines raies retombent autour des fréquences d'excitation. Le rapport entre la puissance de ces raies et du signal utile constitue un facteur de mesure de linéarité qui peut être exprimé selon les besoins de différentes manières.

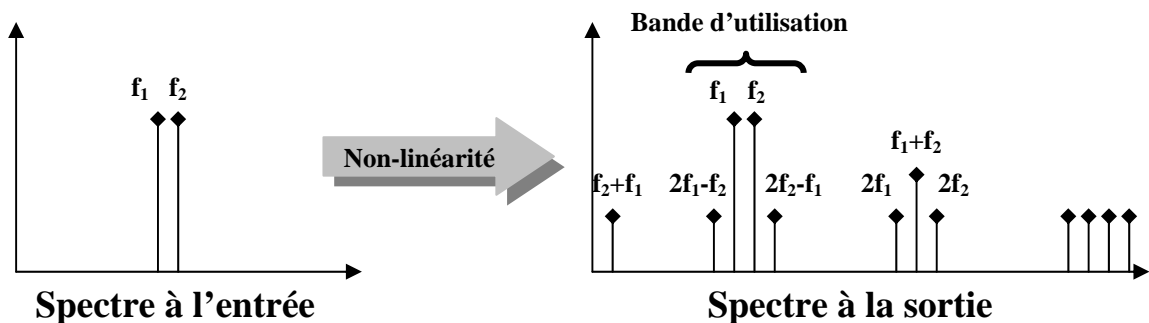


Figure II.2 – Spectre en entrée et en sortie d'une non-linéarité

Pour un comportement petit signal, l'évolution de la puissance de chacune des raies du spectre suit une loi linéaire. Lorsque la puissance d'entrée croît de 1 dB, la puissance utile du signal de sortie (somme de la puissance des raies aux fréquences f_1 et f_2) croît de 1 dB. Par contre la somme des puissances des deux raies aux fréquences $2f_1-f_2$ et $2f_2-f_1$, croît de 3dB. Si l'amplificateur conservait ces caractéristiques à fort signal il existerait un point où la puissance d'intermodulation d'ordre 3 serait égale à la puissance du signal utile (Figure II.5). Ce point est appelé IP_3 (Point d'interception d'ordre 3). Plus l'ordonnée de ce point est élevée, plus l'amplificateur est linéaire. Toutefois cette constatation reste valable tant que l'évolution des puissances reste quasi- linéaire en fonction de la puissance d'entrée. Au-delà le point d'interception d'ordre 3 ne permet pas de juger de la linéarité d'un amplificateur. Pour beaucoup de système ce facteur cesse d'être valide pour des rapports signal à bruit inférieur à 50 dB.

Pour des valeurs plus faibles il est nécessaire d'avoir recourt directement à la valeur du rapport signal à bruit. Pour un signal à deux porteuses ce rapport est généralement défini par le rapport entre la puissance de sortie du signal et la puissance des raies d'intermodulation d'ordre 3 appelée C/I_3 . Contrairement à l' IP_3 , ce rapport dépend du niveau d'excitation. A bas niveau il suit une loi linéaire de pente -2dB/dB avant de se dégrader rapidement à fort niveau (Figure II.5). Ce rapport a longtemps été utilisé en conception pour la caractérisation des systèmes non-linéaires car la mesure expérimentale et la simulation de celui-ci sont relativement aisées. Toutefois ce facteur est insuffisant pour caractériser de manière précise le rapport signal à bruit lorsque le système est excité par des signaux modulés plus complexes.

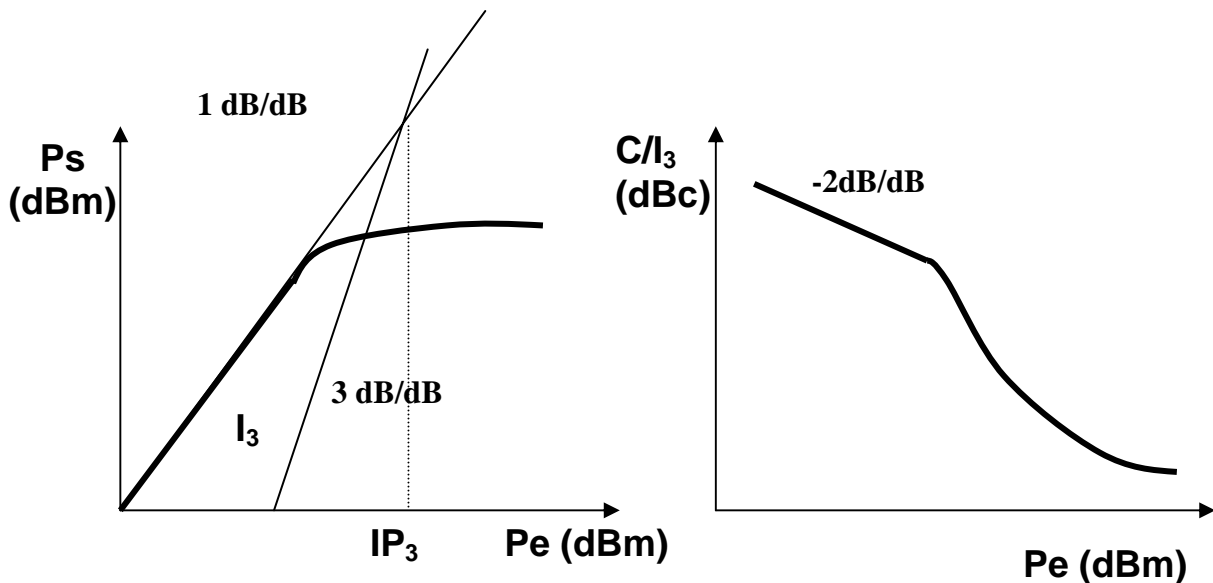


Figure II.3 – Facteur de linéarité IP_3 , C/I_3

II.4.2. - PRODUITS D'INTERMODULATION A N PORTEUSES

II.4.2.1. - Développement mathématique

L'étude mathématique du comportement en intermodulation d'un amplificateur est en pratique très difficile, voire impossible. Passée la difficulté de la modélisation, les calculs s'avèrent très laborieux (même pour un ordinateur) et il est souvent nécessaire d'avoir recours à des hypothèses simplificatrices.

Ainsi une approximation de type limiteur parfait est couramment adoptée [1]-[9]. Malgré cela, les calculs ne peuvent être menés à terme qu'à l'aide de développements limités.

Même si ces approximations ne permettent pas l'étude satisfaisante d'un amplificateur réel ces modèles permettent toutefois de dégager des tendances générales.

II.4.2.1.1. - Modèle polynomial

Prenons le cas d'une non linéarité sans mémoire représentée par un développement polynomial de degré impair.

$$y(t) = a_1x(t) + a_3x(t)^3 + a_5x(t)^5 + \dots \quad (5)$$

où x est le signal d'entrée et y le signal de sortie.

Cette représentation est suffisante pour étudier le comportement en intermodulation de n'importe quel polynôme puisque seuls les puissances impaires génèrent des produits d'intermodulation dans la bande du signal d'entrée.

Si le signal d'entrée d'un tel amplificateur est composé de plusieurs sinusoides

$$x(t) = a \cos(\omega_1 t) + b \cos(\omega_2 t) + c \cos(\omega_3 t) + \dots \quad (6)$$

Le signal de sortie du au terme a_1x sera l'image amplifiée du signal d'entrée, tandis que les autres termes donneront naissance à des raies parasites ayant des fréquences égales à des combinaisons linéaires des fréquences du signal d'entrée.

Les amplitudes de ces distorsions dépendent des amplitudes des raies d'entrée et des valeurs des termes constants a_1, a_3, a_5 , etc (cas simplifié où les phases à l'origine des porteuses sont fixées à zéro).

Une méthode pour évaluer ces amplitudes consiste à substituer l'équation (2) dans l'équation (1) et à réduire les puissances de $(\cos(\omega_1 t))^n$ en somme de cosinus.

Le nombre de termes croît rapidement en fonction du nombre de porteuse et du degré du polynôme. Il est possible de dénombrer le nombre de produits d'intermodulation en les classifiant suivant leurs ordres et le type de recombinaison (Tableau 1).

Type de produit	Ordre	Nombre de produits de ce type	n=5	n=10
$2f_1-f_2$	3	$n(n-1)$	20	90
$f_1+f_2-f_3$		$\frac{1}{2}n(n-1)(n-2)$	30	360
$3f_1-2f_2$	5	$n(n-1)$	20	90
$2f_1+f_2-2f_3$		$n(n-1)(n-2)$	60	720
$3f_1-f_2-f_3$		$\frac{1}{2}n(n-1)(n-2)$	30	360
$2f_1+f_2-f_3-f_4$		$\frac{1}{2}n(n-1)(n-2)(n-3)$	60	2520
$f_1+f_2+f_3-f_4-f_5$		$\frac{1}{12}n(n-1)(n-2)(n-3)(n-4)$	10	2520
Total=			230	6660

Tableau 1 – Dénombrement des produits d'intermodulation

En ne répertoriant que les termes qui retombent dans la bande du signal d'entrée une non-linéarité d'ordre 5 excitée par un signal à 10 porteuses génère 6660 produits d'intermodulation. Lorsque le nombre n de porteuses à l'entrée est grand, le nombre de produits d'intermodulation d'ordre 3 varie comme n^3 et celui des produits d'ordre 5 comme n^5 .

Dans le cas particulier où toutes les porteuses ont la même amplitude (A) et la même phase à l'origine, l'analyse de ce système se réduit à l'évaluation de la puissance des produits d'intermodulation suivant leur ordre et leur type (tous les produits d'intermodulation d'un même type ont la même amplitude) et à leur dénombrement suivant leur position fréquentielle. Notons n le nombre de porteuses et $P_{ti} = \frac{1}{2}nA^2$ la puissance du signal d'entrée.

D'après [2] Nous avons alors :

➤ Puissance de chaque porteuse

$$a_1 \sqrt{\left(\frac{2P_{ti}}{n}\right)} \left[1 + 3 \frac{a_3}{a_1} \left(\frac{P_{ti}}{n}\right) \left(n - \frac{1}{2}\right) + 15 \frac{a_5}{a_1} \left(\frac{P_{ti}}{n}\right)^2 \left\{ \frac{1}{6} + (n-1)(n-2) + \frac{3}{2}(n-1) \right\} \right. \\ \left. + 105 \frac{a_7}{a_1} \left(\frac{P_{ti}}{n}\right)^3 \left\{ (n-1)(n-2)(n-3) + 3(n-1)(n-2) + \frac{34}{24}(n-1) + \frac{1}{24} \right\} + \dots \right]$$

- Puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 du type $2f_1-f_2$

$$\frac{3}{4} a_3 \left(\frac{2P_{ti}}{n} \right)^{3/2} \left[1 + \frac{2}{3} \frac{a_5}{a_3} \left(\frac{P_{ti}}{n} \right) \{12.5 + 15(n-2)\} \right. \\ \left. + 105 \frac{a_7}{a_3} \left(\frac{P_{ti}}{n} \right)^2 \left\{ (n-2)(n-3) + \frac{13}{6}(n-2) + \frac{7}{12} \right\} + \dots \right]$$

- Puissance des produits d'intermodulation d'ordre 3 du type $f_1+f_2-f_3$

$$\frac{3}{2} a_3 \left(\frac{2P_{ti}}{n} \right)^{3/2} \left[1 + 10 \frac{a_5}{a_3} \left(\frac{P_{ti}}{n} \right) \left\{ \frac{3}{2} + (n-3) \right\} \right. \\ \left. + 210 \frac{a_7}{a_3} \left(\frac{P_{ti}}{n} \right)^2 \left\{ 1 + \frac{7}{4}(n-3) + \frac{1}{2}(n-3)(n-4) \right\} + \dots \right]$$

- Puissance des produits d'intermodulation d'ordre 5 du type $3f_1-2f_2$

$$\frac{5}{8} a_5 \left(\frac{2P_{ti}}{n} \right)^{5/2} \left[1 + \frac{49}{4} \frac{a_7}{a_5} \left(\frac{P_{ti}}{n} \right) \left\{ 1 + \frac{12}{7}(n-2) \right\} + \dots \right]$$

Dans le cas où les porteuses sont uniformément réparties (écart fréquentiel fixe entre chaque porteuse), les produits d'intermodulation issus des distorsions d'ordre impair coïncident avec les porteuses. Le nombre de produits tombant sur chaque porteuse dépend de l'ordre de la distorsion et du nombre de porteuses.

Le nombre de produits d'intermodulation d'ordre 3 du type $2f_1-f_2$ tombant sur la $r^{\text{ème}}$ porteuse est :

$${}^r D_n = \frac{1}{2} \left[n - 2 - \frac{1}{2} \{1 - (-1)^n\} (-1)^r \right]$$

Le nombre de produits d'intermodulation d'ordre 3 du type $f_1+f_2-f_3$ tombant sur la $r^{\text{ème}}$ porteuse est :

$${}^r D_n = \frac{r}{2} [n - r + 1] + \frac{1}{4} [(n-3)^2 - 5] - \frac{1}{8} [1 - (-1)^n] [-1]^{n+r}$$

Ces résultats permettent l'analyse du fonctionnement faiblement non-linéaire d'une non-linéarité sans mémoire en fonction du nombre de porteuses.

II.4.2.1.2. - Répartition du bruit d'intermodulation dans la bande

Dans le cas d'une excitation pour lequel le fonctionnement du dispositif est faiblement non-linéaire, les produits d'intermodulation d'ordre 3 sont prédominants. La connaissance du nombre et de la puissance de chacun des produits permet de calculer la répartition du bruit d'intermodulation dans la bande.

Lorsque le nombre n de porteuses augmente les produits d'intermodulation du type $f_1+f_2-f_3$ sont plus nombreux (variation en n^2) et plus puissants que les produits d'intermodulation du type $2f_1-f_2$ (variation en n).

De plus dans le cas particulier étudié tous les produits d'intermodulation d'un même type ont la même amplitude.

Il découle de ceci que la distribution des produits d'intermodulation tend pour un grand nombre de porteuses vers $(3/8)n^2$ au centre de la bande ($r=n/2$) alors qu'en bord de bande ($r = 0$ ou $r = n$) leur nombre tend vers $n^2/4$.

La différence de puissance entre le centre et le bord est donc de $10\log\left(\frac{(3/8)n^2}{n^2/4}\right) = 10\log\left(\frac{3}{2}\right) \approx 1.8 \text{ dB}$

Le nombre moyen de produit dans la bande est égale à $\frac{1}{n} \sum_{r=0}^n r D_n$. Ce terme est proche de $(2/3)n^2$ pour n grand. L'écart entre la puissance maximum (au centre de la bande) et la puissance moyenne vaut $\log\left(\frac{2}{3} - \frac{3}{8}\right) \approx 0.53 \text{ dB}$. Ce rapport peut être considéré comme un facteur de forme.

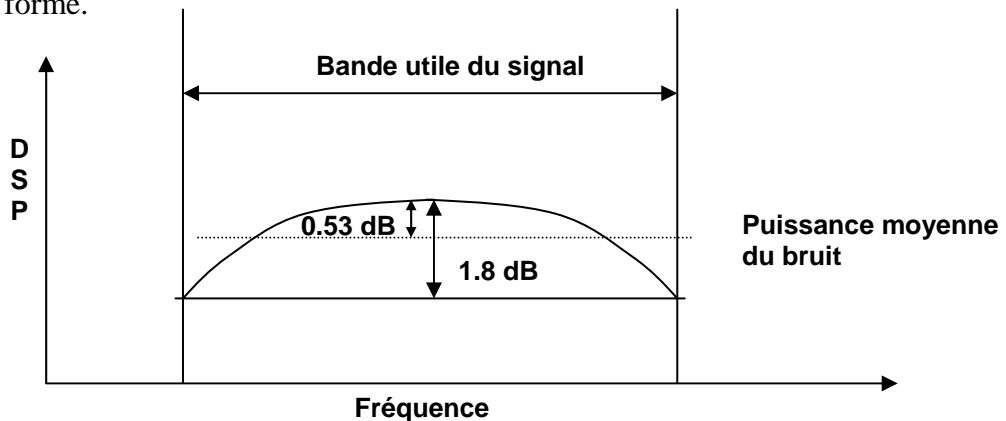


Figure II.4 – Densité spectrale de puissance du bruit d'intermodulation

II.4.2.1.3. - Rapport signal à bruit

Le rapport entre la puissance de sortie et la puissance du bruit d'intermodulation au centre de la bande s'exprime par l'équation

$$\left(\frac{S}{B}\right)_n = \frac{a_1^2}{2} \left(\frac{2P_{ti}}{n}\right) \left({}^{n/2}D_n^1 * \frac{9}{4} \frac{a_3^2}{2} \left(\frac{2P_{ti}}{n}\right)^3 + {}^{n/2}D_n^2 \frac{9}{16} \frac{a_3^2}{2} \left(\frac{2P_{ti}}{n}\right) \right)$$

ce qui nous conduit en supposant n pair et supérieur à 4

$$\left(\frac{C}{I}\right)_n = 10 * \log\left(\left(\frac{S}{B}\right)_n\right) = 10 * \log\left[\frac{4a_1^2}{9a_3^2}\right] - 20 * \log[P_{ti}] - 10 * \log\left[\frac{3n^2 - 9n + 6}{2n^2}\right]$$

Cette expression montre que quel que soit le nombre de porteuses, le rapport signal à bruit pour un fonctionnement faiblement non-linéaire suit une loi linéaire de pente 2dB/dB en fonction de la puissance d'entrée.

L'écart entre un fonctionnement à n porteuse et à 4 porteuses est donc constant.

$$\left(\frac{C}{I}\right)_n = \left(\frac{C}{I}\right)_4 - 10 * \log\left[\frac{8}{3}\left(1 - \frac{3}{n} + \frac{2}{n^2}\right)\right]$$

Le rapport $\left(\frac{C}{I}\right)_4$ peut être lui-même exprimé en fonction du rapport $\frac{C}{I_3}$ donné pour un fonctionnement à deux porteuses.

$$\left(\frac{C}{I}\right)_4 = \frac{C}{I_3} - 10 * \log\left[\frac{2}{3}\right]$$

d'où

$$\boxed{\left(\frac{C}{I}\right)_n = \frac{C}{I_3} - 10 * \log\left[\frac{16}{9}\left(1 - \frac{3}{n} + \frac{2}{n^2}\right)\right]}$$

Le rapport $\left(\frac{C}{I}\right)_n$ tend rapidement vers une valeur limite quand n tend vers l'infini.

Cette valeur limite est inférieure de 7.8 dB à celle du rapport $\frac{C}{I_3}$. Un signal à 100 porteuses est suffisant pour obtenir le comportement limite avec une erreur inférieure à 0.13 dB. Si ces résultats sont vérifiés en pratique Figure II.5, il se limite à l'étude du comportement de non-linéarité d'ordre 3.

A forte puissance aucune corrélation ne peut être observée entre un fonctionnement à 2 porteuses et un fonctionnement à n porteuses pour une non linéarité d'ordre supérieur.

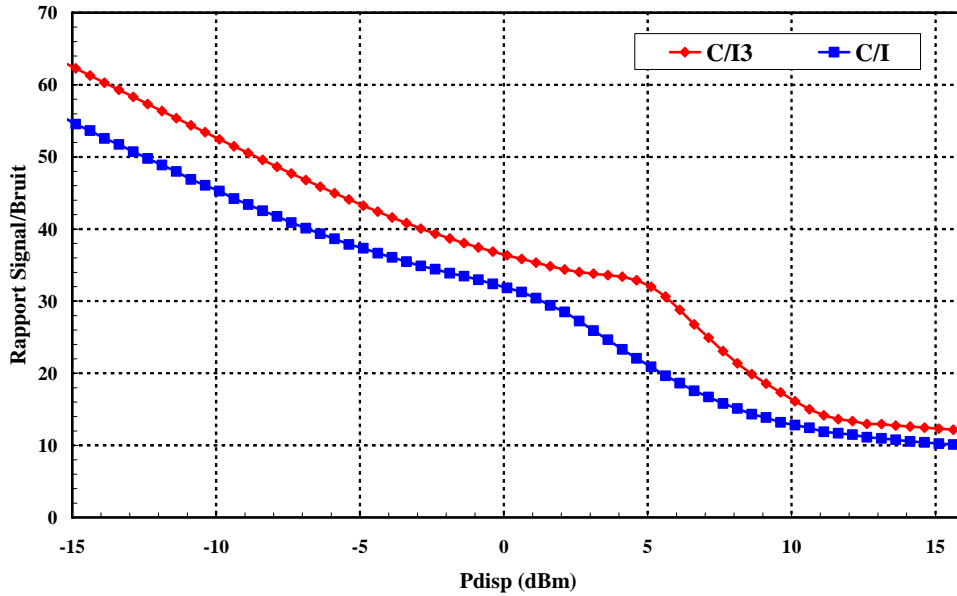


Figure II.5 – Comparaison C/I_3 et $(C/I)_\infty$

Le comportement petit signal d'un limiteur parfait ne peut être modélisé par une non-linéarité d'ordre 3. A puissance égale les excursions temporelles crêtes de 2 signaux constitués respectivement de 2 et 100 porteuses sont différentes. Le limiteur (Figure II.6) peut se révéler linéaire pour le premier signal et non linéaire pour le second. La différence ne suit plus la règle des 7.8 dB. En pratique, il est donc préférable de choisir un nombre de porteuse important (supérieur à 100) afin de s'assurer que la non-linéarité est suffisamment excitée.

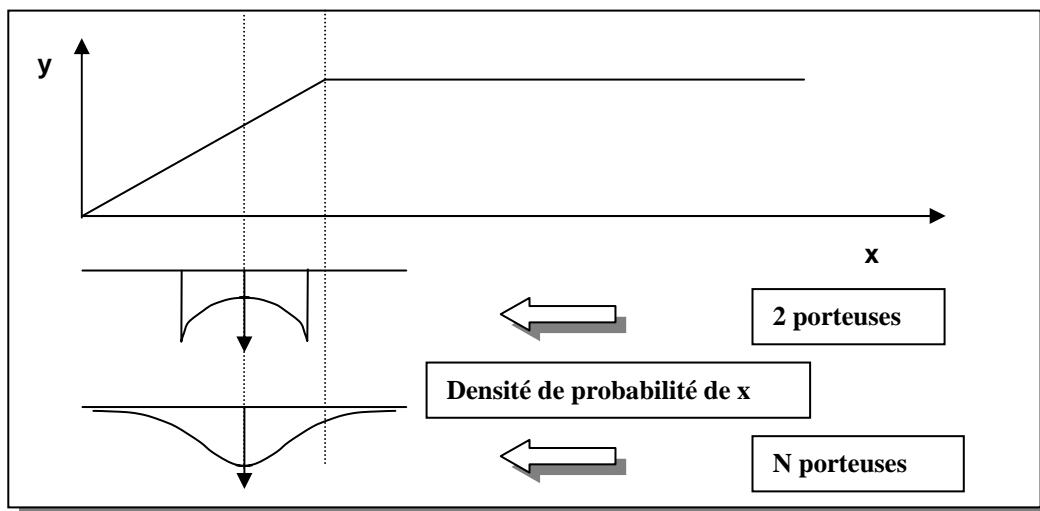


Figure II.6 – excitation d'un système non linéaire

II.5. - NOTION DE NOISE POWER RATIO (NPR)

II.5.1. - SIGNAUX UTILISÉS DANS LES COMMUNICATIONS

Tout système de télécommunication doit permettre l'accès au réseau par plusieurs utilisateurs simultanément. Le schéma initial à consister à diviser le spectre en plusieurs canaux et à envoyer le signal d'un utilisateur sur une porteuse particulière. Ce principe est appelé FDMA (frequency domain multiple access). Ce système permet à un utilisateur d'utiliser un canal jusqu'à la fin de sa communication.

Devant les besoins croissant des télécommunications de nouveaux formats de transmission de donnée ont fait leur apparition pour fournir une capacité de transmission supérieure.

Ces nouveaux systèmes ont utilisé les possibilités des signaux numériques pour combiner l'emploi de l'accès temporel (Time Domain Multiple Access) avec le FDMA pour augmenter la capacité des systèmes. Le terme de canal prend une nouvelle dimension puisqu'il ne réfère plus seulement à une fréquence mais à un créneau temporel.

Pour améliorer davantage la capacité de transmission, les systèmes utilisant le principe du CDMA (Code Division multiple Access) ont fait leurs apparitions. Cette technique permet à un utilisateur de recevoir un signal parmi plusieurs transmis sur la même porteuse en même temps. En plus des accès temporels et fréquentiel, nous avons également des accès par codage. Dans ce cas un canal est décrit par une fréquence porteuse et un code.

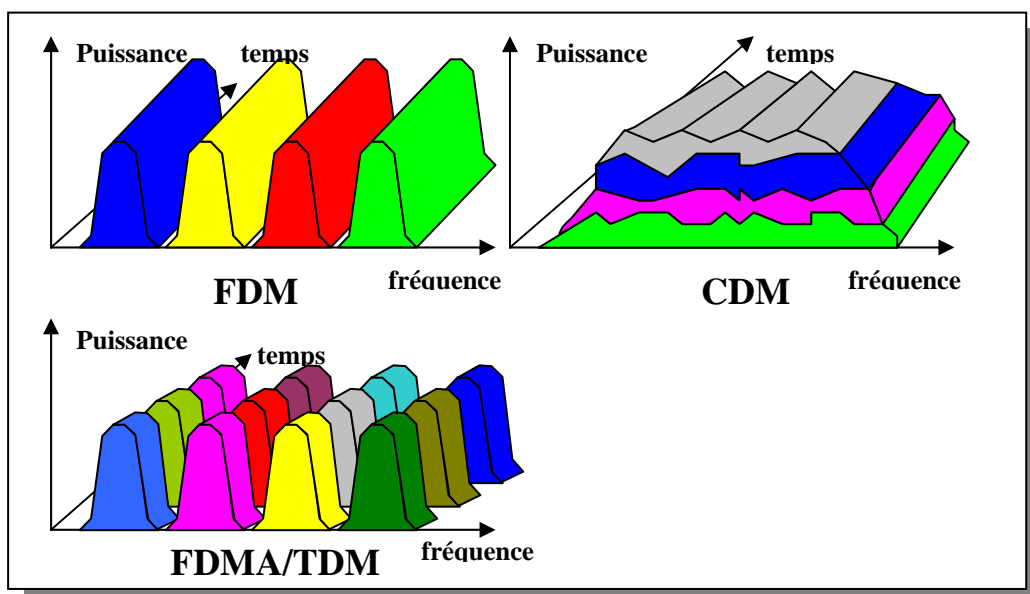


Figure II.7 - Structure de donnée usuelle

II.5.2. - DEFINITIONS DU NPR

L'étude des distorsions d'intermodulation effectués dans la section 2.2, a montré la difficulté de trouver une corrélation simple entre les facteurs de mérite calculés à l'aide d'une excitation à une ou deux porteuses et les distorsions en présence de porteuses multiples. La caractérisation des systèmes non linéaires doit donc être effectuée dans des conditions proches de la réalité.

De nombreux systèmes de télécommunication utilisent des signaux multiplexés qui se traduisent généralement par la juxtaposition fréquentielle de nombreux signaux indépendants. Ces signaux multiplexés ont des propriétés statistiques proches d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. Le comportement non linéaire de ces systèmes peut donc être estimé à partir de ce type de signal. Le facteur permettant de mesurer la linéarité d'un système à l'aide d'un bruit blanc gaussien s'appelle le Noise Power Ratio (NPR).

II.5.2.1. - Bruit blanc gaussien à bande limitée

II.5.2.1.1. - Représentation du signal

Nous avons représenté Figure II.8 la densité spectrale d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. La fonction de corrélation est un sinus cardinal (transformé de Fourier de la densité spectrale de puissance). Pour s'assurer du caractère gaussien du signal il est suffisant de considérer une distribution de phase répartie uniformément sur $[-\pi; \pi[$.

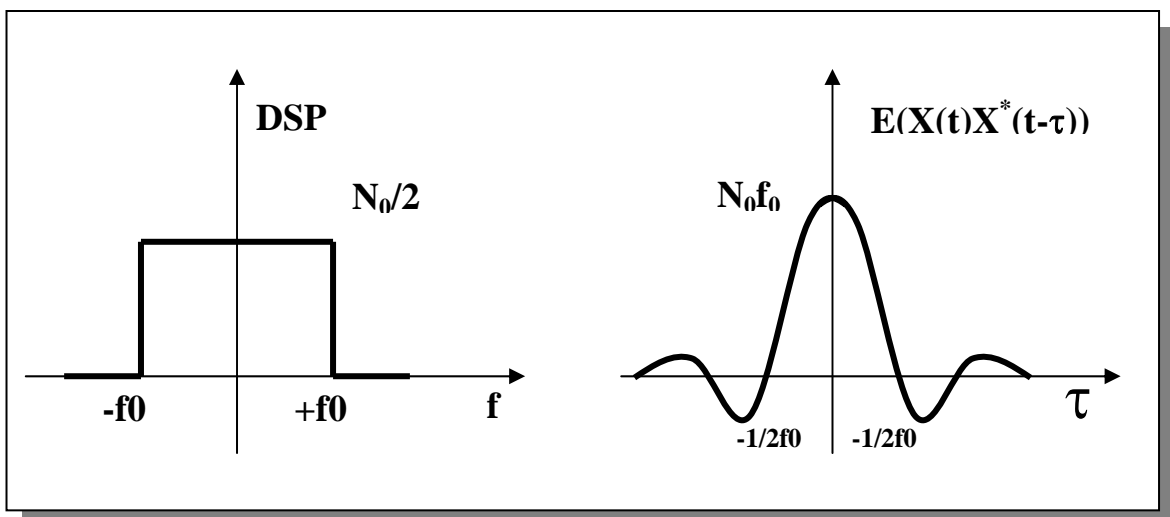


Figure II.8 – DSP et corrélation d'un bruit pseudo-blanc

II.5.2.1.2. - Représentation discrète du signal

En simulation toutes les grandeurs sont échantillonnées. Il n'est pas possible de représenter le spectre continu d'un bruit blanc gaussien à bande limitée. Il est néanmoins possible de s'en approcher avec un nombre important de porteuses indépendantes.

Considérons un signal $X(t)$ constitué de N porteuses à amplitudes et phases aléatoires, réparties suivant une loi uniforme.

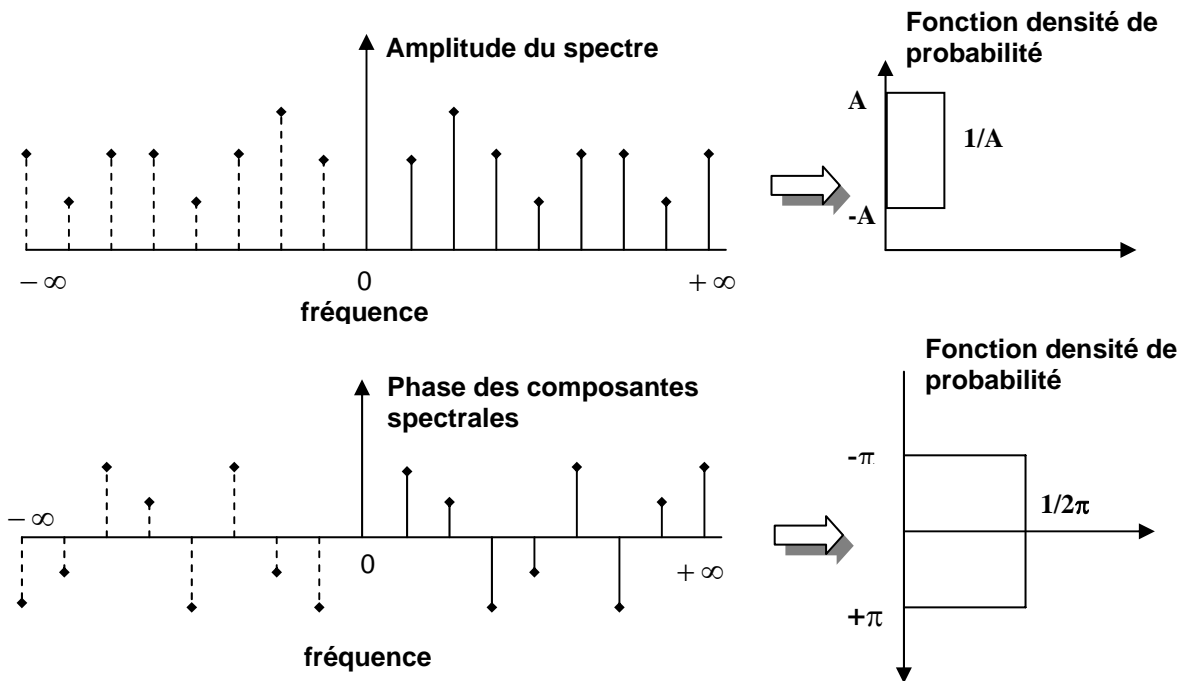


Figure II.9 – Transformé spectrale de puissance et de phase du signal $X(t)$

Si nous notons A_i , φ_i , ω_i , respectivement l'amplitude, la phase et la fréquence de chaque raie alors :

$$X(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^N A_i \cos(\omega_i t + \varphi_i)$$

Si les variables aléatoires A_i et φ_i sont supposées indépendantes et distribuées uniformément alors la moyenne statistique du signal peut être obtenue par :

$$E(X(t)) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^N E(A_i)E(\cos(\omega_i t + \varphi_i))$$

Si φ_i est uniformément distribuée sur $[-\pi; \pi[$ alors la moyenne statistique $E(\cos(\omega_i t + \varphi_i))$ est nulle. Ainsi :

$$E(X(t)) = 0$$

De même le moment d'ordre deux de X est donné par :

$$E(X^2) = \frac{1}{N} \sum_{i,j=0}^N E(A_i A_j) E(\cos(\omega_i + \varphi_i) \cos(\omega_j + \varphi_j))$$

En utilisant de nouveau la répartition uniforme de φ_k et l'indépendance de A_k :

$$E(X^2) = \sigma^2 \quad \sigma \text{ étant une constante} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |A_i|^2$$

D'après le théorème de la limite centrale

Théorème de la limite centrale

Soit $(X_n)_{n \geq 1}$ une suite de variables aléatoires définies sur un même univers (Ω, τ, P) .

On suppose que les variables aléatoires sont mutuellement indépendantes, ont même loi, et admettent une espérance m et une variance σ^2 , $\sigma > 0$.

$$\text{Posons } M_n = \frac{X_1 + \dots + X_n}{n} \text{ et } M_n^* = \frac{\sqrt{n}(M_n - m)}{\sigma}$$

La suite $(M_n^*)_{n \geq 1}$, converge alors vers une variable aléatoire T qui suit la loi normale centrée réduite $N(0,1)$.

Lorsque le nombre de raies devient très grand ($N \rightarrow \infty$), la densité de probabilité de X tend vers une loi normale.

Comme le caractère gaussien est conservé par filtrage, une représentation discrète d'un bruit blanc gaussien à bande limitée peut être une somme de porteuses de même amplitude mais à phases aléatoires uniformément réparties sur $[-\pi; \pi[$ dans une bande de fréquence $[f_0 - W, f_0 + W]$

L'expression de l'enveloppe d'un tel signal dans le domaine temporel est donnée ci-dessous :

$$\begin{cases} \hat{X}(t) = \hat{X}(t)e^{j\omega_0 t} + \hat{X}^*(t)e^{-j\omega_0 t} \\ \hat{X}(t) = \frac{A}{\sqrt{N}} \sum_{k=-N/2}^{N/2} e^{j2\pi f_k t + \Phi_k} \end{cases}$$

$\hat{X}(t)$: enveloppe complexe autour de la porteuse à la fréquence ω_0 .

Φ_k est une variable aléatoire entre $[-\pi; \pi]$.

f_k : fréquence des raies

Une représentation en bande de base du spectre de \hat{X} pour des porteuses équidistantes est donnée Figure II.. Le spectre de ce signal est conforme au spectre d'un bruit blanc échantillonné.

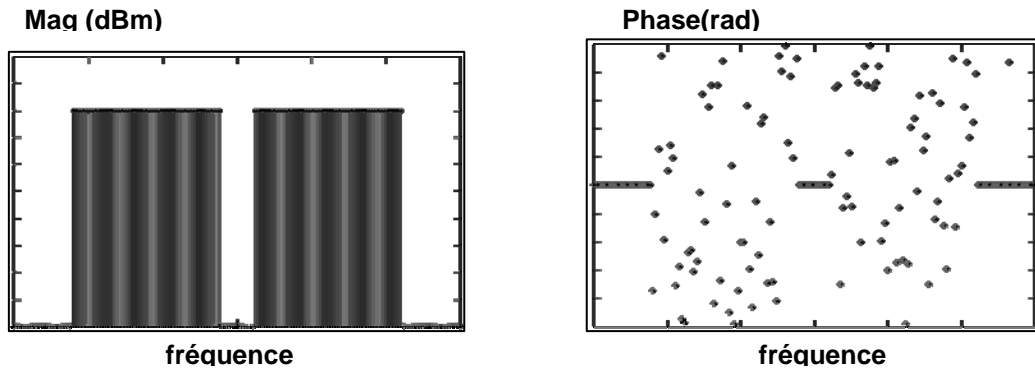


Figure II.10 – Densité spectrale du signal d'entrée

Un signal de 100 porteuses est suffisant pour vérifier le caractère gaussien du signal.

Figure II.11 nous avons représenté la densité de probabilité statistique et temporelle pour des signaux constitués de 100 porteuses. Ces densités de probabilité sont proches de celle d'une loi normale.

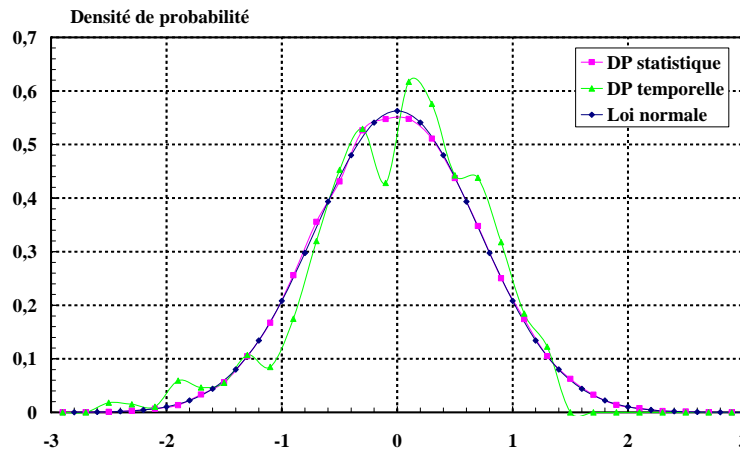


Figure II.11 – Densité de probabilité d'un signal composé de 100 porteuses

II.5.2.2. - Calcul du bruit d'intermodulation

La technique analytique d'évaluation des produits d'intermodulation à la sortie d'une fonction non-linéaire modélisée par son développement limité permet d'extraire directement le signal utile de la distorsion. Cependant la complexité du développement formel ne permet pas d'étendre cette méthode aux applications réelles.

Dans la pratique, la réponse du système non linéaire est évaluée à l'aide d'un simulateur numérique. La discrimination entre distorsion et signal utile est alors généralement difficile. La distinction entre le signal utile et le bruit doit être opérée à posteriori. Deux techniques sont à l'usage à ce jour [10][14]. La première est basée sur la construction d'un signal d'excitation sur une répartition de fréquences non commensurables. La seconde consiste à recueillir les produits d'intermodulation dans une zone dépourvue de porteuses (donc de signal utile).

II.5.2.2.1. - Méthode par répartition non commensurable des porteuses

Comme il a été indiqué dans les paragraphes précédents, les produits d'intermodulation gênants sont les produits d'ordre impair car ils retombent dans la bande de l'amplificateur. Lorsque l'amplificateur non linéaire est excité par un grand nombre de porteuses, certains produits d'intermodulation peuvent retomber sur les fréquences porteuses. Il est alors impossible de les dissocier à l'aide d'une analyse spectrale aveugle. La technique du plan de répartition non commensurable des porteuses consiste à choisir des distances inter

fréquences telles qu'aucun produit d'intermodulation (jusqu'à un ordre donné), ne retombe sur une porteuse. Une illustration est donnée sur la Figure II.12.

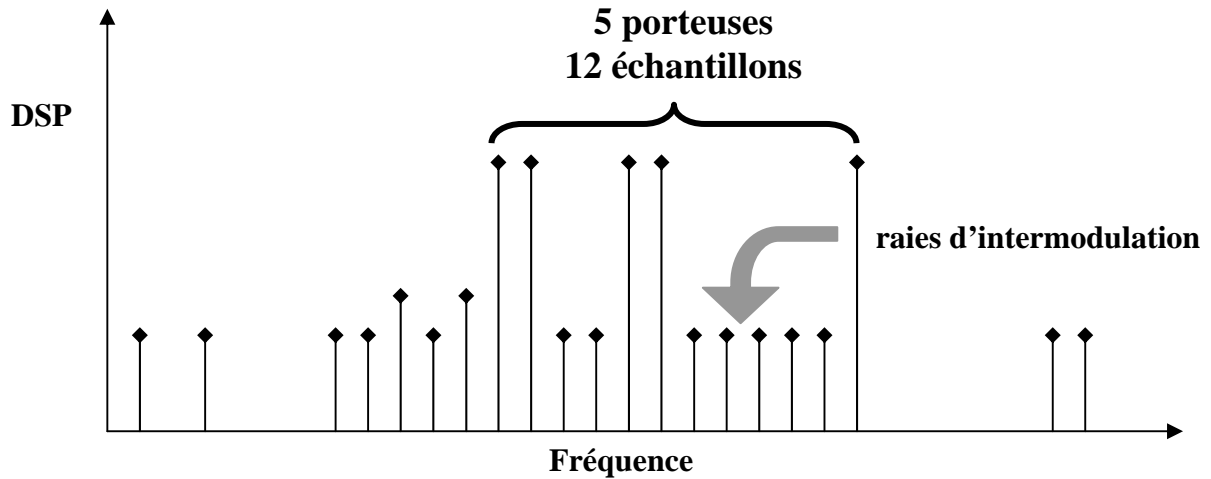
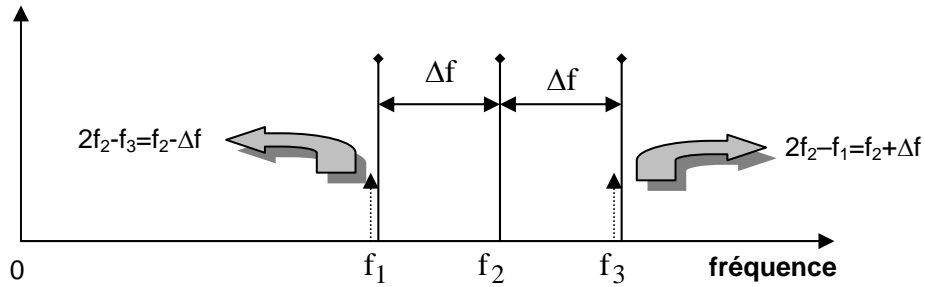


Figure II.12 – Construction d'une répartition spectrale de porteuse

Des signaux générés de cette façon sont difficilement pris en compte par les simulateurs de circuit actuels car le coût de calcul et le volume de mémoire augmentent très rapidement avec le nombre de porteuses. Pour illustration un plan comportant 28 porteuses, capable de mettre en évidence un intermodulation d'ordre 3, nécessite déjà 17000 points de fréquence [14]. Quand on sait qu'il faut au moins 100 porteuses pour évaluer le NPR, cette technique est donc difficilement utilisable.

II.5.2.2.2. - Méthode du trou

Dans la méthode du trou, on choisit une répartition équidistante des porteuses. Les produits d'intermodulation retombent donc forcément sur des porteuses. Afin de détecter une partie des produits d'intermodulation, on réalise au préalable un trou étroit au centre de la bande du signal (Figure II.13).



Quand ce signal est injecté dans un amplificateur, les produits d'intermodulation générés par la non-linéarité remplissent le trou central. Ce trou est généralement connu sous son vocable anglais « NOTCH »

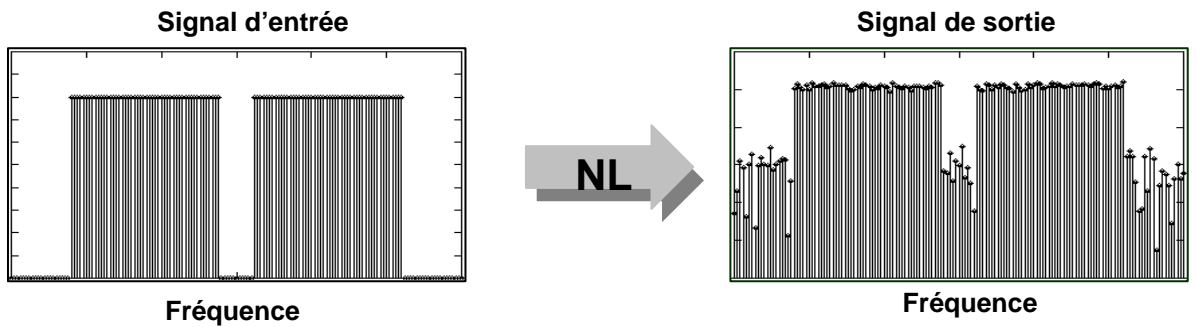


Figure II.13 – Spectres des signaux d'entrée et de sortie d'un amplificateur

La puissance moyenne du bruit est déterminée en faisant la moyenne des puissances des raies dans le trou (Figure II.14)

$$\bar{P}_{\text{bruit}} = \frac{1}{P} \sum_{i=1}^p b_i \tag{7}$$

La puissance moyenne des porteuses est estimée en évaluant la moyenne des puissances des porteuses et en retranchant la puissance du bruit obtenue précédemment (figure) afin de tenir compte de l'apport des produits d'intermodulation sur les porteuses.

Nous pouvons noter que la puissance du bruit d’intermodulation n’étant pas constante dans la bande, le calcul n’est pas exact mais cela reste une bonne approximation.

$$\bar{P}_{\text{porteuses}} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^P S_i - \frac{1}{P} \sum_{i=1}^P b_i \quad (8)$$

Le NPR est alors calculé en faisant le rapport entre la puissance moyenne des porteuses et la puissance moyenne du bruit.

$$\text{NPR} = \frac{\bar{P}_{\text{porteuses}}}{\bar{P}_{\text{bruit}}} \quad (9)$$

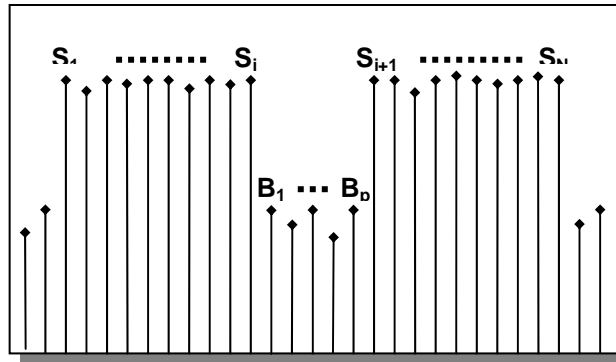


Figure II.14 – Calcul des puissances

Afin de ne pas perturber le signal, le trou doit être le plus étroit possible. La perturbation apportée par le trou se traduit par l’introduction d’un biais dans le calcul du NPR. Sur la Figure II.15, nous avons présenté les courbes de NPR d’un amplificateur obtenu pour différentes largeurs de bande : 1%, 5%, 10%, 20% et un nombre total de 10000 porteuses. L’influence du trou devient négligeable pour une largeur inférieure à 5% de la bande total. Pour une valeur de 5 % nous avons un biais proche de 0.5 dB.

II.5.2.3. - Biais introduit par le nombre fini de porteuses

Nous avons vu lors des sections précédentes que le nombre de porteuses utilisé pour caractériser une non-linéarité peu jouer de manière importante sur la valeur du facteur de linéarité par le fait que le rapport puissance crête sur puissance moyenne dépend du nombre de porteuses. Pour déterminer le nombre minimum de porteuses nécessaires au calcul du NPR nous avons effectué des simulations en faisant varier le nombre de porteuses de 10 à 100000. Pour chaque cas de figure, on effectue la moyenne d’un nombre suffisant de réalisations afin de réduire le plus possible la variance du NPR (Voir section suivante).

Les résultats obtenus sont présentés Figure II.16. Il se dégage qu’un signal à 100 porteuses est suffisant pour obtenir un biais négligeable.

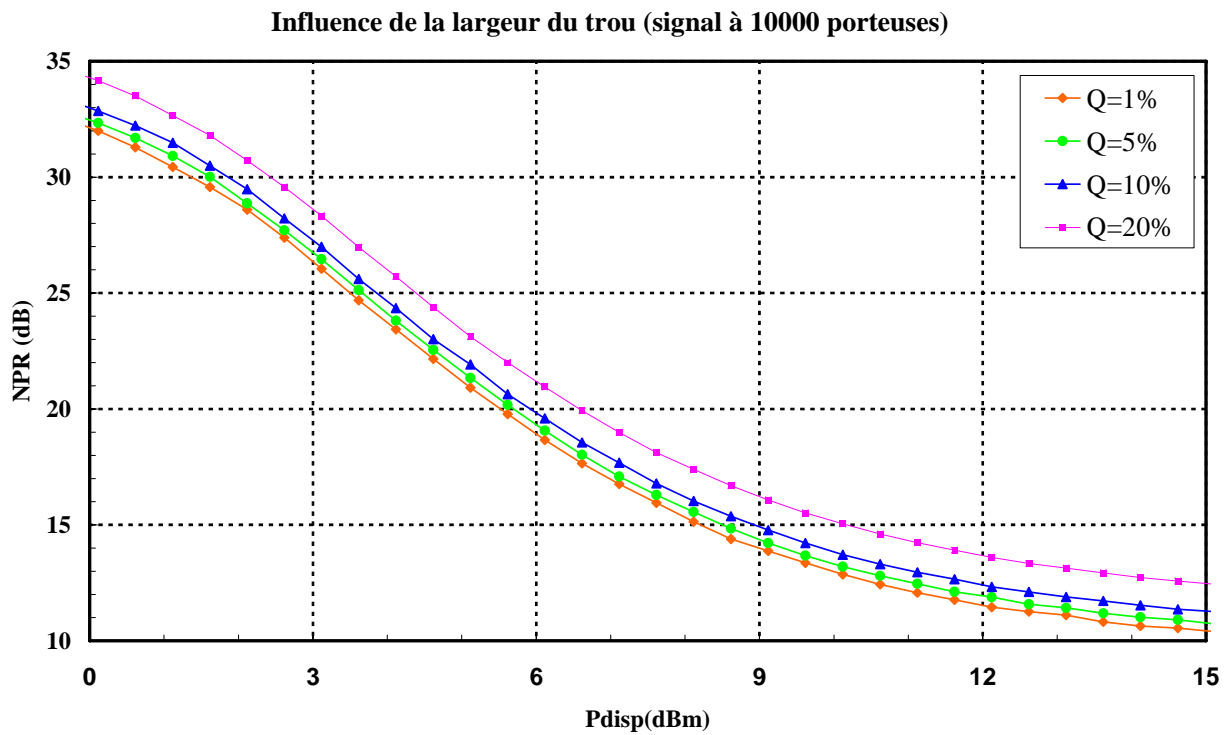


Figure II.15 – Influence du notch

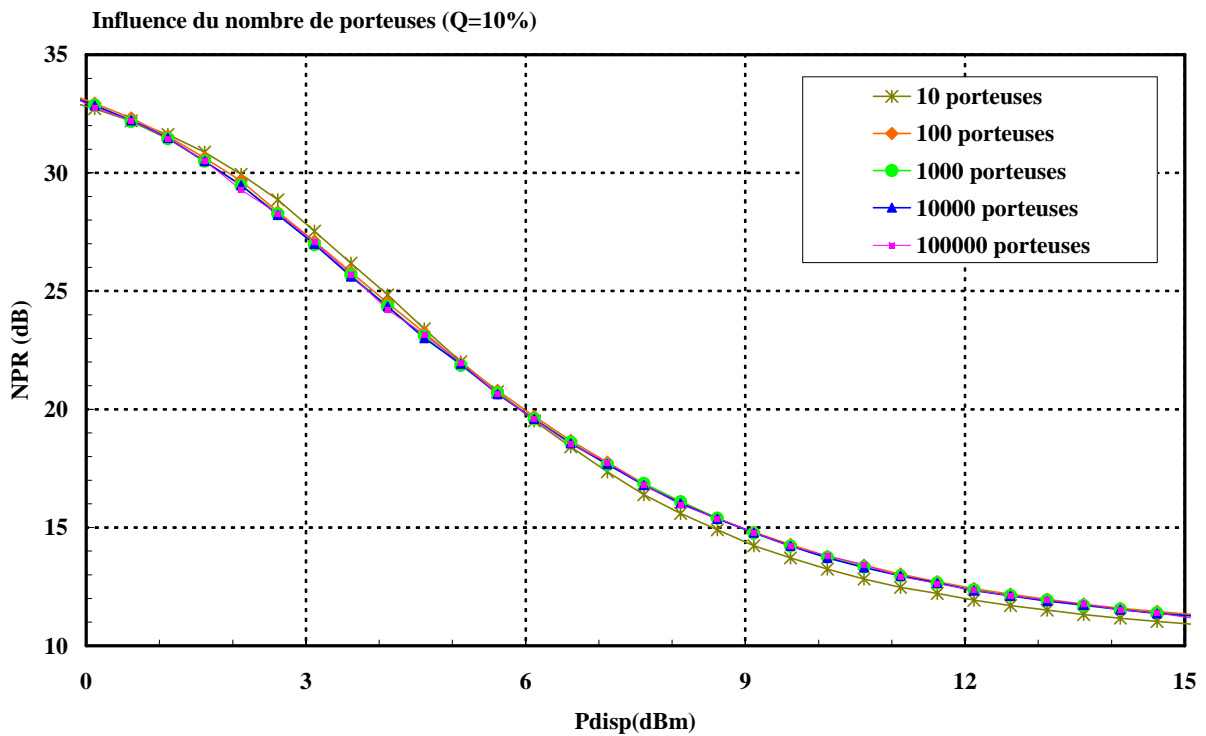


Figure II.16 – Influence du nombre de porteuse

II.5.2.4. - Propriétés statistiques du NPR

Le signal utilisé pour les simulations étant un processus aléatoire, le NPR est une variable aléatoire. En effet au-delà de 2 porteuses, la puissance des raies d'intermodulation dépend des conditions de phases. Pour cette raison nous allons dans ce paragraphe étudier les propriétés statistiques du NPR

II.5.2.4.1. - Variance du NPR

Si nous effectuons deux tirages de phases différents nous obtenons deux signaux déterministes différents. Nous pouvons voir sur les spectres donnés Figure II.17 que les réponses du système à ces deux signaux sont différentes.

La puissance du bruit peut donc varier d'une réalisation à une autre et donc faire varier dans des proportions importantes la valeur du NPR. Ces écarts résultent de la représentation du spectre continu du bruit blanc par un spectre discret avec un nombre de raies fini.

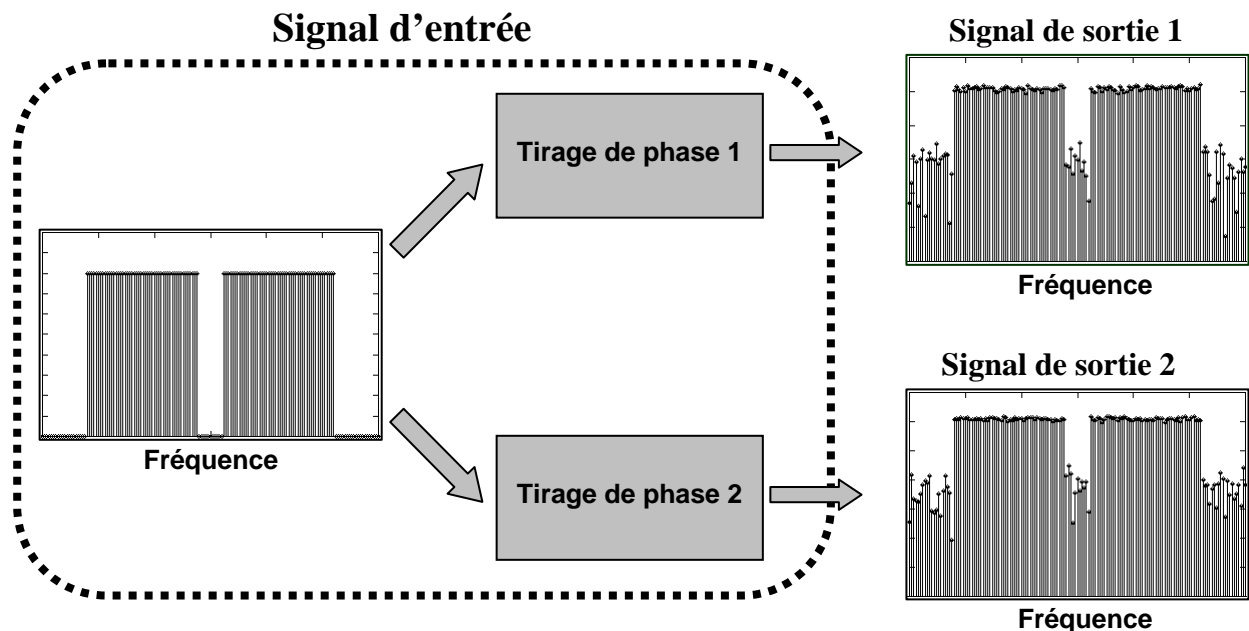


Figure II.17 – Influence du tirage de phase

Chaque raie contenue dans le trou peut être considérée comme une variable aléatoire de propriétés statistiques inconnues. Si nous faisons l’hypothèse que toutes les raies dans la bande centrale suivent la même loi statistique, sont indépendantes et admettent une moyenne m et un écart type σ , alors la variable aléatoire définie par :

$$\bar{P}_{\text{Bruit}}^r = \sqrt{P} \frac{\bar{P}_{\text{Bruit}} - m}{\sigma} \text{ suit une loi normale centrée réduite.}$$

L’écart entre le NPR calculé et le NPR réel (Inconnu) est égal à

$$\Delta\text{NPR} = 10 * \log \frac{\bar{P}_{\text{Porteuse}}}{\bar{P}_{\text{Bruit}}} - 10 * \log \left(\frac{P_{\text{Porteuse réel}}}{P_{\text{Bruit réel}}} \right)$$

La variance du NPR est principalement due au calcul de la puissance de bruit d’intermodulation (moins d’échantillons et plus de sensibilité à la répartition de phase) d’où

$$\Delta\text{NPR} \approx 10 * \log \left(\frac{P_{\text{Bruit réel}}}{\bar{P}_{\text{Bruit}}} \right) \approx 10 * \log \left(\frac{\sigma/m}{\sqrt{P}} \bar{P}_{\text{Bruit}}^r + 1 \right)$$

La valeur prise par une variable aléatoire gaussienne a une probabilité de 99.5 % d’être compris dans un intervalle de $\pm 3\sigma$.

$$|\bar{P}_{\text{Bruit}}^r| < 3\sigma = 3$$

Si nous voulons que ΔNPR soit inférieur à 1 dB à 99.5 %, alors :

$$-1 \text{ dB} \leq 10 * \log \left(\frac{-3\sigma/m}{\sqrt{P}} + 1 \right) < \Delta\text{NPR} < 10 * \log \left(\frac{3\sigma/m}{\sqrt{P}} + 1 \right) \leq 1 \text{ dB}$$

D’après [1] le rapport $m/\sigma \approx 0.75$

$$10 * \log \left(\frac{-3}{0.75\sqrt{P}} + 1 \right) = -1 \text{ dB} \Rightarrow P = 400$$

$$10 * \log \left(\frac{+3}{0.75\sqrt{P}} + 1 \right) = +1 \text{ dB} \Rightarrow P \approx 240$$

Il faut donc plus de 400 échantillons indépendants de bruit pour avoir une erreur inférieure à 1 dB avec une probabilité de 99.5%.

Avec un trou de 1%, il faut plus de 40000 porteuses pour avoir une erreur à ± 1 dB. Avec seulement 100 porteuses la variance du NPR est très importante. Sur la Figure II.18 nous avons tracé les courbes de NPR obtenus pour des signaux à 100, 1000, 10000 et 100000 porteuses et une bande rejeté de 10 %. A chaque point de puissance nous avons effectué un tirage aléatoire de phase. Pour un signal à 100 porteuses les discontinuités peuvent être supérieures à 10 dB. Pour un signal à 10000 porteuses (1000 échantillons de bruit) l'erreur conformément au calcul précédent est inférieure à ± 1 dB par rapport au cas limite à 100000 porteuses.

Pour cette méthode il est donc nécessaire d'utiliser un nombre de porteuses très important pour atteindre une erreur inférieure à 1dB. Ceci se traduit par un temps de calcul et un espace mémoire important. Fort heureusement le même résultat peut être obtenu en utilisant un nombre de porrteuses réduit grâce aux techniques de moyennage aue nous allons voir ci-après.

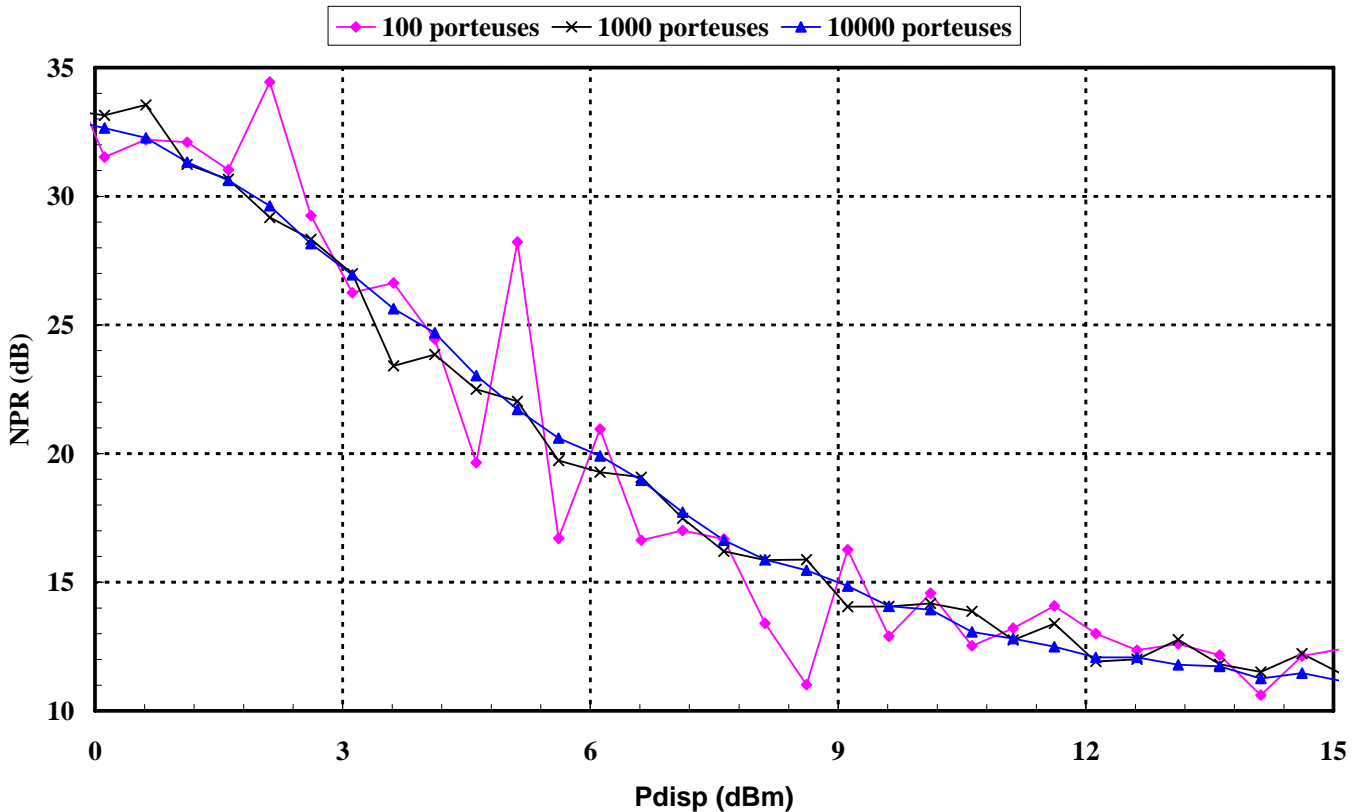


Figure II.18 – Influence du nombre de porteuse sur la variance

II.5.2.4.2. - Moyenne spectrale

Une alternative à l'augmentation du nombre de porteuses est d'effectuer plusieurs simulations à différents états de phase pour chaque point de puissance. Cette méthode permet d'accéder à un grand nombre d'échantillons en limitant l'espace mémoire utilisé. A chaque simulation seule les valeurs des puissances moyennes sont conservées.

Ces moyennes peuvent être effectuées de trois manières :

- Moyenne des NPR en dB
- Moyenne des NPR en linéaire
- Moyenne des spectres

Les deux premières méthodes permettent de diminuer rapidement la variance sur le calcul du NPR mais introduisent un biais dans le calcul qui peut être très important pour des signaux comportant un nombre de porteuses réduit. Il ne devient négligeable que pour des signaux à 10000 porteuses.

La troisième méthode offre le meilleur compromis. Le principe est donné Figure II.19. Dix simulations ont été suffisantes pour réduire la variance des échantillons de bruit.

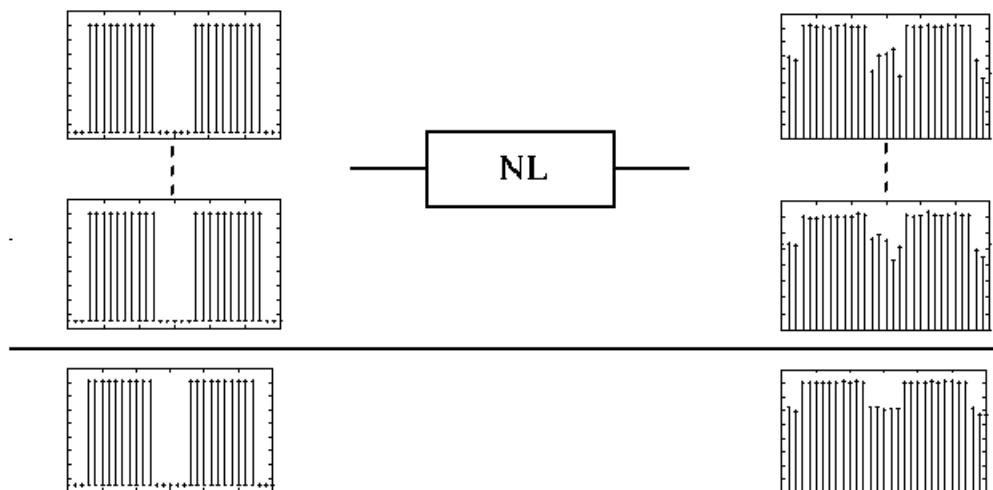


Figure II.19 - Moyenne spectrale (10 réalisations)

En pratique cette méthode se réduit à faire la moyenne des puissances des porteuses, la moyenne des échantillons de bruit et à calculer le rapport signal à bruit. Elle a été appliquée sur une non-linéarité avec un signal composé de 100 porteuses. Nous avons réalisé 10000 tirages de phase aléatoire afin de diminuer la variance à l'extrême. Les résultats montrent une

très bonne concordance avec ceux obtenus avec un signal à 10000 porteuses (référence). L'erreur entre les deux courbes est inférieure à 0.1 dB sur toute la gamme de puissance. Cette méthode permet d'atteindre une précision importante en conservant un espace mémoire réduit.

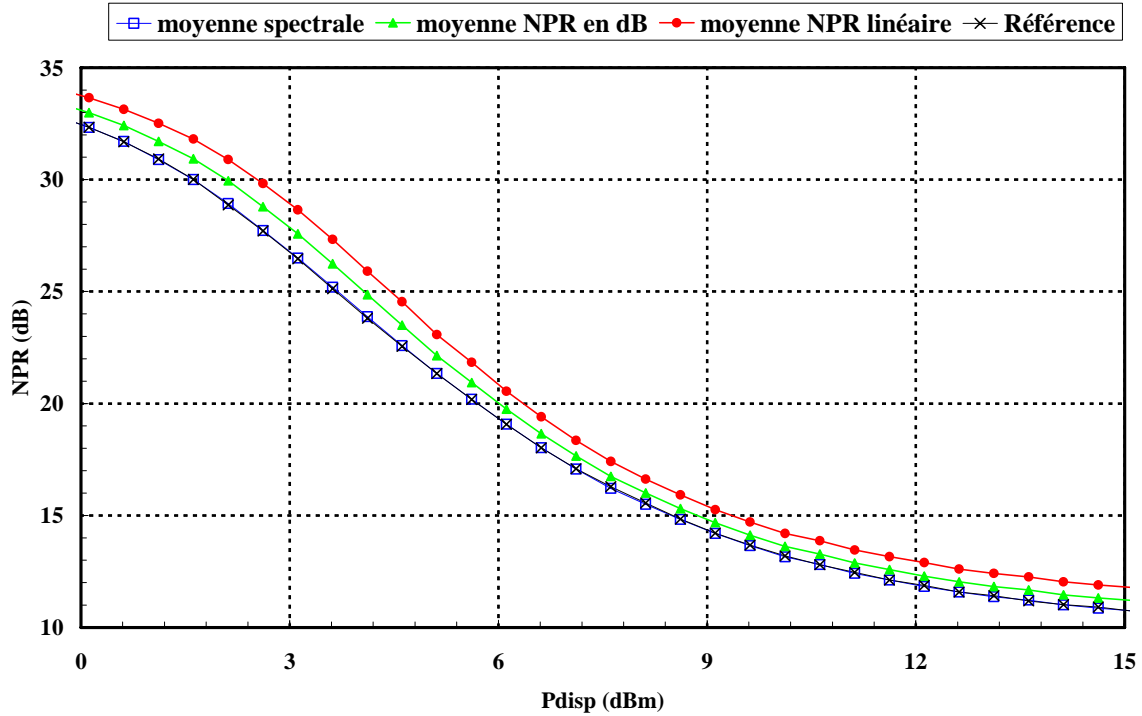


Figure II.20 – Différentes moyennes pour le calcul du NPR (100 porteuses)

Comme tout processus aléatoire, l'évolution de la variance, dans le cas où nous effectuons des moyennes, suit une loi linéaire en fonction du nombre de tirage. Chaque réalisation est identique au tirage de phase près. Le comportement de la variance en fonction du nombre de porteuse n'est pas évident. Nous n'avons pas à faire à un seul et même processus aléatoire (un signal à 100 porteuses n'a pas les mêmes propriétés statistiques qu'un signal à 1000 porteuses). Il peut être intéressant de comparer le comportement respectif des deux méthodes.

Nous avons donc tracé la variance en fonction d'un paramètre commun qui est le produit du nombre de porteuses avec le nombre de réalisations. Nous avons calculé la variance du NPR pour les signaux suivant : 100,1000,10000,100000 porteuses à un point de puissance donnée. Nous avons répété l'opération, au même point de puissance, en calculant la variance du NPR issu d'une série de moyenne : 1, 10, 100, 1000 moyennes.

Nous pouvons voir Figure II.21, que les variances obtenues avec les deux méthodes sont similaires. La loi d'évolution suit une loi linéaire en fonction du nombre de moyennes, comme attendu, mais également en fonction du nombre de porteuses.

A partir d'un signal donné, effectuer k simulations est équivalent pour la variance à multiplier par k le nombre de porteuses.

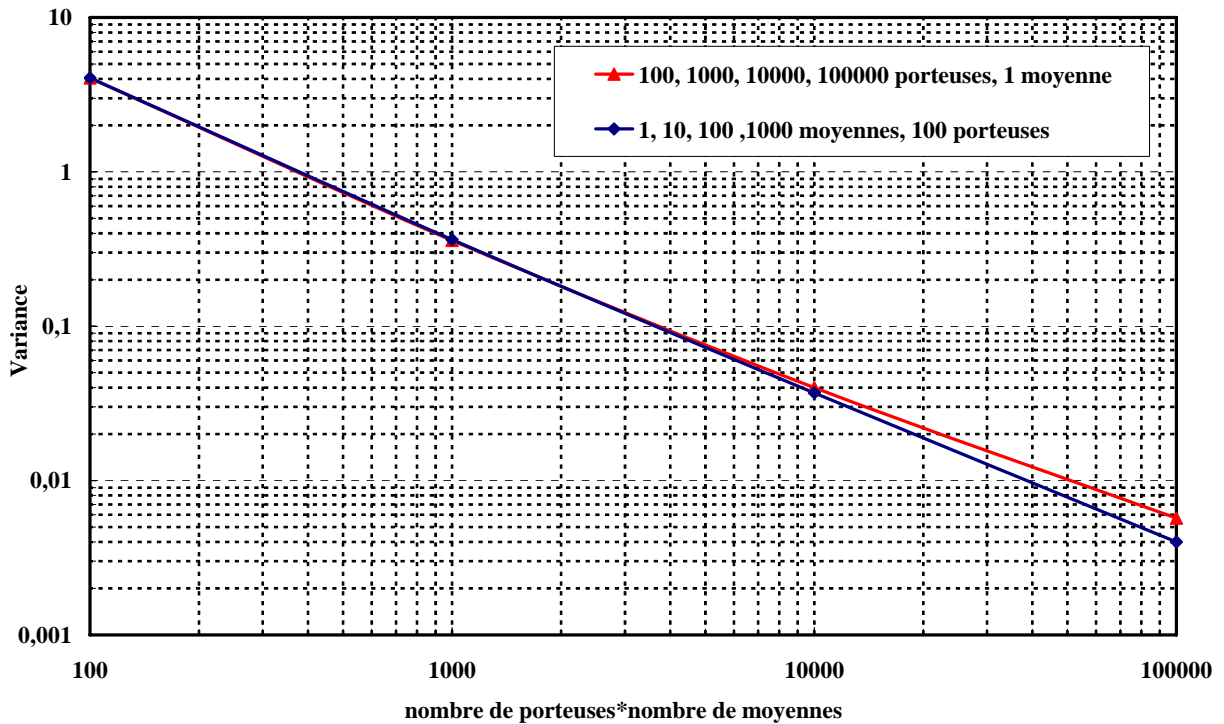


Figure II.21 – Evolution de la variance

Pour de nombreuses techniques d'analyse basée sur les transformés de Fourier, il peut être plus avantageux en temps de calcul d'utiliser un petit nombre de porteuse. Le temps de calcul n'est pas linéaire : $N \cdot \text{LOG}_2(N)$. En se basant sur cette formule effectuer dix moyennes est 3 fois plus rapide que d'utiliser dix fois plus de porteuses sans effectuer de moyenne.

Ces résultats sont importants car ils montrent qu'il est possible d'utiliser un nombre réduit de porteuses, en gagnant à la fois sur la quantité de mémoire nécessaire et sur le temps de simulation pour une précision donnée. Le nombre de porteuses doit être juste suffisant pour exciter les non-linéarités correctement. Le nombre adéquat semble se situer autour d'une centaine de porteuses et il est raisonnable d'effectuer 1 moyenne sur 10 tirages de phases différents.

II.5.2.5. - Méthode d'intercorrélation

La technique utilisée précédemment pour déterminer la puissance du bruit d'intermodulation consistait à créer un trou à l'intérieur du spectre du signal d'entrée. En simulation le rapport entre la précision et le temps de calcul du NPR dépend directement du nombre d'échantillons de bruit disponibles.

On conçoit aisément que la variance du NPR (ou en d'autres termes l'imprécision de simulation) est inversement proportionnelle au nombre d'échantillons de bruit disponibles.

Avec la méthode classique du trou, l'information que nous recherchons est localisée dans une bande étroite (quelques % de la bande) une solution pour améliorer l'efficacité des simulations serait d'accéder au spectre entier du bruit d'intermodulation en séparant le signal utile du bruit d'intermodulation (Figure II.22).

Le grand nombre d'échantillons de bruit alors accessible permettrait d'augmenter de manière importante le rapport entre la précision et le temps de simulation.

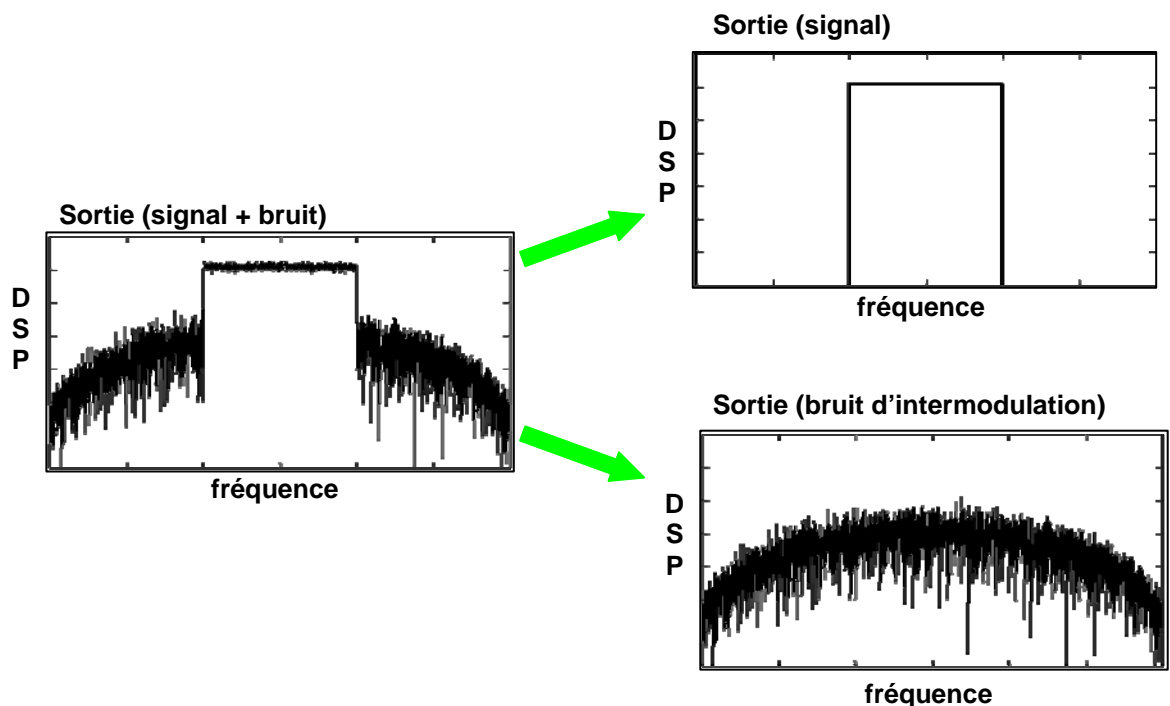


Figure II.22 – Distribution du bruit d'intermodulation

Pour extraire le bruit du signal utile il est possible d'utiliser la technique d'intercorrélation couramment adoptée en traitement du signal. On montre en annexe que dans le cas d'une non-linéarité sans mémoire, les raies d'intermodulation issues d'un bruit blanc gaussien sont non corrélées avec le signal d'entrée. Cette technique a été appliquée au calcul du NPR par Chen [15].

II.5.2.5.1. - Modèle sans mémoire

Considérons $x(t) = \Re(\hat{x}(t)e^{j\omega t})$ et $y(t) = \Re(\hat{y}(t)e^{j\omega t})$ comme les signaux d'entrée et de sortie d'un système de communication. On peut alors définir la fonction de description du système sous les conditions d'excitation en bruit blanc, comme ci-dessous :

$$\hat{y}(t) = \lambda * \hat{x}(t) + \hat{n}(t) \quad (10)$$

Où λ est le gain équivalent du système et $\hat{n}(t)$ le bruit d'intermodulation. En intercorrélant les deux membres de l'équation par le signal d'entrée $x(t)$ nous obtenons :

$$E(\hat{y}^*(t)\hat{x}(t-\tau)) = E(\lambda \hat{x}^*(t)\hat{x}(t-\tau)) + E(\hat{n}^*(t)\hat{x}(t-\tau))$$

Ayant montré précédemment que le bruit d'intermodulation $\hat{n}(t)$ et le signal $\hat{x}(t)$ sont non corrélés, et tenant compte du fait que $E(\lambda \hat{x}^*(t)\hat{x}(t-\tau)) = \delta(t-\tau)$ (propriété du bruit blanc) nous avons :

$$E(\hat{y}^*(t)\hat{x}(t)) = \lambda E(\hat{x}^*(t)\hat{x}(t))$$

d'où l'on peut tirer :

$$\lambda = \frac{E(\hat{y}^*(t)\hat{x}(t))}{E(\hat{x}^*(t)\hat{x}(t))} \quad (11)$$

En remplaçant (7) dans (6) nous obtenons :

$$\boxed{\hat{y}(t) = \frac{E(\hat{y}^*(t)\hat{x}(t))}{E(\hat{x}^*(t)\hat{x}(t))} \hat{x}(t) + \hat{n}(t)} \quad (12)$$

Pour un processus stochastique la moyenne statistique est égale à la moyenne temporelle. Le coefficient λ s'exprime en fonction de la transformé de Fourier du signal d'entrée et du signal de sortie :

$$\lambda = \frac{\sum_{k=1}^N X(f_k)Y^*(f_k)}{\sum_{k=1}^N X(f_k)X^*(f_k)}$$

Cette technique d'extraction du bruit nous donne ainsi accès au spectre de bruit d'intermodulation dans toute la bande du signal. Nous pouvons alors effectuer des moyennes sur un grand nombre de raies d'intermodulation, ce qui diminue d'autant la variance du NPR

et améliore la précision de simulation par rapport à la méthode du trou à nombre identique de porteuses.

Nous avons appliqué cette méthode à une non-linéarité sans mémoire représentée par ses caractéristiques AM/AM et AM/PM (Figure II.23).

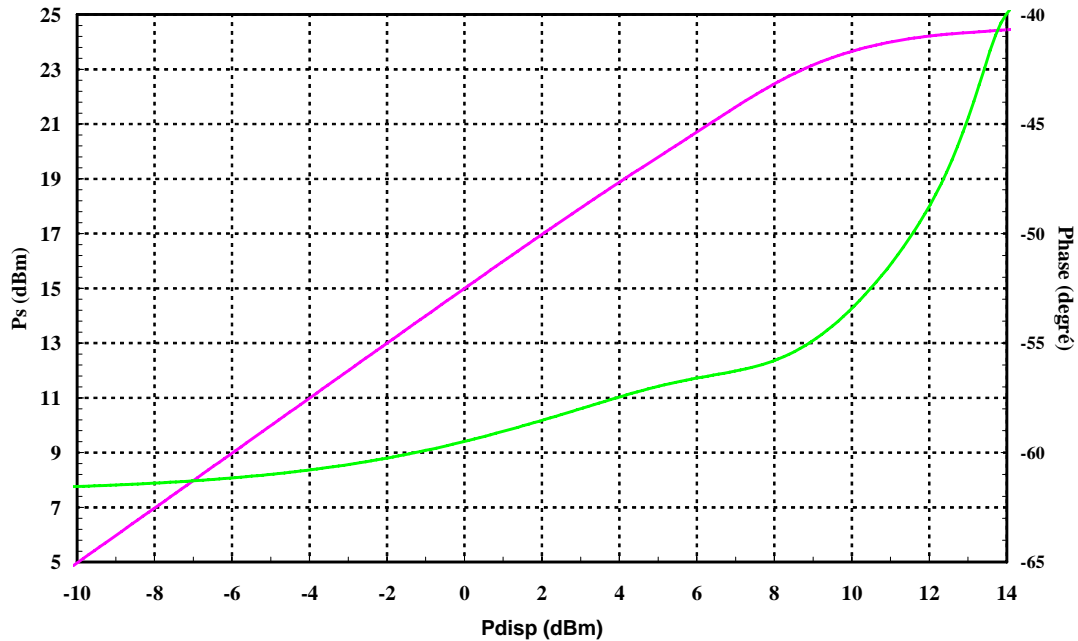


Figure II.23 – Caractéristique AM/AM et AM/PM d'un amplificateur

Les résultats obtenus à l'aide de cette méthode sont comparés à ceux obtenus avec la technique du trou Figure II.24. Le signal utilisé pour ces simulations est composé de 10000 porteuses réparties uniformément. La répartition du bruit d'intermodulation dans la bande n'étant pas uniforme, seules les 100 échantillons de bruit situés au centre de la bande ont été utilisés pour le calcul. La courbe de NPR obtenu par intercorrélacion est référencé par une largeur de bande rejetée nulle ($Q=0\%$).

Le NPR calculé avec cette méthode est proche du NPR calculé avec un trou de 1% et ceci pour toute la gamme de puissance étudiée. Sa valeur qui est légèrement inférieure confirment la tendance déjà observée avec la diminution de la largeur du trou, ce qui accrédite la méthode par intercorrélacion.

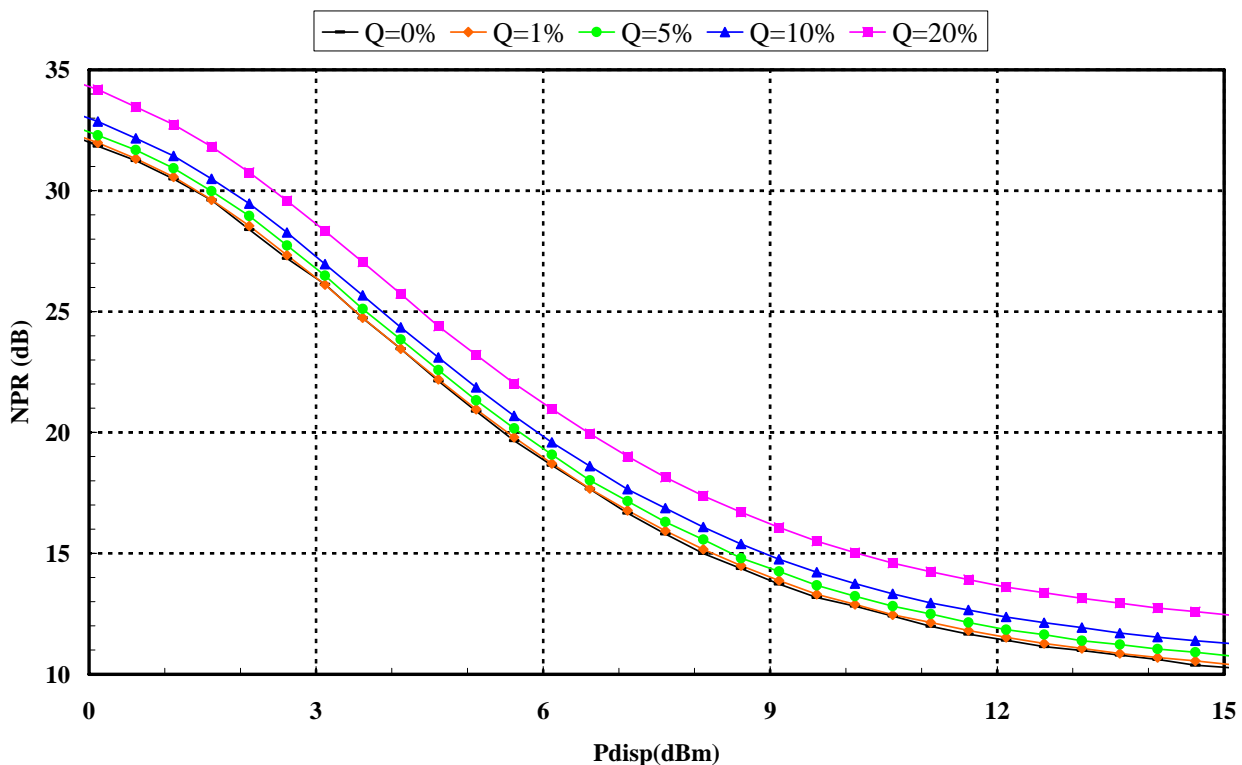


Figure II.24 – méthode par intercorrélation (comparaison)

Il faut noter que dans le calcul effectué précédemment nous n'avons considéré les échantillons de bruit que dans 1% de la bande. En effet, la distribution du bruit d'intermodulation (Figure II.22) présentant une décote de 1.8 dB entre le centre et le bord de la bande, elle ne permet pas l'utilisation directe de tous les échantillons. Toutefois expérimentalement nous avons observé que cette distribution dépend peu de la non-linéarité, du niveau de puissance et du nombre de porteuses. Il existe ainsi un facteur de forme constant qui permet de corriger le biais introduit en considérant le bruit sur toute la bande. Nous avons représenté le facteur de forme calculé pour différents signaux d'entrée en fonction de la puissance d'excitation. Ce facteur relie le rapport signal à bruit minimum obtenu avec la puissance moyenne des échantillons de bruit situés au centre de la bande et celui obtenu avec la puissance moyenne des échantillons de toute la bande. L'étude théorique menée pour un fonctionnement en petit signal avait prédit une décote de 0.53 dB. Nous retrouvons un facteur de forme proche de cette valeur.

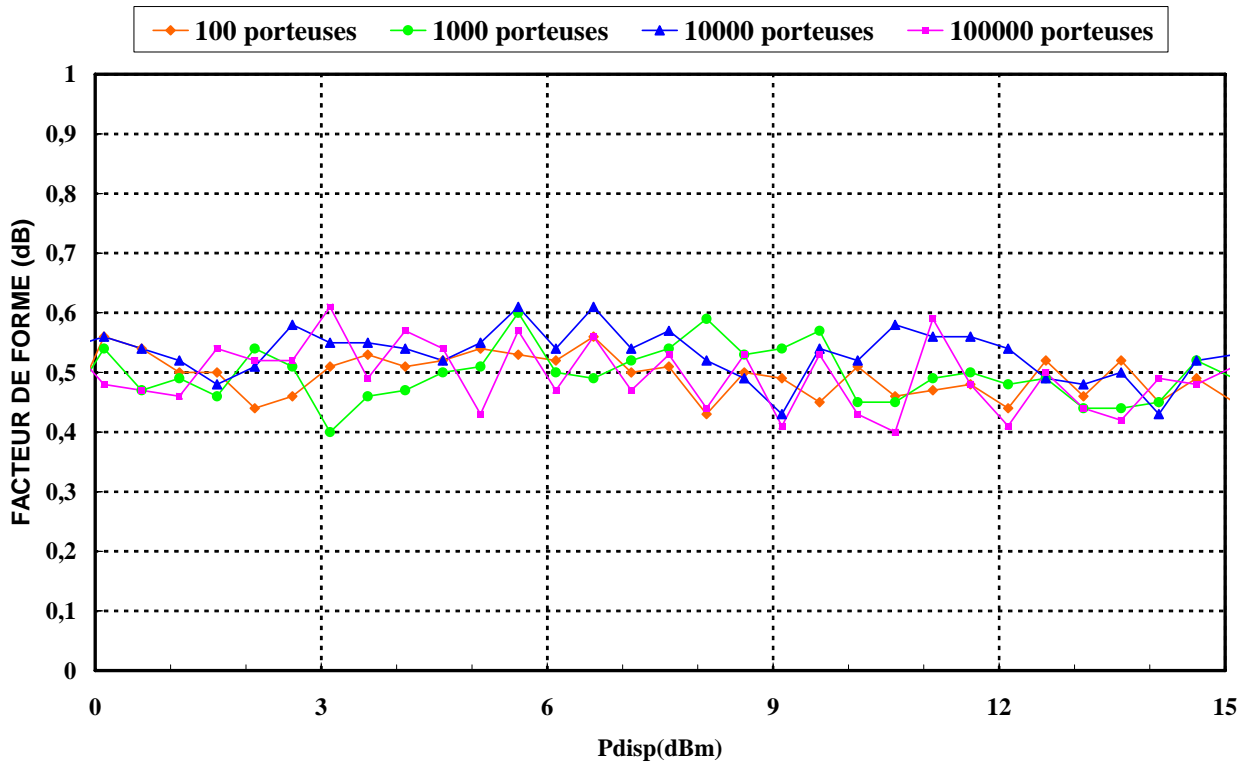


Figure II.25 – Facteur de forme

Afin d'évaluer le gain de précision apporté par cette méthode nous avons représentés Figure II.26 l'évolution de la variance du NPR en fonction du niveau d'excitation et du nombre d'échantillons utilisés pour le calcul. Le nombre d'échantillon est donné en pourcentage de la bande utile. La normalisation par rapport à la variance obtenue en utilisant toute la bande de bruit (100%) permet une lecture directe du facteur temps gagné à l'aide de cette méthode.

Ce facteur n'est pas proportionnel au nombre d'échantillons de bruit utilisés comme nous aurions pu nous y attendre sauf à forte puissance. En effet, au-delà d'une bande de 20 % la variance n'évolue pratiquement plus.

Le gain obtenu est en moyenne de l'ordre de 10 par rapport à un signal à trou de 1% et de 5 par rapport à un signal à trou de 5%.

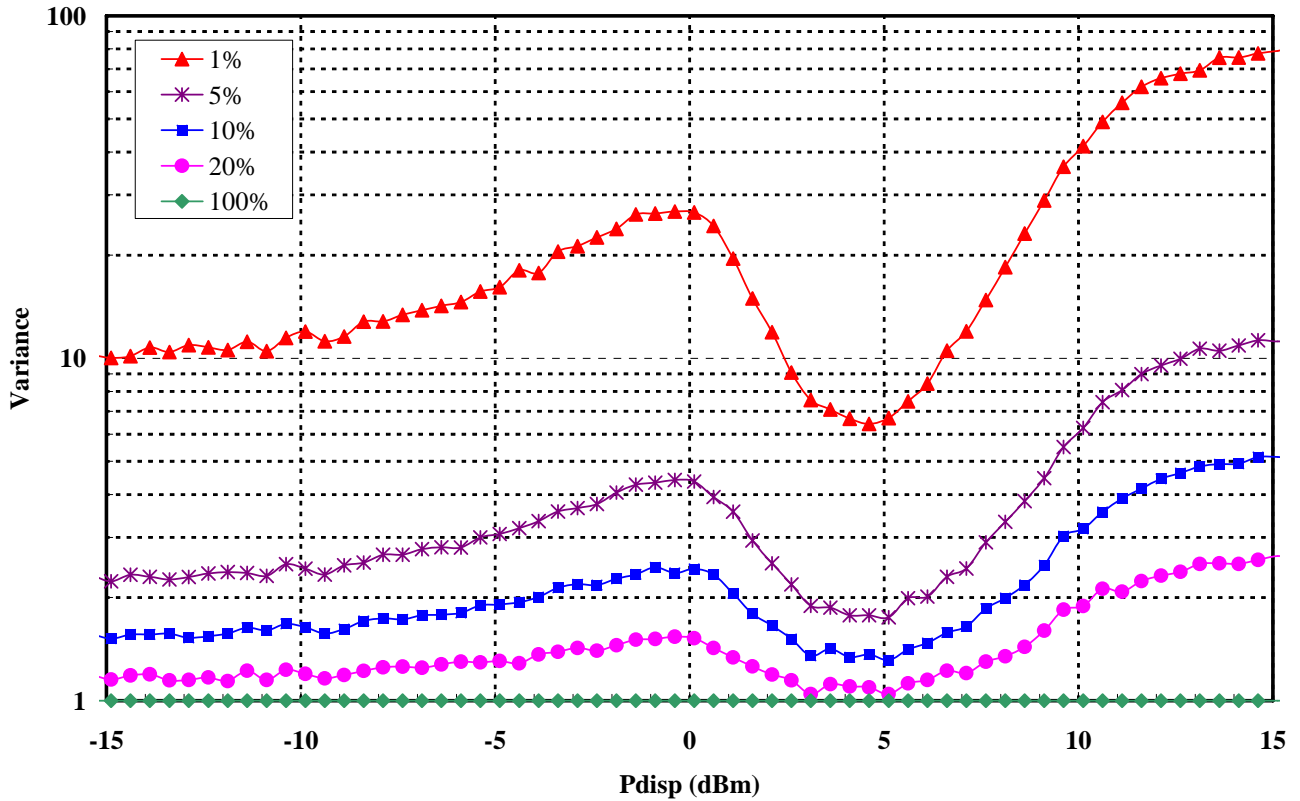


Figure II.26 – Variance du NPR pour un signal à 100 porteuses

Pour un dispositif non-linéaire sans mémoire, le principe énoncé dans cette section est parfaitement vérifié. L'équation (6) est toutefois insuffisante pour décrire un système réel. Le paramètre λ (gain complexe) ne peut par exemple pas prendre en compte le temps de propagation de groupe. En effet celui-ci se traduit dans l'espace des fréquences par une fonction de transfert de la forme $H(f) = e^{-j2\pi f\tau}$. Utiliser l'équation (10) dans un tel cas peut considérablement modifier la puissance du bruit.

Pour résoudre ce problème il est indispensable de considérer une fonction de description prenant en compte les effets de mémoire comme nous allons le voir par la suite.

II.5.2.5.2. - Modèle avec mémoire

Comme nous l'avons vu précédemment dans un système à mémoire, le gain complexe (λ) peut s'avérer insuffisant. Il faut considérer à sa place une fonction de description $H_x(f)$ ou de manière équivalente, une réponse impulsionnelle de description $h_x(t)$. La fonction de description dépend de la puissance et des propriétés statistiques du signal $x(t)$.

L'équation (10) devient alors :

$$y(t) = h_x(t) * x(t) + n(t) \quad (13)$$

A partir de l'équation (9) nous pouvons écrire :

$$n(t) = y(t) - h_x(t) * x(t) \quad (14)$$

d'où

$$\begin{aligned} E(n^*(t)x(t+\tau)) &= E\left(\left(y^*(t) - h_x^*(t) * x^*(t)\right)x(t+\tau)\right) \\ E(n^*(t)x(t+\tau)) &= E(y^*(t)x(t+\tau)) - E\left(\int_{-\infty}^{+\infty} h_x^*(u) x^*(t-u) du x(t+\tau)\right) \end{aligned}$$

La fonction $h_x(t)$ dépend de la statistique de $x(t)$ mais elle est indépendante de la réalisation.

$$E(n^*(t)x(t+\tau)) = E(y^*(t)x(t+\tau)) - \int_{-\infty}^{+\infty} h_x^*(u) E(x^*(t-u)x(t+\tau)) du$$

avec la stationnarité nous avons

$$E(n^*(t)x(t+\tau)) = E(y^*(t)x(t+\tau)) - \int_{-\infty}^{+\infty} h_x^*(u) E(x^*(t)x(t+\tau+u)) du$$

$$E(n^*(t)x(t+\tau)) = E(y^*(t)x(t+\tau)) - \int_{-\infty}^{+\infty} h_x^*(u) E_{xx}(u+\tau) du$$

En posant $v = u + \tau$

$$E(n^*(t)x(t+\tau)) = E(y^*(t)x(t+\tau)) - \int_{-\infty}^{+\infty} h_x^*(v-\tau) E_{xx}(v) dv$$

$$E(n^*(t)x(t+\tau)) = E(y^*(t)x(t+\tau)) - h_x^*(-\tau) * E_{xx}(\tau)$$

Par transformé de Fourier nous obtenons :

$$S_{nx}(f) = S_{yx}(f) - H^*(f)S_{xx}(f)$$

$S_{ab}(f) = F(E(a^*(t)b(t+\tau)))$ représente la densité spectrale croisée des processus aléatoires a et b. BW est la bande occupée par le signal d'entrée. Dans un grand nombre d'applications à bande limitée la fonction de transfert $H_{\hat{x}}(f)$ présente des variations faibles et peut être représentée par un développement polynomial de degré faible P.

$$H_{\hat{x}}(f) = \sum_{i=0}^P a_i f^i \quad (15)$$

Dans le cas particulier où $P=0$ dans (9), la méthode correspond à la solution étudiée précédemment [15].

P étant fixé et en supposant que le bruit d'intermodulation et le signal d'entrée ne sont pas corrélés, il est possible d'évaluer la fonction de transfert en déterminant les coefficients a_i ($i = 0 \dots P$) tels que l'énergie de la fonction d'intercorrélation entre le bruit et le signal d'entrée soit minimale.

$$\int_{-BW/2}^{BW/2} |S_{\hat{n}\hat{x}}(f_k)|^2 df = \int_{-\infty}^{+\infty} |R_{\hat{n}\hat{n}}(\tau)|^2 d\tau$$

La densité spectrale du signal utilisé par l'analyse du NPR étant constante et discrète le problème se réduit à minimiser la puissance de la fonction d'intercorrélation :

$$\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N |S_{\hat{n}\hat{x}}(f_k)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \left| S_{\hat{y}\hat{x}}(f_k) - H_{\hat{x}}^*(f_k) S_{\hat{n}\hat{x}}(f_k) \right|^2$$

Ce qui revient à minimiser

$$P_{\hat{n}\hat{x}}(a_0 \dots a_p) = \sum_{k=1}^N \left| H[f_k] - \frac{Y[f_k]}{X[f_k]} \right|^2$$

où X et Y sont respectivement les transformés de Fourier de $\hat{x}(t)$ et $\hat{y}(t)$, et N le nombre de porteuses indépendantes.

La solution est obtenue par la méthode des moindres carrés. La valeur optimale de l'ordre P est obtenue quand le NPR calculé avec l'expression (10) devient constant en fonction de P.

$$\text{NPR} = \frac{\sum_{k=1}^N |H[f_k] * X[f_k]|^2}{\sum_{k=1}^N |Y[f_k] - H[f_k] * X[f_k]|^2} \quad (16)$$

Une fois que la fonction de transfert est déterminée nous pouvons extraire le bruit d'après l'équation ().

Cette méthode a été implémentée et appliquée au calcul du NPR d'un amplificateur.

Nous avons appliqué cette méthode sur un amplificateur travaillant en bande S que nous avons conçu. La bande de cet amplificateur est de 200 MHz autour de la fréquence 2.18 GHz.

Les simulations ont été effectuées avec un signal à 100 porteuses réparties sur une bande de 20 MHz.

Une première simulation avec la technique du notch nous a permis de définir une référence nécessaire à la validation de la méthodologie. Cette courbe a été réalisée à l'aide d'un notch de 1% et 500 moyennes.

Deux autres simulations ont été effectuées en utilisant la méthode par intercorrélation en utilisant des polynômes d'ordre 0 et d'ordre 5. Les courbes de NPR calculés par ces deux méthodes sont présentées Figure II.27 ainsi que la courbe qui nous sert de référence.

Nous pouvons observer que la caractéristique obtenue en utilisant la technique d'intercorrélation avec une constante conduit à des résultats erronés à faible puissance d'excitation. Le NPR est proche d'une constante. L'erreur avec la caractéristique de référence atteint 15 dB pour une puissance de -15 dBm. Par contre en dessous de 35 dB de NPR l'erreur est négligeable.

La courbe de NPR calculé avec un polynôme de degré 5 suit parfaitement la caractéristique de référence sur toute la gamme de puissance étudiée. Ceci montre que pour le cas étudié un polynôme d'ordre 5 est suffisant représenter la fonction de description de l'amplificateur. De plus, l'hypothèse de non corrélation entre le bruit d'intermodulation et le signal d'excitation, semble être vérifiée.

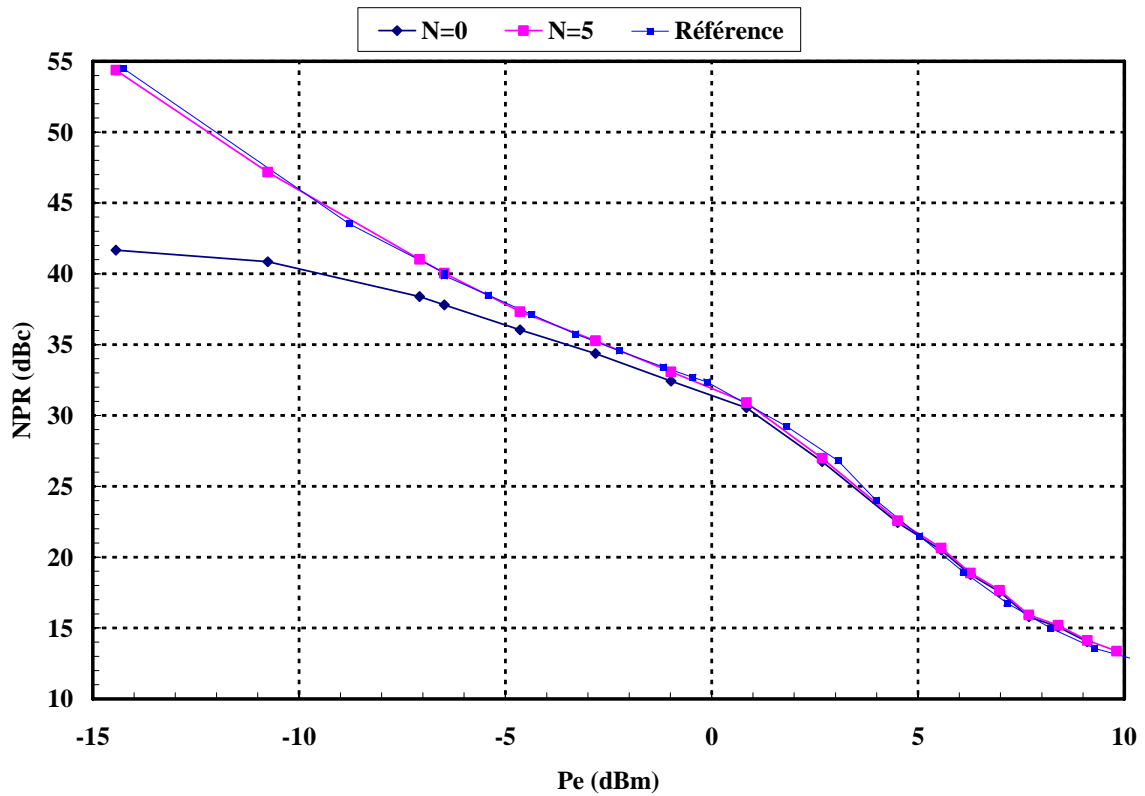


Figure II.27 – validation de la méthodologie

Dans une certaine mesure la méthode du gain complexe est suffisante pour prédire le rapport signal à bruit d'intermodulation d'un amplificateur à condition de fonctionner à fort signal. Toutefois le domaine de validité de cette méthode dépend de la bande d'analyse. Plus la bande est large plus le phénomène se produit à des niveaux de NPR faible.

Dans le cas général de l'étude d'un amplificateur simulé en tenant compte des effets de mémoire il est préférable d'utiliser un polynôme d'ordre supérieur.

II.6. - CONCLUSION

Ce chapitre a permis de monter les tendances théoriques générales concernant le comportement en linéarité des amplificateurs de puissance multiporteuse. Il montre tout l'intérêt de l'approche multiporteuse à distribution de phase aléatoire aboutissant à la notion de NPR.

Une discussion concernant le nombre de porteuse et le nombre de moyenne a été faite pour avertir le lecteur sur les conditions nécessaires à l'obtention d'une bonne prédiction de la linéarité en terme de NPR. En prenant en compte les considérations de temps de simulation, occupation de mémoire et de précision sur la prédiction du NPR, nous sommes arrivés à la constatation qu'un minimum de 100 porteuses et 10 moyennes sont nécessaires.

Le compromis entre le temps de simulation et la précision des résultats a pu être amélioré avec l'utilisation d'une nouvelle technique permettant de séparer artificiellement le bruit d'intermodulation du signal utile en sortie de l'amplificateur. Cette technique, basée sur l'intercorrélation entre le signal de sortie et le signal d'entrée, permet d'atteindre, à temps de simulation équivalent, une meilleure précision en terme de variance et de biais que la technique avec notch.

Au cours du chapitre suivant, nous utiliserons les facteurs de linéarité définis ici dans la caractérisation et la conception optimale des amplificateurs de puissance en terme de compromis linéarité et consommation.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **C. A. A. WASS**
"A table of intermodulation Products".
J. IEE, 1948, 95, Pt. III, p.31
- [2] **R. J. WESTCOTT**
"Investigation of multiple f.m./f.d.m. carriers through a satellite t.w.t. operating near to saturation".
Proc. IEE, Vol 114, No 6, June 1967
- [3] **J.C. PEDRO, N. BORGES DE CARVALHO**
"On the use of multitone Techniques for assessing RF Components' intermodulation distorsion"
IEEE Transactions on Microwave and Techniques, Vol. 47, No; 12, pp.2393-2402,
December 1999
- [4] **W.B. DAVENPORT**
"Signal-to-Noise Ratios in Band-Pass Limiters".
Journal of applied physics, June 1953, p. 720-727.
- [5] **D. MIDDLETON**
"Some general results theory noise through non-linear devices".
Quarterly of applied mathematics, January 1948, p. 445-498.
- [6] **J. GALEJS**
"Signal-to-noise ratios in smooth limiters"
IRE transactions on information theory, pp. 79-85, June 1959

- [7] **E.D. SUNDE**
“Intermodulation distortion in multicarrier FM systems”
IEEE international convention record, Vol. 13, No. 2, p. 130-146, 1965
- [8] **C. CRAIG FERRIS**
“Spectral characteristics of FDM-FM signals”
IEEE Transactions on communication technology, Vol. 16, No 2, p. 233-238, 1968
- [9] **R. HAMER**
“Radio-frequency interference in multi-channel telephony F.M. systems”
Proceedings of the institution of electrical engineers, Vol. 108b, p. 75-89, 1961
- [10] **J. SOMBRIN**
"Critter de comparaison, d'optimisation et d'utilisation optimale des amplificateurs de puissances non-linéaires"
Rapport CNES, Ref. CNES DT-96-16-CT/AE/TTL/HY, Mai 1996.
- [11] **N.B. CARVALHO, J.C. PEDRO**
“Multi-Tone intermodulation performance of 3rd order microwave circuits”
IEEE MTT-S Digest, Anaheim, June 1999
- [12] **J.C. BIC, D. DUPONTEIL, J.C. IMBEAUX**
"Eléments de communications numériques 2".
Dunod.
- [13] **J. GALEJS**
"Signal-to-Noise Ratios in Smooth".
IRE Transactions on Information Theory, June 1959, p. 79-85.
- [14] **DELLA-LIBERRA THIERRY**
Nouveau principe de mesure du NPR (Noise Power Ratio). Génération multiporteuse
Rapport de stage de DESS d'électronique, Université de Limoges, 1997.

- [15] **S. W. CHEN, W. PANTONAND R. GILMORE**
Effects of nonlinear distortion on CDMA communication systems”
MTT, Vol. 44, No. 12, pp. 2743-2750, Dec. 1996
- [16] **S. AUGAUDY**
"Caractérisation des amplificateurs de puissance grâce au critère du NPR".
Rapport de stage de DESS d'électronique, Université de Limoges, 1997.
- [17] **J. LAJOINIE, E. NGOYA, D. BARATAUD, J.M. NEBUS, J. SOMBRIN,
B. RIVIERRE**
“Efficient simulation of NPR for the optimum design of satellite transponders SSPAs.”
IEEE MTT-S Digest, Baltimore, June 1999

CHAPITRE III

METHODOLOGIE DE CONCEPTION OPTMALE EN TERME DE LINEARITE ET DE CONSOMMATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE

III.1. - INTRODUCTION

Nous assistons à l'heure actuelle à un essor considérable des systèmes de radiocommunication.

De nombreuses applications nécessitent l'emploi d'amplificateurs de puissance à haut rendement. Nous pouvons citer les systèmes de radiocommunications mobiles mais également les systèmes de communications par satellite.

Pour de tels systèmes, la consommation conditionne à la fois le poids et l'autonomie des équipements. La linéarité de la chaîne de transmission influe quant à elle sur la qualité de la transmission.

Pour satisfaire aux contraintes de faible consommation et de bonne linéarité, de nombreuses études ont été menées sur les classes de fonctionnement à haut rendement [1]-[3] ainsi que sur les techniques de linéarisation [4]-[33]. La linéarité est souvent associée à un fonctionnement de l'amplificateur avec du recul par rapport à la compression alors que le rendement est associé à un fonctionnement fortement non linéaire (en zone de compression). Ces deux objectifs sont souvent contradictoires et nécessitent l'étude d'un compromis délicat.

Nous allons présenter dans un premier temps le principe général d'un système de communication par satellite qui permet de mettre en lumière les critères d'optimisation.

Un premier critère intègre de manière séparée les notions de puissance, de consommation et de bruit d'intermodulation. C'est aujourd'hui le critère couramment adopté par les concepteurs du fait que les paramètres mis en jeu correspondent effectivement à ceux qui sont aujourd'hui fournis dans le cahier des charges des amplificateurs de puissance. Malheureusement, comme nous le verrons dans la suite, ce critère d'optimisation s'avère non optimal car il ne tient pas compte directement du rapport signal à bruit du système dans lequel sera intégré l'amplificateur de puissance.

Un deuxième critère, récemment mis au point par J. SOMBRIN au CNES [10] permet d'intégrer directement le rapport signal à bruit au niveau du récepteur dans la conception de l'amplificateur.

Le facteur de linéarité utilisé pour cette étude est le NPR (Noise Power Ratio) présenté dans le chapitre II

III.2. - POSITION DU PROBLEME

III.2.1. - GENERALITES

Le système de télécommunication étudié par la suite est une chaîne de communication conçue pour fonctionner en régime multiporteuse mettant en jeu un satellite. Comme nous avons pu le voir les systèmes de communication actuels offrent une large place à l'amplification simultanée de plusieurs signaux multiplexés en fréquence. De plus, les propriétés statistiques de ces signaux sont proches de celles d'un bruit blanc gaussien ce qui rend pertinent l'analyse du bruit d'intermodulation à l'aide d'un signal composé d'un grand nombre de raies équidistantes à phase aléatoire uniformément réparties sur $[0-2\pi]$. Une schématisation d'architecture de système de télécommunication est présentée Figure III.1. Elle comprend les émetteurs, le satellite et le récepteur.

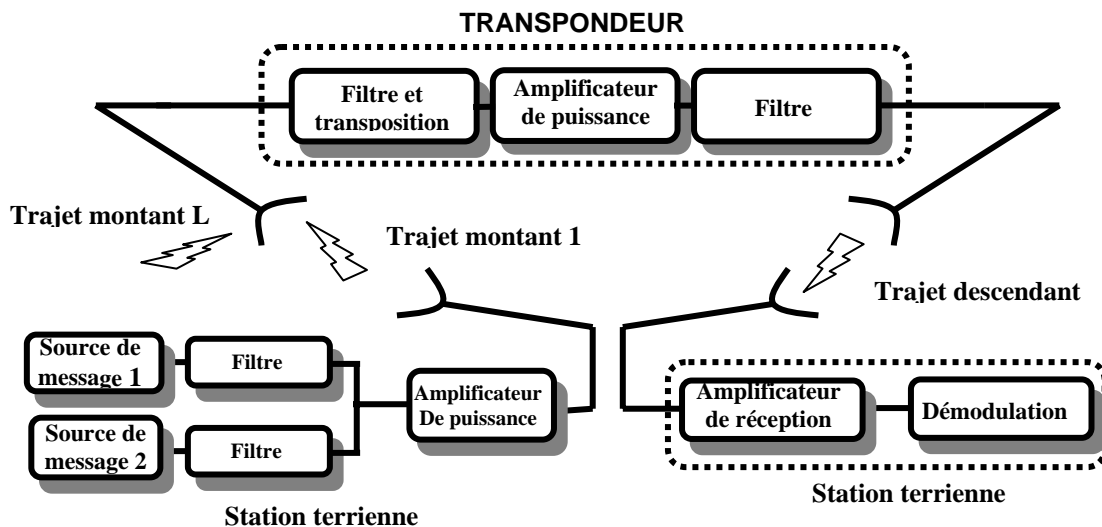


Figure III.1 – Chaîne de transmission multiporteuse par satellite

Lors de la spécification d'un système de télécommunication, l'établissement complet d'un bilan de liaison permet d'établir le cahier des charges nécessaire à la conception de chaque partie de la chaîne de transmission (amplificateur faible bruit, amplificateur de puissance ...). Des performances sont attribuées à chaque équipement selon des règles empiriques qui garantissent un fonctionnement plus ou moins optimal. Avec les outils de CAO actuels, l'optimisation globale quantitative d'une chaîne de transmission n'est pas encore réalisable.

III.2.2. - BILAN DE LIAISON SIMPLIFIE

La Figure III.2 reprend de manière synthétique l'architecture d'une liaison par satellite. Nous y avons fait figurer les différentes composantes des signaux présents à l'entrée et à la sortie des dispositifs.

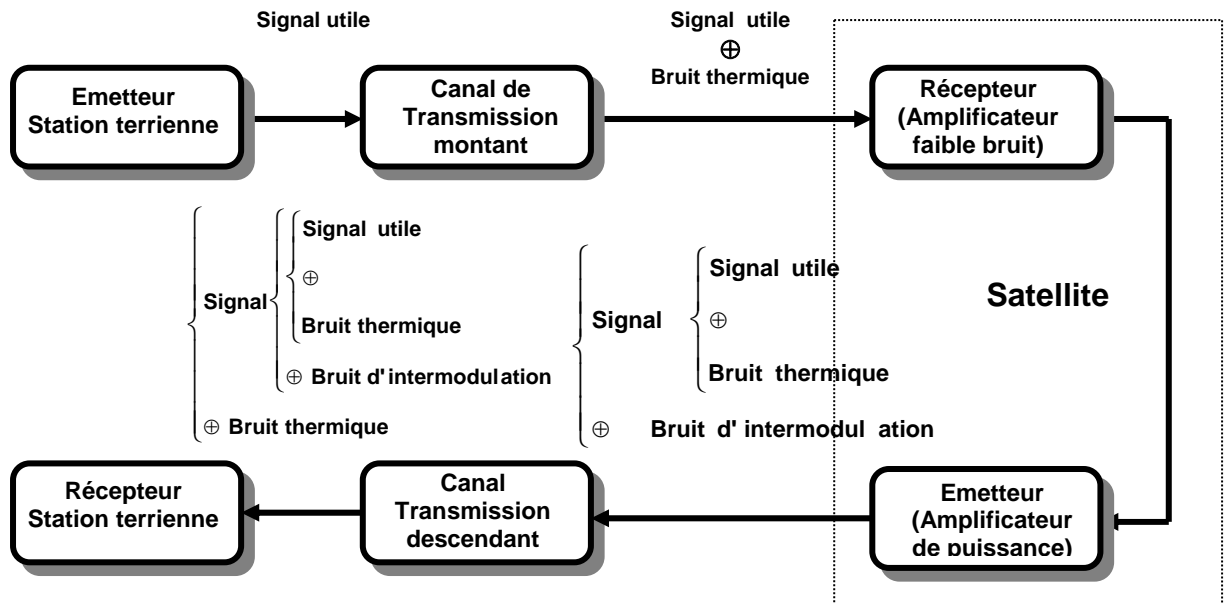


Figure III.2 –Schéma simplifié d'une liaison par satellite

Au niveau de la station terrienne, un signal est émis qui se propage le long de la liaison montante. Au niveau du satellite le signal se superpose au bruit thermique du récepteur. Ces deux signaux sont amplifiés et ré-émis vers la station terrienne de réception ainsi que le bruit d'intermodulation issu des amplificateurs de puissance à haut rendement.

Au niveau de la station terrienne de réception, 4 signaux sont reçus :

- le signal utile
- le bruit d'intermodulation
- le bruit thermique présent au niveau du récepteur du satellite
- le bruit thermique présent au niveau de la station terrienne de réception.

Ces signaux d'origines différentes présentent la particularité de ne pas être corrélés. Il est donc possible d'établir un bilan de liaison en fonction des différents rapports signal à bruit.

Ainsi le rapport signal à bruit au niveau de la station terrienne de réception peut s'exprimer par :

$$\left(\frac{C_r}{(N_{mr} + N_{dr}) + I_r} \right)^{-1} = \left(\frac{C_r}{N_{mr}} \right)^{-1} + \left(\frac{C_r}{N_{dr}} \right)^{-1} + \left(\frac{C_r}{I_r} \right)^{-1} \quad (1)$$

C_r : puissance du signal utile au niveau de la station de réception
 N_{mr} : puissance du bruit thermique de la liaison montante
 N_{dr} : puissance du bruit thermique de la liaison descendante
 I_r : puissance du bruit d'intermodulation de l'amplificateur de puissance

Ce rapport, qui détermine la qualité de la transmission, est l'un des critères fondamentaux de la liaison. Lors de la conception d'un amplificateur, les caractéristiques des équipements en amont et en aval de la chaîne de transmission sont connues (bilan de liaison). Il en découle que le rapport signal à bruit total (1) ne dépend plus que des caractéristiques de l'amplificateur de puissance de l'émetteur du satellite. Ce dernier doit être conçu de manière à ce que le rapport signal à bruit vérifie le cahier des charges. Pour atteindre cet objectif la méthodologie aujourd'hui adoptée est la suivante.

Elle consiste à décomposer le rapport signal à bruit conformément à l'équation (1) et à fixer les termes C_r/I_r et C_r/N_{dr} séparément. Le rapport C_r/N_{mr} issu des étages précédents est une constante indépendante de l'amplificateur. N_{dr} étant fixé, ceci a pour effet de fixer la puissance de sortie et le NPR (Noise Power ratio) de l'amplificateur. Ce sont donc deux spécifications que nous retrouvons à l'heure actuelle dans le cahier des charges des amplificateurs de puissance.

Si cette méthode permet d'atteindre les contraintes sur le rapport signal à bruit, elle diminue le degré de liberté sur l'optimisation des autres paramètres tel que la consommation. En effet plusieurs couples de rapport signal sur bruit thermique (C_r/N_{dr}) et signal sur bruit d'intermodulation (C_r/I_r) permettent d'obtenir un même rapport signal à bruit $C_r/(N_{mr}+N_{dr}+I_r)$. Hors pour deux couples différents, un amplificateur peut présenter des puissances consommées différentes. La consommation étant une donnée critique à bord d'un satellite il est important de déterminer les couples optimaux.

Afin de prendre en considération l'observation précédente, nous allons dans ce travail étudier une deuxième méthode de conception qui consiste à intégrer directement le rapport signal à bruit total de façon à obtenir pour un $C_r/(N_{mr}+N_{dr}+I_r)$ donné, la consommation minimale de l'étage de puissance de sortie.

III.2.3. - OBJECTIFS

L'objectif de ce travail est de développer une méthodologie de conception d'amplificateurs optimisés en linéarité et consommation. Nous pouvons dégager deux axes de recherche dans ce domaine.

Le premier est basé sur les différentes techniques de linéarisation [4]-[33]. Ces techniques permettent d'améliorer le fonctionnement d'un amplificateur en jouant sur son environnement (circuits de linéarisation), le fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur n'est pas remis en cause.

Le second axe de recherche est basé sur l'optimisation du fonctionnement intrinsèque de l'amplificateur. C'est sur ce deuxième axe que nous allons nous appesantir au cours de ce travail. Il s'agit de déterminer les conditions de fonctionnement optimales des cellules constituant l'amplificateur afin d'obtenir le meilleur compromis linéarité/consommation. En fait, les deux axes de recherche ci-dessus ne sont pas contradictoires, ils se complètent parfaitement. Le cas échéant, la cellule amplificatrice optimisée en linéarité/consommation peut être associée à un linéariseur dont la complexité sera certainement réduite.

Ce deuxième axe de recherche doit à notre sens être préalable à une étape éventuelle de linéarisation de l'amplificateur considéré au moyen de circuits annexes.

Dans le domaine des amplificateurs à l'état solide l'optimisation de cellule conduit à la recherche d'un optimum en termes de :

- conditions de charge aux accès des transistors constituant l'amplificateur
- point de polarisation (classe de fonctionnement) des transistors
- nombre de cellules (transistors élémentaires)

Nous allons nous intéresser à la conception d'amplificateurs possédant ou non un nombre de transistors ou cellules amplificatrices fixé avec des contraintes intégrant la puissance de sortie et le rapport signal à bruit d'intermodulation ou intégrant directement le rapport entre le signal et la somme du bruit d'intermodulation et du bruit thermique présent au niveau du récepteur.

Ces critères dépendent de manière conjointe de la puissance de sortie, de la linéarité et de la consommation qui dépendent, elles-mêmes, de la nature du signal (chapitre II). La recherche d'optimum proposée est effectuée avec un signal du type (bruit blanc gaussien) et le critère de linéarité (NPR) associé.

Nous allons considérer une topologie d'amplificateur parallèle, constitué de k cellules élémentaires Une cellule élémentaire pouvant être un transistor où un module amplificateur. La puissance de sortie, le bruit d'intermodulation et la consommation de l'amplificateur global, notés respectivement (C_e, I_e, P_{dce}) , suivent ainsi une loi linéaire en fonction du nombre de transistors par rapport aux caractéristiques de la cellule élémentaire notées de la même manière par (C, I, P_{dc}) aux pertes de recombinaison près.

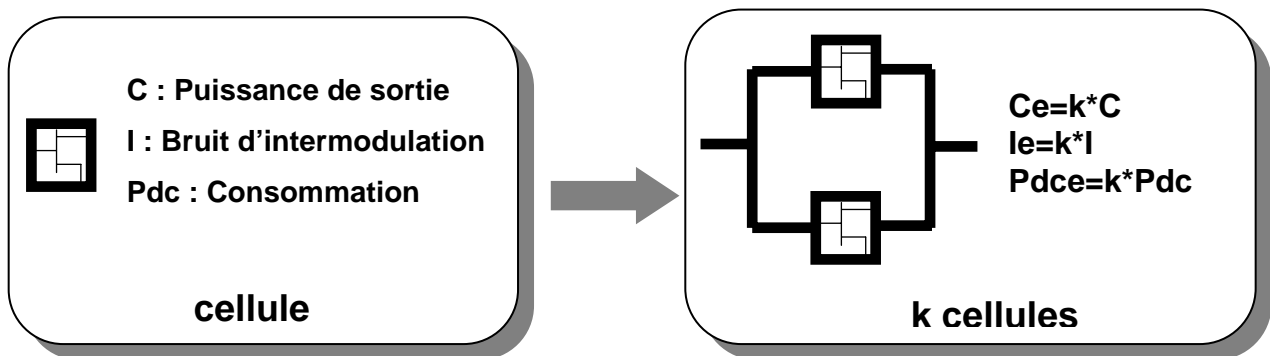


Figure III.3 – Loi d'échelle Linéaire

Pour simplifier l'étude, seul le bruit thermique de la liaison descendante noté N_r , sera pris en compte. Pour de nombreux systèmes de télécommunication la consommation de la station terrienne n'est pas le critère d'optimisation prépondérant puisque les ressources en puissance sont très importantes. Il est donc possible de rendre le rapport signal à bruit montant négligeable en augmentant la puissance de la station terrienne.

Le schéma de la Figure I. peut donc être simplifié comme ci-dessous (Figure I.4). Nous avons défini dans le plan de sortie de l'amplificateur un signal de bruit thermique équivalent $N_e=N_r/a$, celui-ci représente le bruit thermique que transmettrait l'amplificateur pour avoir le même rapport S/B du récepteur en considérant un canal de transmission et un récepteur non bruyant. On peut alors raisonner au niveau de l'amplificateur en faisant abstraction du canal de réception. On observe que les rapports $C_e/(N_e + I_e)$ et $C_r/(N_r + I_r)$ sont égaux. La connaissance du rapport $C_e/(N_e + I_e)$ et du bruit thermique équivalent N_e définit donc la liaison en termes de rapport signal à bruit.

Dans ce qui suit nous allons appuyer notre étude sur le transistor TI pHEMT 600 μm dont le modèle est présentée au chapitre I, paragraphe 5.2.3. Les simulations multiporteuses seront réalisées avec le simulateur de load-pull multiporteuse présenté au chapitre I, paragraphe I.5.

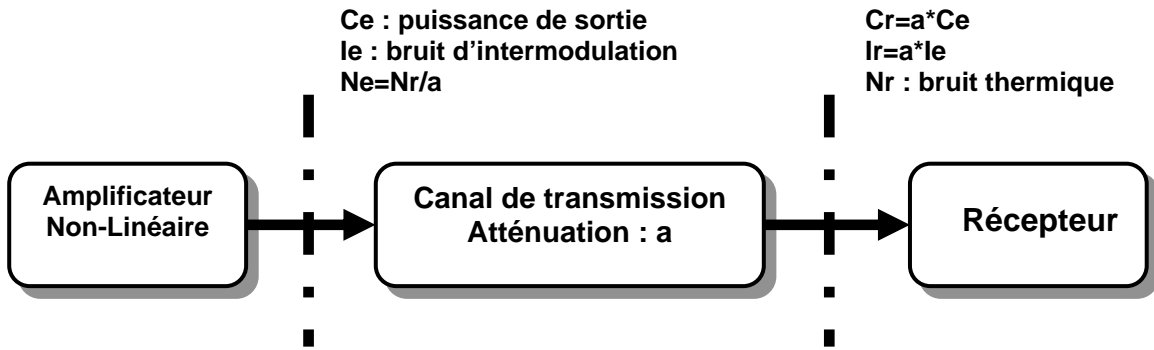


Figure III.4 – Bilan de liaison

III.2.4. - MODELE DE TRANSISTOR UTILISE

L'étude présentée par la suite a été réalisée au tour du modèle d'un transistor pHEMT de la fonderie Texas Instrument de développement de grille 600 μm . Le transistor a été modélisé par un schéma électrique classique présenté ci-après :

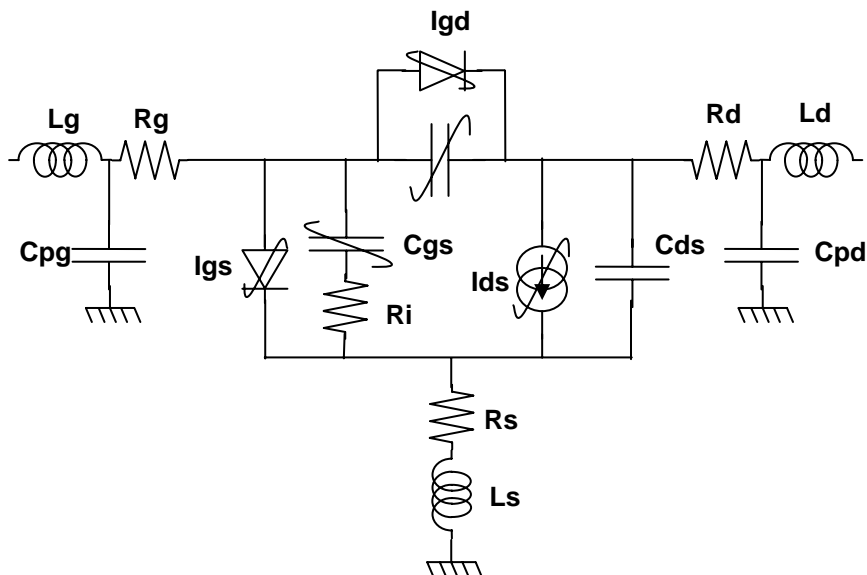


Figure III.5 – Schéma équivalent non-linéaire d'un transistor à effet de champ

Ce composant a été soumis à une caractérisation systématique des impédances de charges à une fréquence de 12 GHz avec un signal composé de 200 porteuses dans une bande de 16 MHz.

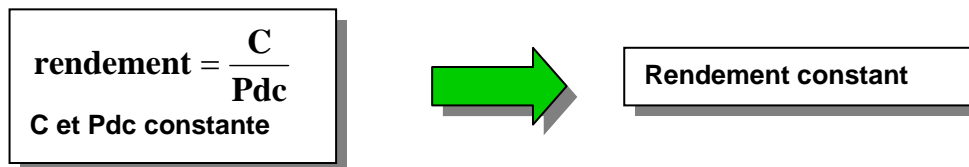
III.3. - METHODOLOGIE ACTUELLE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR MULTIPORTEUSE

Comme indiqué précédemment dans la méthodologie actuelle, les seuls éléments à la connaissance du concepteur sont la puissance de sortie et le NPR. A partir de là, on peut envisager deux cas de figures qui sont explicités ci-après.

III.3.1. - CAS DE FIGURE 1 :

Dans le premier cas de figure, le nombre de cellules constituant l'amplificateur est fixé. Il est alors possible de remonter à la puissance de sortie de la cellule élémentaire. Si la loi d'échelle linéaire est respectée, il suffit de diviser la puissance de sortie de l'amplificateur par le nombre de cellules. Comme le rapport signal à bruit est conservé l'étude de cet amplificateur peut se limiter à l'étude d'une cellule.

Un critère objectif pour déterminer le meilleur compromis entre la linéarité et le rendement consiste à représenter les contours de puissance consommée et de NPR pour une puissance de sortie donnée. Dans le cas présent nous pouvons substituer la consommation au rendement. En effet, à puissance fixe et à consommation fixe le rendement est également fixe.



Pour obtenir l'optimum nous devons caractériser la linéarité (NPR) et la consommation (Rendement) de la cellule élémentaire en fonction de ses impédances.

III.3.1.1. - Détermination de l'impédance de charge optimale

Pour illustration, nous avons choisi de caractériser le transistor en utilisant les répartitions d'impédances présentées Figure I.11. Cette caractérisation nous a permis de tracer des contours de NPR et de rendement pour une puissance de sortie fixe (120 mW). Les impédances ne faisant pas l'objet d'une optimisation ont été prises égale à 50 Ohms.

Une caractérisation multiporteuse a été effectuée à la fréquence fondamentale dans la zone de l'abaque allant de l'impédance optimale de puissance à l'impédance optimale de rendement monoporteuse. Les contours obtenus ont été représentés Figure III.6. Nous pouvons voir que ces contours sont fermés et centrés chacun autour d'une impédance. Les contours de rendement (obtenues en multiporteuse) se trouvent centrés quasiment autour de l'impédance optimale de rendement (monoporteuse) alors que les contours de NPR le sont quasiment autour de l'impédance optimale de puissance (monoporteuse). Cette observation est très importante car elle laisse entendre qu'il est possible de déterminer les impédances optimales de linéarité et de rendement multiporteuse en réalisant des analyses monoporteuses

Pour les contraintes imposées l'optimisation du transistor passe donc par un compromis entre la linéarité et la consommation. Le domaine de recherche privilégié est ainsi l'axe défini par les 2 points : impédance de rendement maximum et impédance de puissance maximale monoporteuse. Pour une valeur de NPR donné le rendement optimal sera obtenu pour une impédance se situant sur cet axe et réciproquement.

Pour poursuivre notre caractérisation nous avons pris à la fréquence fondamentale l'impédance rendement maximum et balayer tout l'abaque pour ce qui concerne l'harmonique 2. Les contours obtenus sont présentés Figure III.7. On observe que l'amélioration du rendement et du NPR s'effectue de manière conjointe. Finalement, les conditions de fonctionnement optimales sont atteintes pour une valeur d'impédance au deuxième harmonique correspondant au rendement maximum en monoporteuse.

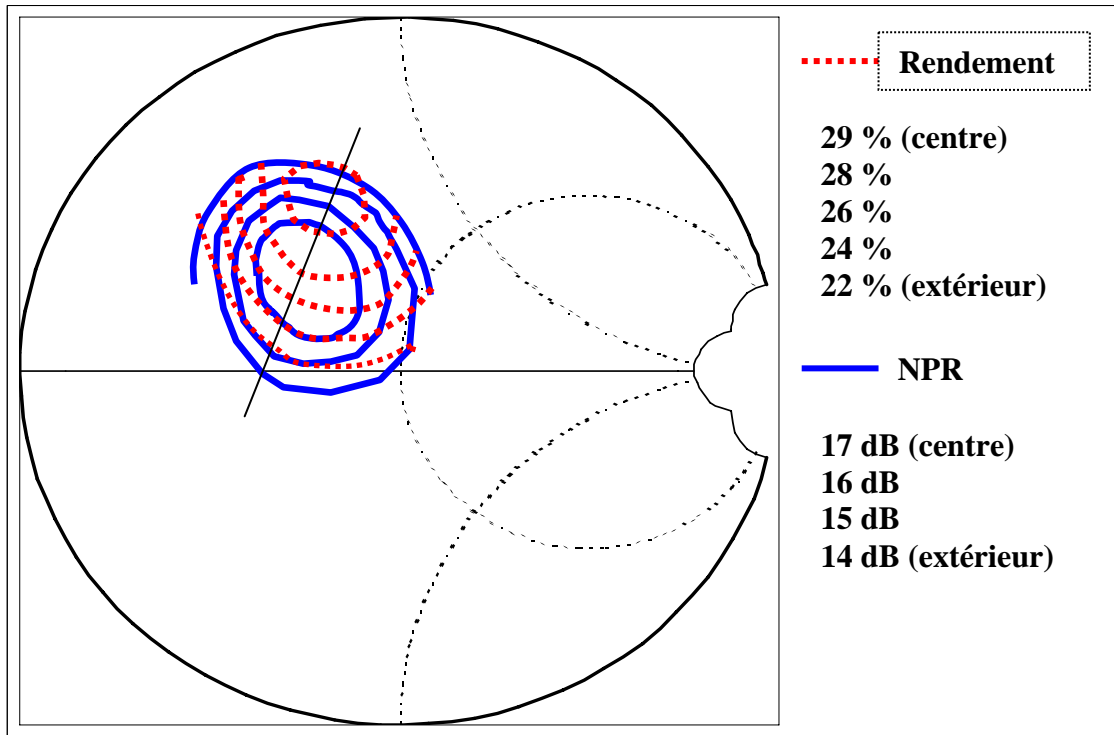


Figure III.6 – Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{out}(f_0)$)

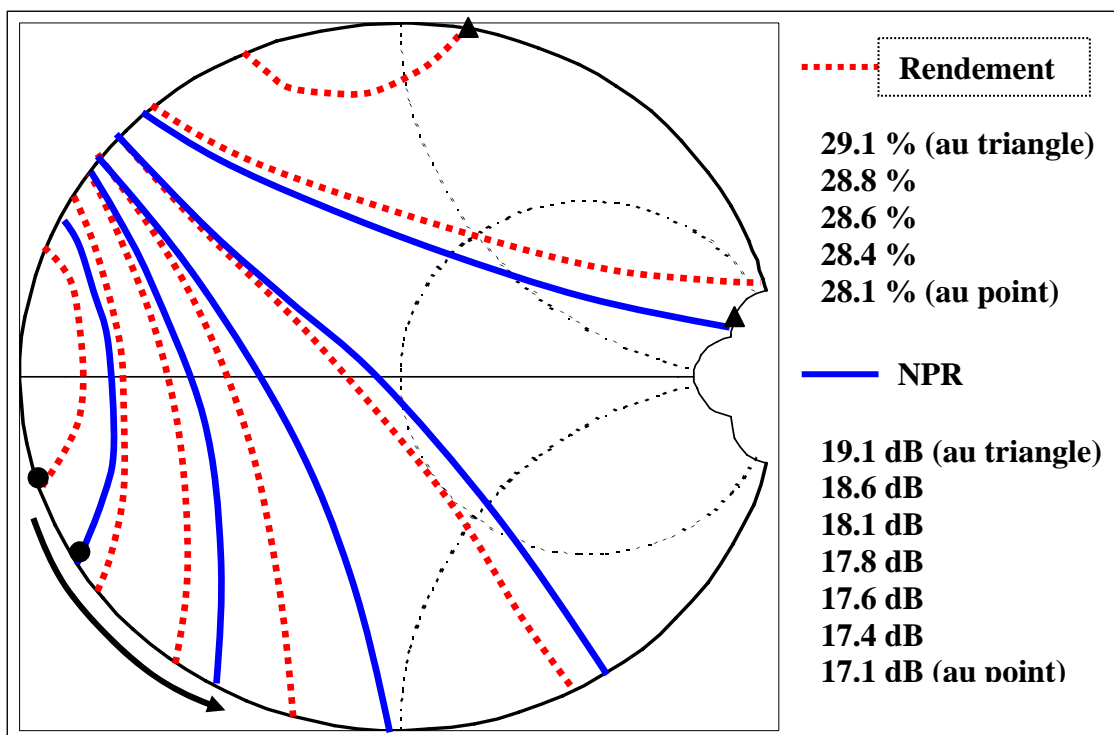


Figure III.7 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{out}(2f_0)$)

III.3.1.2. - Détermination de l'impédance de source optimale

Pour cette détermination nous avons chargé le transistor en sortie par les impédances optimales de rendement trouvées précédemment.

L'analyse du comportement du transistor, vis à vis de l'impédance de source, a été menée autour de l'impédance optimale de gain en puissance. La variation de cette impédance n'entraînant qu'une variation faible du rendement nous avons préféré étudier son impact sur le gain qui lui est extrêmement sensible. Les contours obtenus sont présentés Figure III.8. Nous pouvons observer que l'impédance de source joue évidemment un rôle très important sur le gain mais également sur le NPR. Le transistor est plus linéaire lorsque l'on se rapproche de 50 Ohms, mais le gain chute de manière importante.

La caractérisation de l'impédance de source à $2f_0$ a été effectuée en balayant tout l'abaque. Les contours obtenus, Figure III.9, montre le rôle important de l'impédance de source à l'harmonique 2 en ce qui concerne la linéarité. Pour ce transistor le rendement n'a pas été amélioré de manière notable mais nous pouvons gagner plus de 1 dB sur la valeur du NPR.

Il n'y a pas de relation évidente entre le rendement et le NPR. Pour déterminer les conditions de fonctionnement optimales l'optimisation doit être menée à l'aide de signaux multiporteuse. Cette optimisation peut se limiter aux impédances à partie réelle nulle puisque les optimums sont situés au bord de l'abaque de Smith.

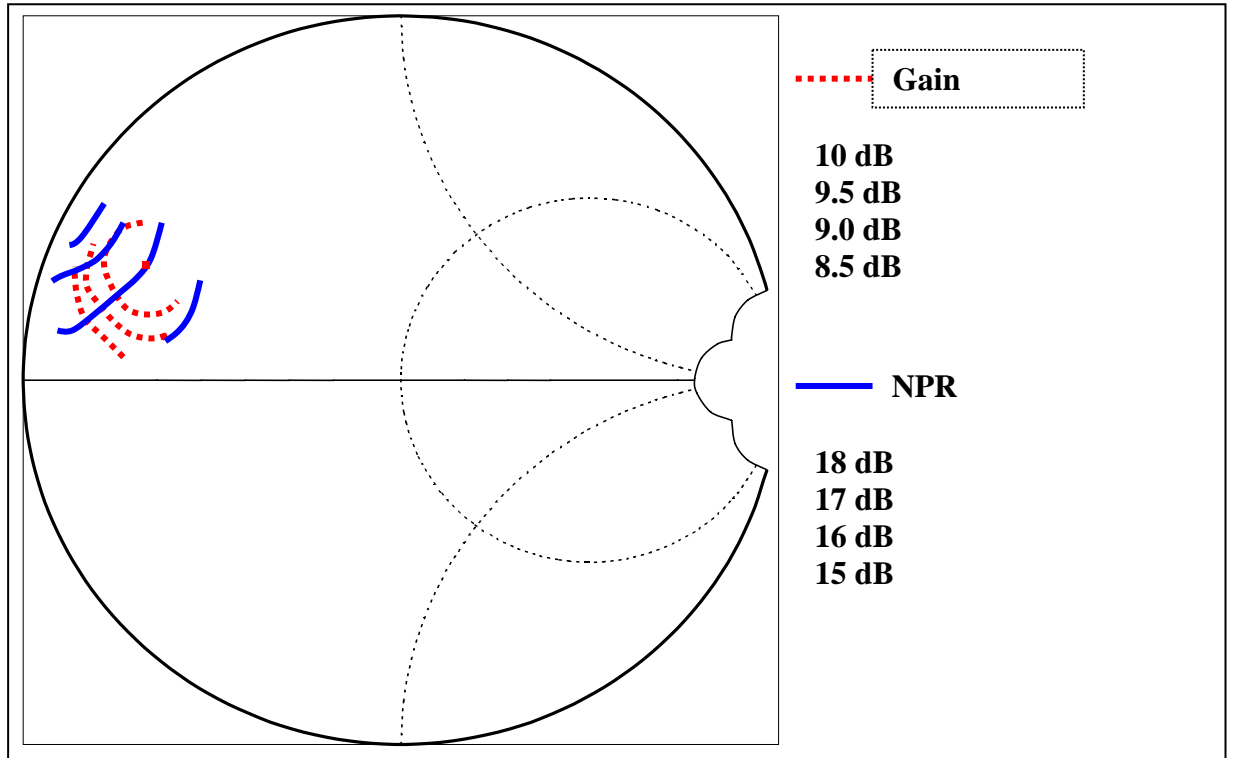


Figure III.8 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{in}(f_0)$)

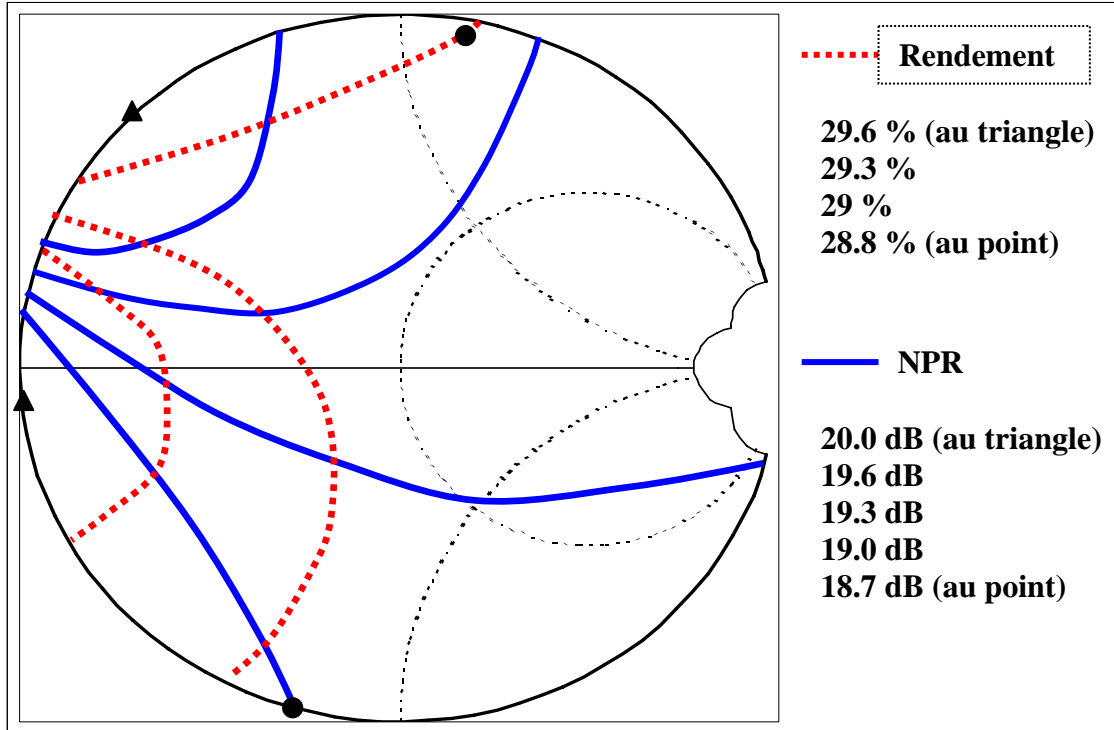


Figure III.9 - Contours à puissance de sortie constante ($P_s=120$ mW, $Z_{in}(2f_0)$)

III.3.2. - CAS DE FIGURE 2 :

Dans le deuxième cas de figure le nombre de cellules est libre. La puissance de sortie de chaque cellule n'est donc pas, à priori, connue. Par contre la puissance de sortie de l'amplificateur de puissance, donnée par le cahier des charges, est connue.

Le rendement de l'amplificateur de puissance peut être exprimé en fonction de la puissance de sortie et de la consommation :

$$\text{Rendement} = \frac{C_e}{P_{dce}} = \frac{C}{P_{dc}}$$

Comme la puissance de sortie C_e est connue et fixe, minimiser la puissance consommée total P_{dce} est équivalent à maximiser le rendement de l'amplificateur. Or d'après la loi d'échelle linéaire le rendement de la cellule élémentaire (C/P_{dc}) est égal au rendement de l'amplificateur (C_e/P_{dce}). De même le rapport signal à bruit est conservé.

Nous pouvons limiter la recherche des conditions de fonctionnement à l'étude des caractéristiques d'une cellule en traçant la courbe de NPR en fonction du rendement.

A valeur de NPR égale la cellule présentant le rendement le plus élevé sera plus apte à assurer un bon compromis entre la linéarité et la consommation selon les critères spécifiés.

III.3.2.1. - Détermination de l'impédance de charge optimale

A partir des mêmes fichiers de simulations que pour les sections précédentes nous avons tracé le NPR en fonction du rendement. Nous avons ainsi observé que la caractéristique correspondant à l'impédance de rendement maximum au fondamental donnait le meilleur compromis entre la linéarité et le rendement. Afin de limiter le nombre de courbe nous avons représenté Figure III.10 uniquement la caractéristique optimale et celle obtenue lorsque nous adaptons l'amplificateur pour obtenir le maximum de puissance.

Nous pouvons ainsi observer que l'impédance de rendement maximum permet d'atteindre un meilleur compromis que l'impédance de puissance maximum.

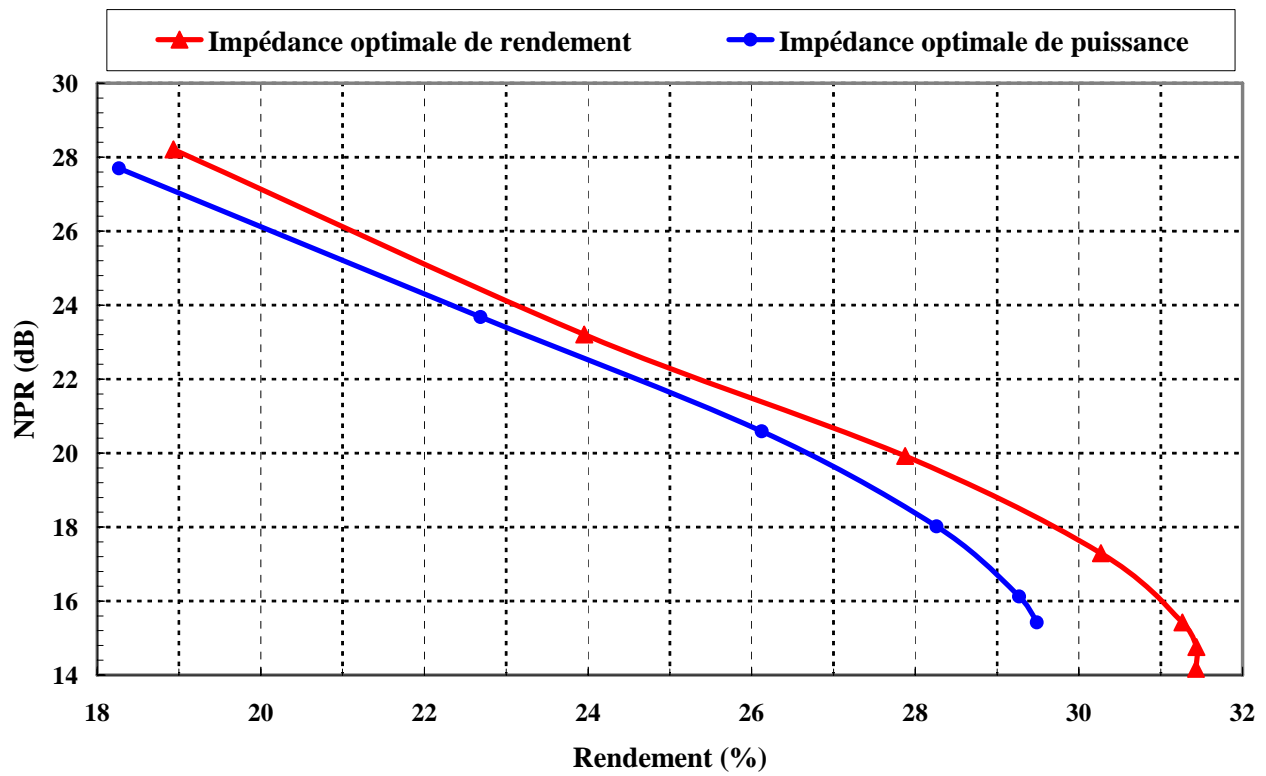


Figure III.10 – Influence de l'impédance de charge à f_0

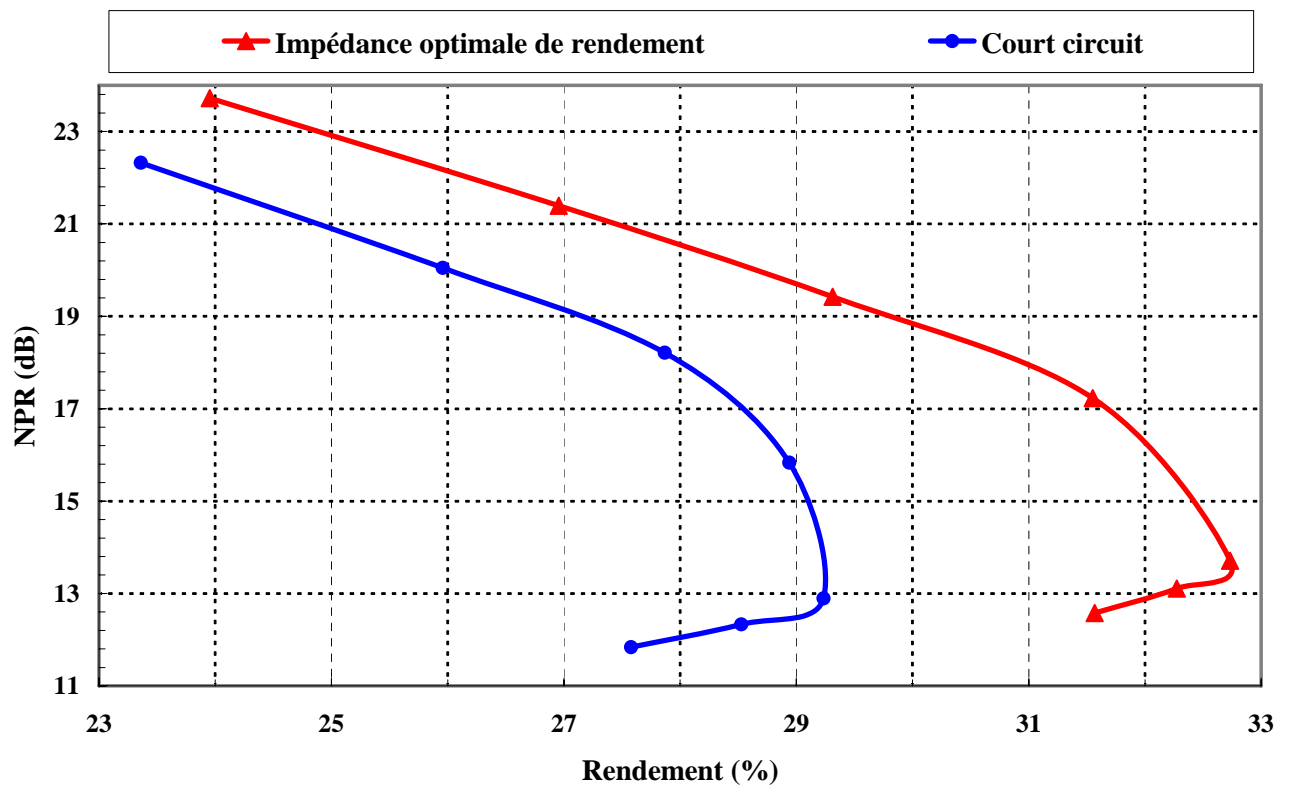


Figure III.11 – Influence de l'impédance de charge à $2f_0$

Figure III.11 nous avons tracé les mêmes caractéristiques pour visualiser le comportement vis à vis de l'impédance à l'harmonique 2. La valeur optimale obtenue correspond également à l'impédance de rendement maximum à l'harmonique 2.

III.3.2.2. - Détermination de l'impédance de source optimale

Les caractéristiques associées à l'impédance optimale, trouvée en comparant les différentes caractéristiques pour chaque impédance, et à un court circuit sont présentées Figure III.12. Nous pouvons voir que le court circuit n'est pas toujours une bonne solution. Une amélioration significative de la linéarité peut être obtenue.

Il est donc très important de faire attention à la valeur de cette impédance.

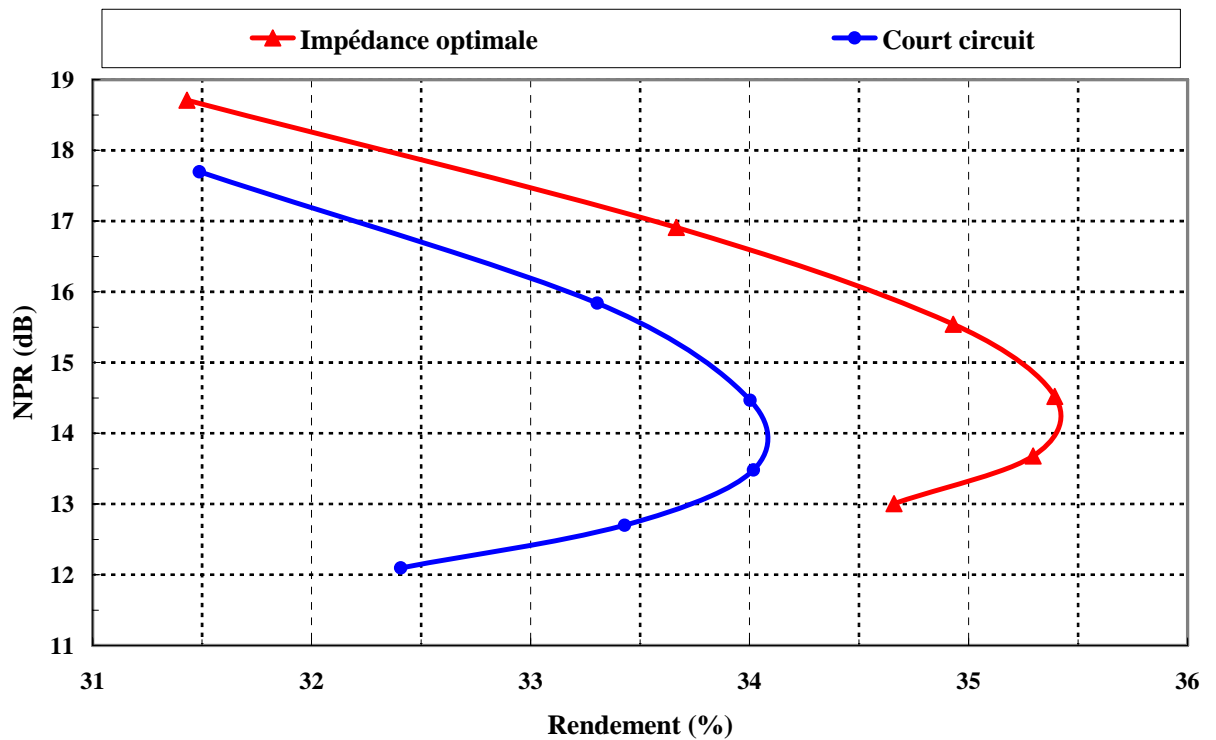


Figure III.12 – Influence de l'impédance de source à $2f_0$

III.4. - NOUVELLE APPROCHE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR MULTIPORTEUSE

Les démarches de conception d'amplificateurs présentés dans les paragraphes précédents découlent d'un énoncé non optimal de la problématique de la liaison communication multiporteuse.

Pour s'assurer que l'amplificateur travaille dans les meilleures conditions possibles il est nécessaire d'intégrer directement au niveau de la conception de l'amplificateur le rapport signal à bruit du récepteur comme nous allons le voir ci-après.

III.4.1. - DEFINITION DU CRITERE OPTIMUM D'EVALUATION DE COMPROMIS LINEARITE/CONSOMMATION

III.4.1.1. - Caractéristique de bruit d'un amplificateur

Le rapport signal à bruit du récepteur dépend à la fois du bruit thermique présent, de la puissance du signal utile ainsi que de la puissance du bruit d'intermodulation généré par les non-linéarités de l'amplificateur de puissance. Le niveau d'excitation de l'amplificateur modifie le rapport entre ces puissances entraînant la modification du rapport signal à bruit. Son évolution en fonction de la puissance d'entrée de l'amplificateur est décrite ci-dessous (en fixant le bruit thermique N_e à une certaine valeur) [34].

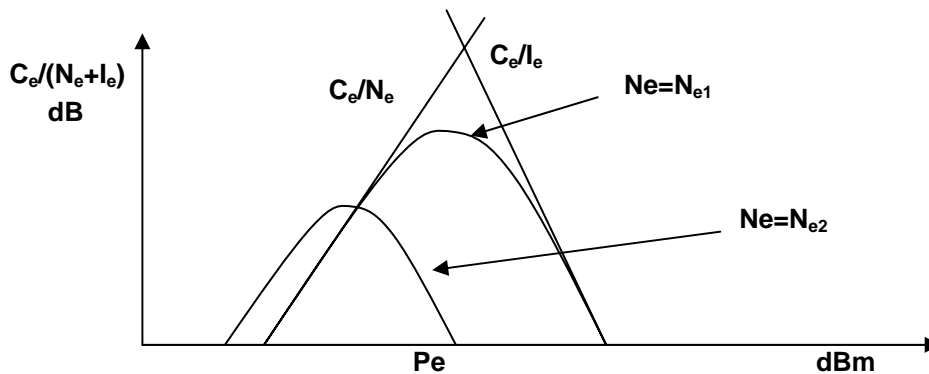


Figure III.13 – Caractéristique de bruit d'un amplificateur

A faible niveau de puissance de sortie le bruit thermique N_e est prépondérant, le bruit d'intermodulation I_e est négligeable, le rapport signal à bruit est donc faible. Lorsque nous faisons croître la puissance d'entrée P_e le rapport signal à bruit s'améliore car la puissance reçue à la station terrienne est directement proportionnelle à la puissance de sortie de

l'amplificateur. A très fort niveau de puissance, le bruit d'intermodulation devient prépondérant et le rapport signal à bruit global chute. Cette caractéristique définit le comportement en bruit d'un amplificateur. Elle permet de calculer le recul de puissance d'entrée nécessaire pour satisfaire à un rapport signal à bruit donné.

Pour une optimisation en consommation il est intéressant de tracer le rapport signal à bruit en fonction de la consommation de l'amplificateur. L'allure de la courbe est proche de celle tracée en fonction de la puissance entrée car la consommation croit en fonction du niveau d'excitation. Une lecture directe de la Figure III.14 nous renseigne sur la capacité de l'amplificateur à répondre au besoin de la liaison et éventuellement sur le point de fonctionnement présentant la consommation la plus faible.

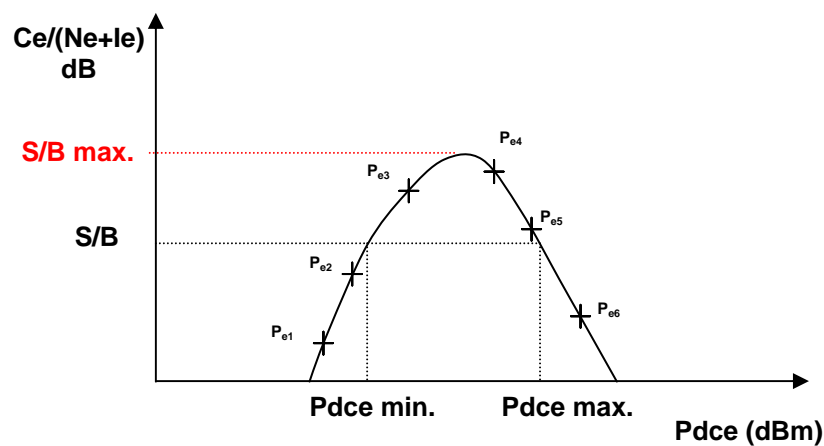


Figure III.14 – optimisation en consommation

Pour cet exemple, la contrainte minimale donnée par S/B est vérifiée pour tous les points de puissance se situant dans l'intervalle défini par $P_{dce\ min}$ et $P_{dce\ max}$. La consommation minimale est obtenue pour une puissance d'entrée située entre P_{e2} et P_{e3} . Certaines consignes supérieures à S/Bmax ne peuvent pas être atteintes avec cet amplificateur.

Lors de la conception, de nombreux paramètres sont susceptibles d'agir sur les conditions de fonctionnement de la liaison (polarisation, impédances de charge). A chaque jeu de paramètres nous pouvons associer une courbe similaire à celle de la Figure III.14. L'ensemble de courbes ainsi formé décrit une caractéristique importante pour la conception d'amplificateur optimisé en linéarité et consommation.

III.4.1.2. - Lieu des optima

Toute conception commence par le choix et la caractérisation d'un transistor. Les performances de la cellule élémentaire peuvent s'avérer insuffisantes pour répondre au cahier des charges. Il est alors nécessaire d'en mettre plusieurs en parallèle. Lorsque les contraintes se limitent à la puissance de sortie, le concepteur cherche à minimiser le nombre de transistors. Ceci permet de limiter notamment les pertes d'adaptation (combineur et distributeur de puissance) ainsi que les risques d'instabilité. Pour l'optimisation en rendement le point de fonctionnement d'une cellule est imposé, ce qui fixe le nombre de cellule en parallèle pour obtenir la puissance de sortie spécifiée.

Nous allons montrer à présent comment la caractérisation et l'optimisation d'un amplificateur en terme de compromis linéarité/consommation peut se ramener à l'optimisation de la cellule amplificatrice constituante élémentaire.. Pour un amplificateur composé de k cellules nous avons :

$$\begin{cases} \frac{C_e}{N_e + I_e} = \frac{k * C}{N_e + k * I} \\ P_{dce} = k * P_{dc} \end{cases}$$

Nous avons tracé Figure III.15 les caractéristiques typiques correspondant à des amplificateurs composés de k cellules identiques en parallèle en faisant varier le nombre de cellules. Il apparaît que le nombre de cellules est un facteur important. L'étude du nombre de cellule est donc un facteur primordial pour la conception d'un amplificateur optimisé en linéarité et consommation.

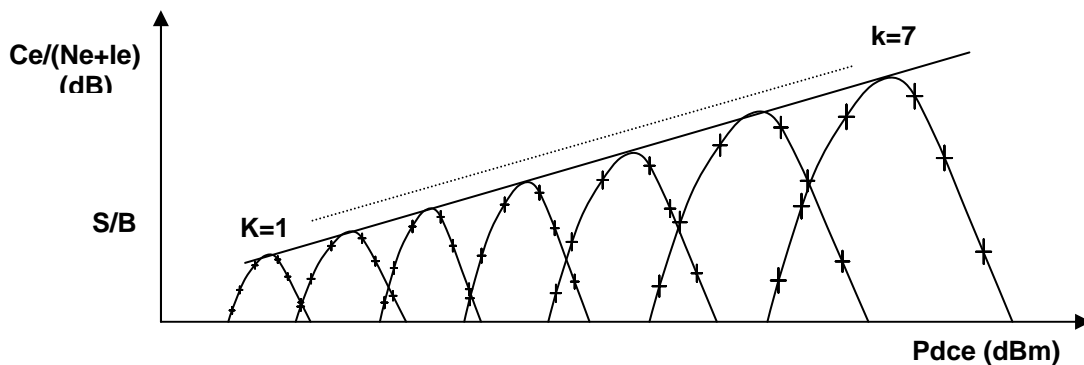


Figure III.15 – Rapport signal en bruit en fonction du nombre de cellules

Dans l'absolu tous les points de la courbe enveloppe des maximums peuvent être obtenus en prenant des cellules de taille arbitraire. Pour une valeur de rapport signal/bruit donnée la consommation la plus faible (P_{dce} minimum) est obtenue pour le point de fonctionnement appartenant à l'enveloppe. Tous les points de l'enveloppe correspondent aux conditions de fonctionnement optimales en terme de consommation pour un rapport signal à bruit donné.

Tracée de cette manière la courbe enveloppe dépend du niveau de bruit N_e et donc de la liaison étudiée. Si l'on modifie N_e , on obtient également un ensemble modifié de courbes en cloche avec une enveloppe des optimums de même type.

Ce type de représentation permettra de comparer les potentialités de différents amplificateurs pour différents N_e donnés.

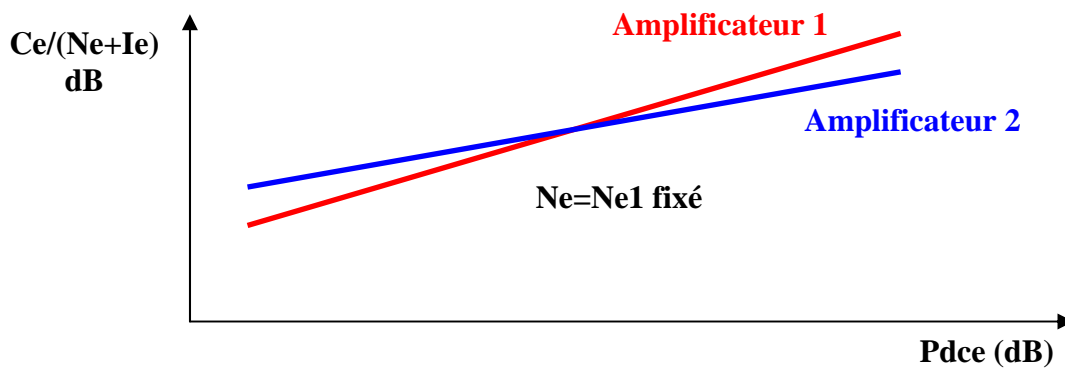


Figure III.16 – Comparaison de deux amplificateurs

Par contre, il s'avère primordial de descendre au niveau de la cellule élémentaire pour intégrer ce critère $C/(N+I)$ dès la conception d'un amplificateur. Il est souhaitable de plus de définir un critère ne dépendant pas de N_e (bruit de liaison). L'objectif est d'optimiser une cellule et suivant le bilan de liaison du système ($N_e, C_e/(N_e+I_e)$) on associera k cellules optimisées en parallèle fournissant la puissance de sortie nécessaire.

Grâce à la loi d'échelle linéaire nous pouvons déterminer une caractéristique valable quelle que soit la liaison étudiée. La courbe enveloppe présentée ci dessus est solution de ces équations :

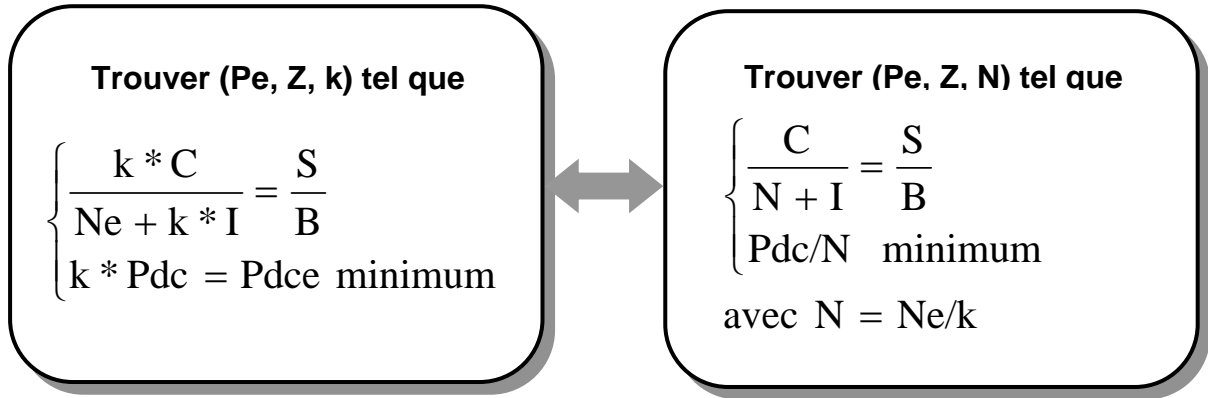


Figure III.17 – Critère d’optimisation

Il faut trouver le point de fonctionnement et le nombre de cellules tel que le rapport signal à bruit de l’amplificateur complet vérifie le cahier des charges donné ici par le rapport S/B et tel que la consommation soit minimale. Il est possible de ramener cette optimisation en fonction des grandeurs d’une cellule en posant $N = N_e / k$. La grandeur N peut être vue comme un bruit thermique équivalent ramené dans le plan d’une cellule élémentaire. N_e étant une constante, la variable N se substitue à k . La puissance P_{dce} étant égale à $N_e * P_{dc} / N$, minimiser la puissance de l’amplificateur revient à minimiser le rapport P_{dc} / N car N_e est fixé.

Pour construire un abaque permettant de caractériser un transistor il suffit de représenter sur un graphique le rapport $C/(N+I)$ en fonction du rapport P_{dc}/N et ceci pour chaque point de fonctionnement et pour toute valeur de N (N étant un réel positif).

Les fonctions $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$ et $C_e/(N_e+I_e)=f(P_{dce}/N_e)$ ont la même représentation (Figure III.18) quelle que soit la valeur du paramètre N_e .

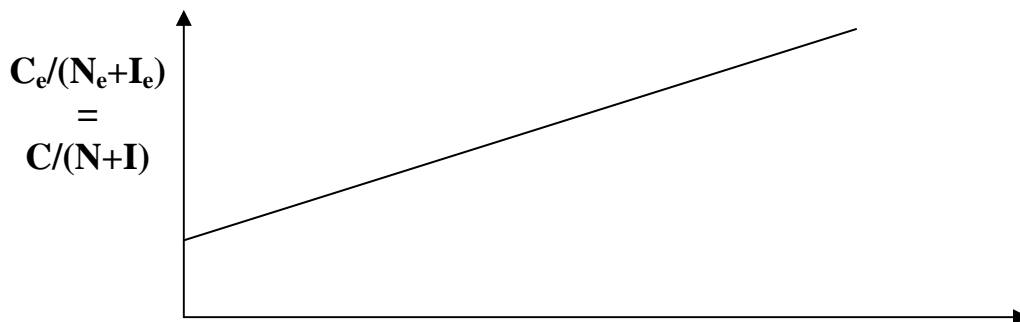


Figure III.18 – Equivalence des critères

Un exemple illustratif, représentant les courbes $C/(N+I)$ en fonction de P_{dc}/N d'un amplificateur dont les impédances de fermeture et les polarisations sont fixées est donné Figure III.19. Sur ce graphique N est une variable donc k est une variable. On obtient ainsi une figure similaire à la Figure III.15.

Nous pouvons déceler sur cette figure la courbe $C/(N+I)$ caractéristique d'un amplificateur. Cet ensemble de points peut être vu comme la superposition de ces courbes obtenues pour différentes valeurs du paramètre N . Cette représentation conduit à la formation d'une courbe enveloppe qui représente la caractéristique de linéarité d'un transistor ou d'un amplificateur.

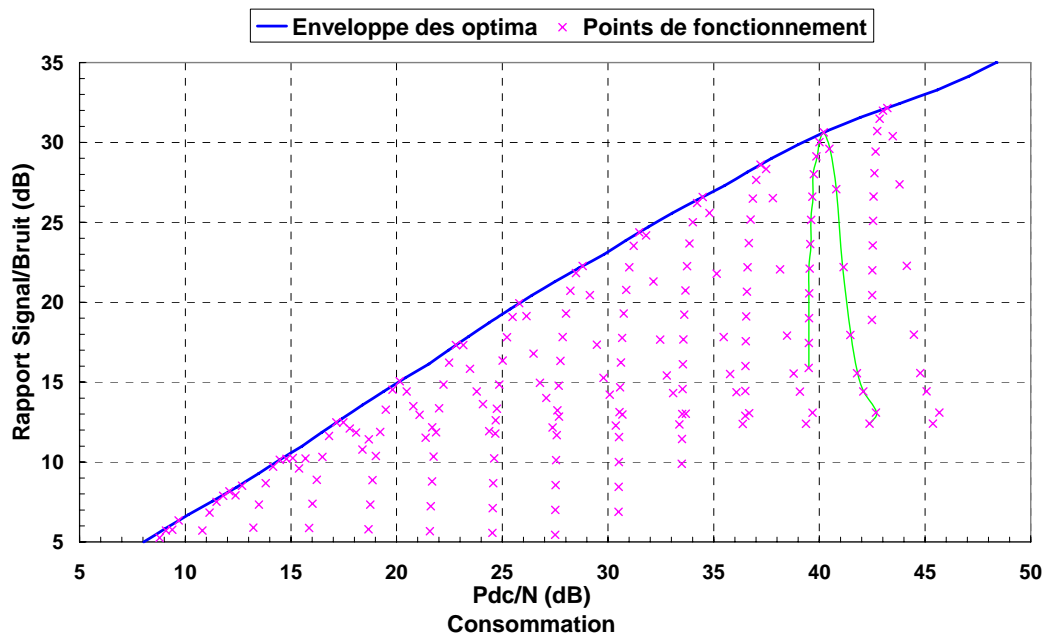


Figure III.19 – Lieu des optima

III.4.1.3. - Algorithme de construction du lieu des optima

Considérons à titre d'exemple une cellule amplificatrice (Figure III.20). La caractérisation systématique de cette cellule pour un fonctionnement multiporteuse conduit à la formation d'un fichier regroupant sur chaque ligne toutes les caractéristiques de la cellule (puissance de sortie, consommation, NPR, etc.) ainsi que les caractéristiques du point de fonctionnement considéré (niveau d'entrée, polarisation, impédances de charge et de source, etc.).

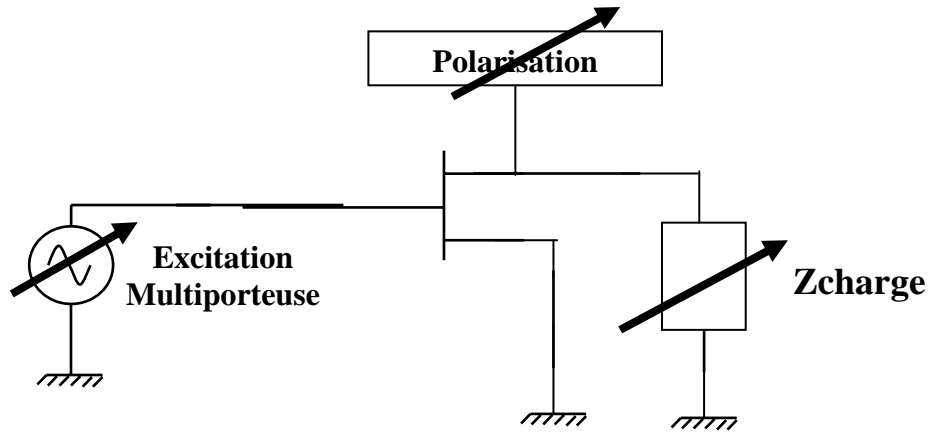


Figure III.20 – Banc de test

A partir de cet ensemble de points deux approches peuvent être considérées pour déterminer le lieu des optima.

La première consiste à balayer systématiquement les points de fonctionnement et le paramètre N (N étant un réel). Un simple tri sur les rapports $(C/(N + I), P_{dc} / N)$ donne les conditions de fonctionnement idéal. Toutefois la discrétisation des valeurs du paramètre N introduit une dimension supplémentaire à un ensemble de points qui peut se révéler important. Le choix des bornes d’analyse et du pas d’échantillonnage est aussi délicat.

La seconde approche considère que le point de fonctionnement est fixé et que seul le nombre de cellule peut faire l’objet d’une optimisation, à travers le paramètre N , pour atteindre le rapport signal à bruit S/B dans des conditions optimales de consommation (P_{dc}/N minimum).

La valeur de N optimale N_{opt} est obtenue pour le rapport $C/(N + I)$ supérieur au rapport signal à bruit désiré S/B et possédant le plus petit rapport P_{dc} / N . Pour la trouver, il suffit de tracer le rapport $C/(N+I)$ en fonction de N . Comme C et I sont fixés, cette fonction est une hyperbole. La solution donnée graphiquement Figure III.21 peut se résumer à la résolution d’une équation du premier degré :

$$\frac{C}{N_{opt} + I} = \frac{S}{B} \Rightarrow N_{opt} = \frac{C}{S/B} - I$$

La consommation d'un amplificateur conçu autour d'une cellule élémentaire présentant les caractéristiques (C, I, P_{dc}) sera minimale pour la valeur de N obtenu par cette équation. En effet pour une valeur de N plus grande le rapport signal à bruit nécessaire à la liaison ne pourra être atteint et pour une valeur de N plus petite le rapport P_{dc} / N ne sera pas minimal. Rappelons que P_{dc} / N est proportionnel à la consommation totale de l'amplificateur.

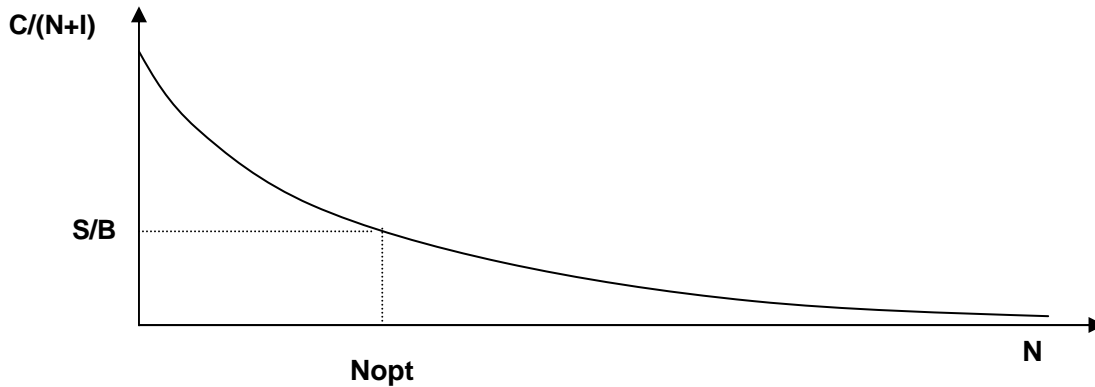


Figure III.21 – Résolution graphique

Pour chaque point de fonctionnement cette analyse conduit à une valeur P_{dc} / N minimum. Celui possédant le plus petit rapport P_{dc} / N minimum détermine les conditions optimales pour le rapport signal à bruit désiré. Les points de fonctionnement qui n'admettent pas de solution positive de N ne permettent pas d'atteindre le rapport signal à bruit donné. La construction du lieu des optima se poursuit en répétant l'opération pour différentes valeurs de S/B . Cette méthode apporte un gain considérable puisqu'il n'est pas nécessaire de discrétiser et de borner la valeur N . L'algorithme déduit de cette méthodologie est présentée Figure III.22.

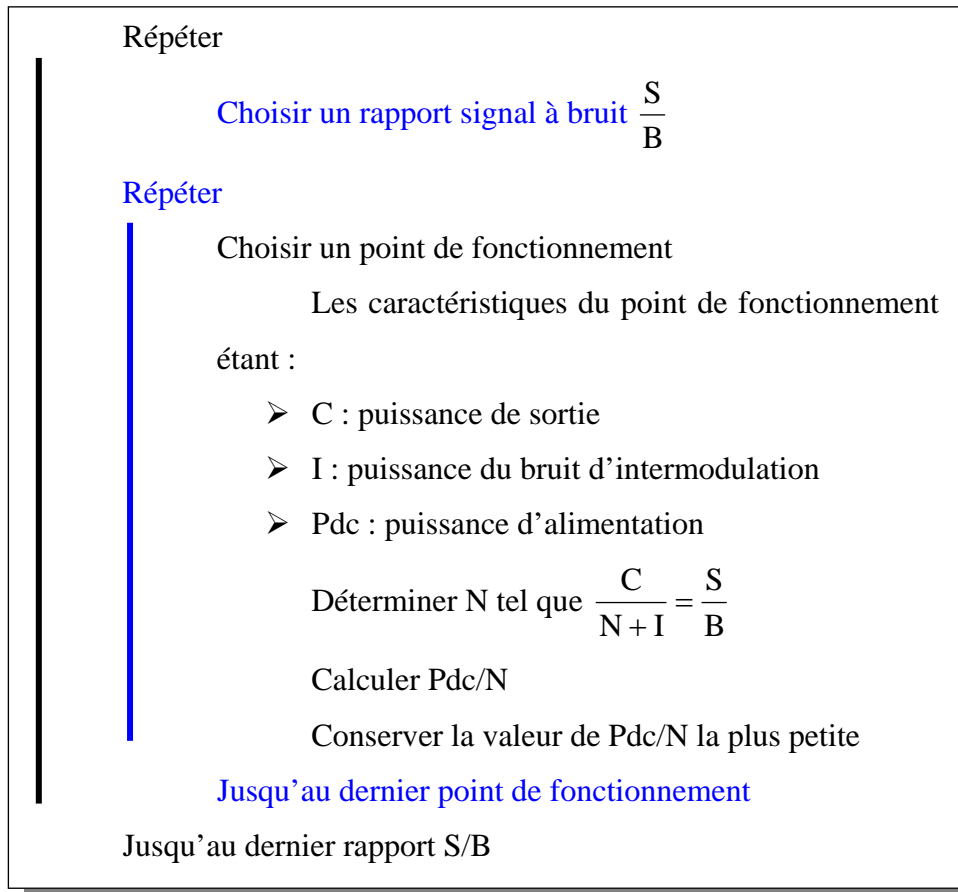


Figure III.22 – Algorithme d’optimisation

L’application à une non-linéarité nécessite peu de point de puissance. 20 à 30 points sont suffisants pour approcher une caractéristique qui est en pratique relativement linéaire.

Cette technique peut être appliquée à l’optimisation directe des conditions de fonctionnement d’une cellule élémentaire. La valeur P_{dc} / N étant évaluée pour chaque point de fonctionnement à condition d’avoir fixé le rapport signal à bruit S/B de la liaison, elle peut être utilisée comme paramètre d’optimisation. L’objectif est de minimiser le rapport P_{dc} / N sous contrainte d’une valeur N positive. Compte tenu du temps de simulation et des problèmes engendrés par les algorithmes d’optimisation il est préférable de balayer systématiquement les paramètres d’optimisation.

III.4.2. - UTILISATION DU CRITERE

La courbe enveloppe présentée dans la section précédente met en avant le potentiel en terme de linéarité et consommation d'une cellule destinée à la conception d'un amplificateur. Lorsque la cellule élémentaire est un transistor de nombreux paramètres sont susceptibles de modifier son comportement. Les caractéristiques associées à chacun des paramètres offrent un critère essentiel pour le choix des conditions de fonctionnement. Appliqué à différentes technologies ou filières il permet de sélectionner le transistor optimal.

Nous pouvons faire intervenir ce critère à tous les niveaux de la conception :

- Choix de la technologie, filière etc,
- Détermination des conditions de fonctionnement,
- Dimensionnement d'un amplificateur (choix du nombre de cellules optimisés,
- Validation de la conception.

III.4.2.1. - Choix d'une cellule élémentaire

Sur Figure III. nous avons tracé les courbes enveloppes représentatives de deux cellules différentes. Ces dernières peuvent être représentatives d'une classe de fonctionnement, d'une technologie, d'une topologie ou de tous autres paramètres.

Pour un rapport signal à bruit donné, S/B , la cellule 2 a un rapport P_{dc}/N proche de 16 dB et la cellule 1 proche de 17 dB. Comme ce rapport est directement proportionnel à la puissance consommée par l'amplificateur, celui conçu avec la cellule 2 pourra assurer le rapport signal à bruit du cahier des charges avec une puissance d'alimentation 20 % inférieure à celui conçu avec la cellule 1.

Cet abaque offre un critère visuel de comparaison d'amplificateur en linéarité et consommation. Il permet de choisir de manière objective aussi bien la technologie que le point de fonctionnement d'un amplificateur.

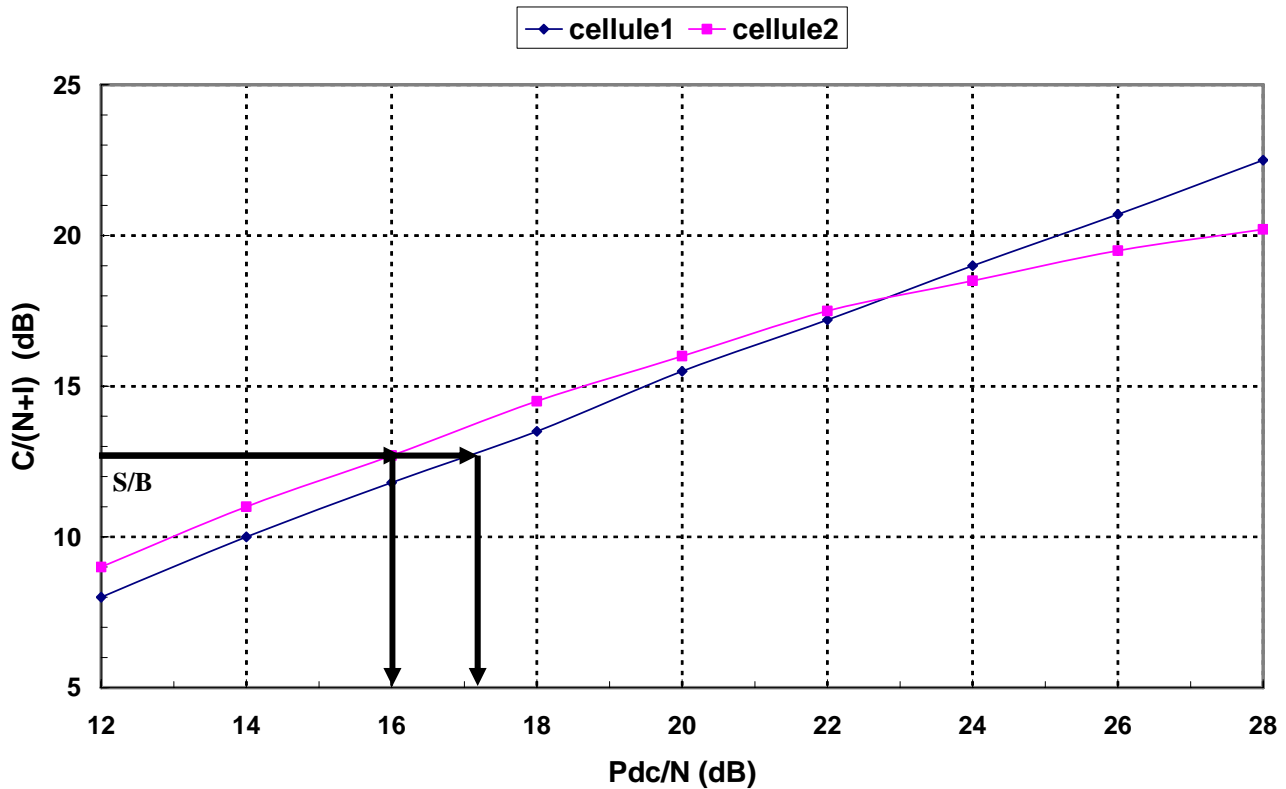


Figure III.23 – Comparaison de deux cellules

III.4.2.2. - Choix d'un point de fonctionnement

Le lieu des optima tracé précédemment se trouve être un abaque permettant la comparaison objective en terme de linéarité et consommation entre différentes technologies de transistors, différentes classes de polarisation d'un transistor ou différentes conceptions d'amplificateur. Bien qu'il affirme clairement leur potentiel il ne met pas en avant les conditions de fonctionnement (puissance, NPR, rendement, impédances) associé à chaque point de l'enveloppe. Ces caractéristiques sont pourtant essentielles au concepteur pour passer à l'étape de la réalisation.

Cet abaque peut être facilement complété par tous les paramètres utiles à la conception comme :

- Le rapport signal à bruit thermique C/N
- Le rapport signal à bruit d'intermodulation C/I (NPR)
- La puissance de sortie C
- Le rendement

Toutes ces informations définissent le comportement en puissance d'une cellule élémentaire. Le paramètre clé qui permet alors de remonter aux caractéristiques de l'amplificateur est le bruit thermique N_e . Etant donné le bruit thermique de la liaison et le rapport signal à bruit total désiré, nous pouvons alors déterminer toutes les caractéristiques optimales de l'amplificateur à l'aide des formules suivantes.

Consommation :

$$P_{dce} = N_e * \left(\frac{P_{dc}}{N} \right)$$

Nombre de cellule :

$$k = \frac{N_e}{C} \left(\frac{C}{N} \right)$$

La puissance de sortie de l'amplificateur :

$$C_e = k * C$$

D'après la loi linéaire les rapports C_e/I_e et C_e/N_e sont respectivement égaux à C/I et C/N . Il en est de même pour le rendement. Toutes les informations pratiques sont recensées sur ce graphique.

En partant du cahier des charges comprenant le rapport signal à bruit désiré, $C_e/(I_e + N_e)$, nous pouvons résumer la méthode de conception décrite dans cette section comme ci-après:

- Evaluer le rapport P_{dc} / N minimum associé au rapport $C_e / (I_e + N_e)$.
- En déduire les caractéristiques de la cellule élémentaire : C , C/N , C/I , rendement.
- Calculer les caractéristiques de l'amplificateur optimal : C_e , I_e , P_{dce} , rendement, nombre de cellule.

Le principe de cette analyse est illustré Figure III.24. La projection du rapport signal à bruit $C/(N+I)$ donne accès à toutes les informations. (illustration pour $C/(N+I)=14$ dB).

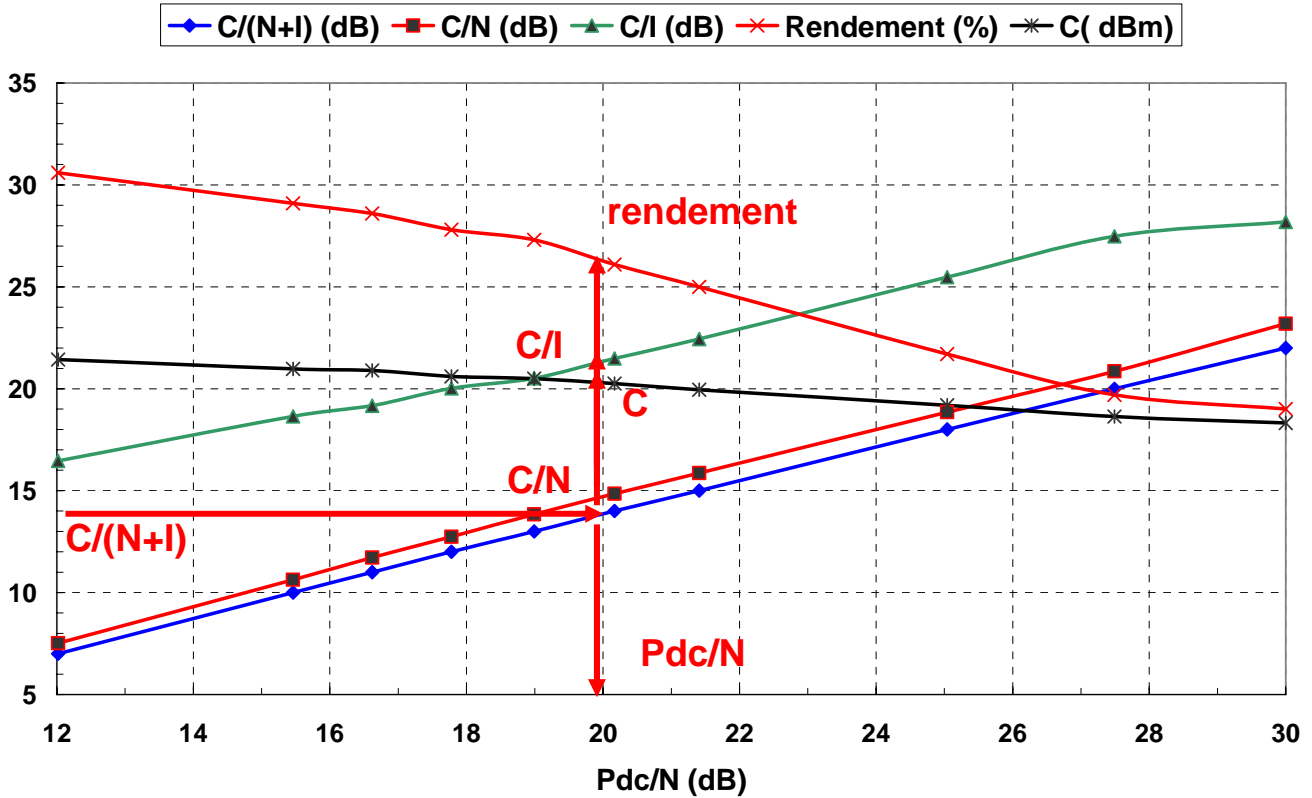


Figure III.24 – Application à la conception d’un amplificateur

III.4.3. - CONDITIONS OPTIMALES DE FONCTIONNEMENT D’UN TRANSISTOR

Nous venons de voir que l’environnement d’un transistor joue de manière importante sur ses performances en linéarité et rendement. L’objectif de ces travaux est de déterminer l’influence du point de fonctionnement sur le comportement non-linéaire d’un amplificateur à travers le critère énoncé précédemment. Pour évaluer correctement le rapport signal à bruit les simulations doivent être effectuées pour un fonctionnement en multiporteuse.

De nombreux paramètres sont susceptibles de modifier le comportement d’un transistor :

- Impédances de charges
- Impédances de sources
- La polarisation

III.4.3.1. - Impédances optimales

Une caractérisation générale des conditions de charges ne peut être effectuée directement pour un fonctionnement multiporteuse. Le coût en temps de simulation est actuellement trop important. La technique de synthèse des impédances nous permet de contrôler de manière séparée les différentes harmoniques. Nous avons donc fait une optimisation séquentielle des différentes impédances. Ceci permet de diminuer de manière importante le temps de simulation. Si n est le nombre d'impédance balayer à une fréquence, à deux fréquences l'espace balayer par cette méthode croit comme $2n$ alors qu'une caractérisation systématique croit comme n^2 . Cette technique s'est déjà révélée très efficace appliqué à l'optimisation en rendement et puissance de dispositifs pour fonctionnement à une porteuse.

III.4.3.1.1. - Impédances de charge

Pour appliquer cette méthode il est nécessaire d'établir des conditions initiales. Nous avons placé toutes les impédances de charge et de source aux différentes harmoniques sur 50 ohms. La caractérisation du transistor a été menée en fonctionnement multiporteuse de manière systématique en balayant la puissance d'entrée et l'impédance de charge. Nous avons appliqué le critère précédent à cet ensemble de point. Par rapport à l'étude menée précédemment une nouvelle dimension a été apportée. Le lieu obtenu est la courbe enveloppe des courbes enveloppes associées à une impédance. A chaque point de l'enveloppe est non seulement associé un niveau d'excitation et un nombre de cellule mais également une impédance.

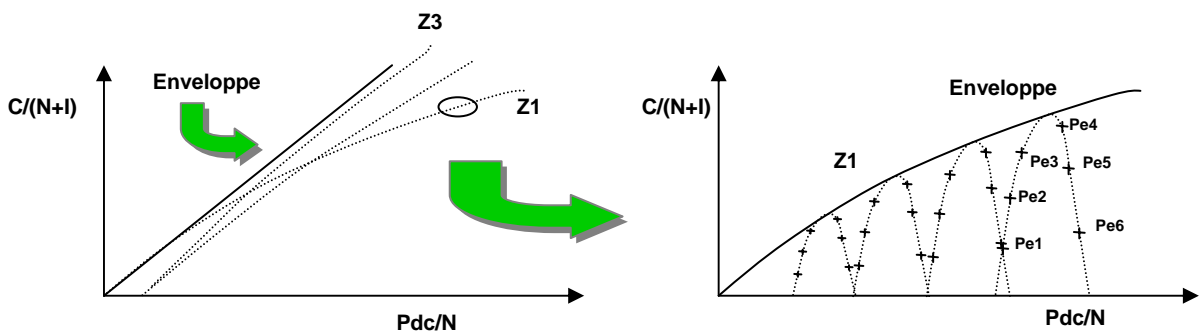


Figure III.25 – Lieu des optima

La caractéristique associée au transistor étudié est représentée Figure III.26. L'étude de la caractéristique a révélé l'existence d'une impédance optimale unique valable pour tous

les rapports signaux à bruit étudiés. Cette impédance est l'impédance de rendement maximum du transistor. Nous avons représenté sur la même figure et de la même couleur la caractéristique associée à cette impédance. Nous pouvons voir que les deux courbes se superposent parfaitement.

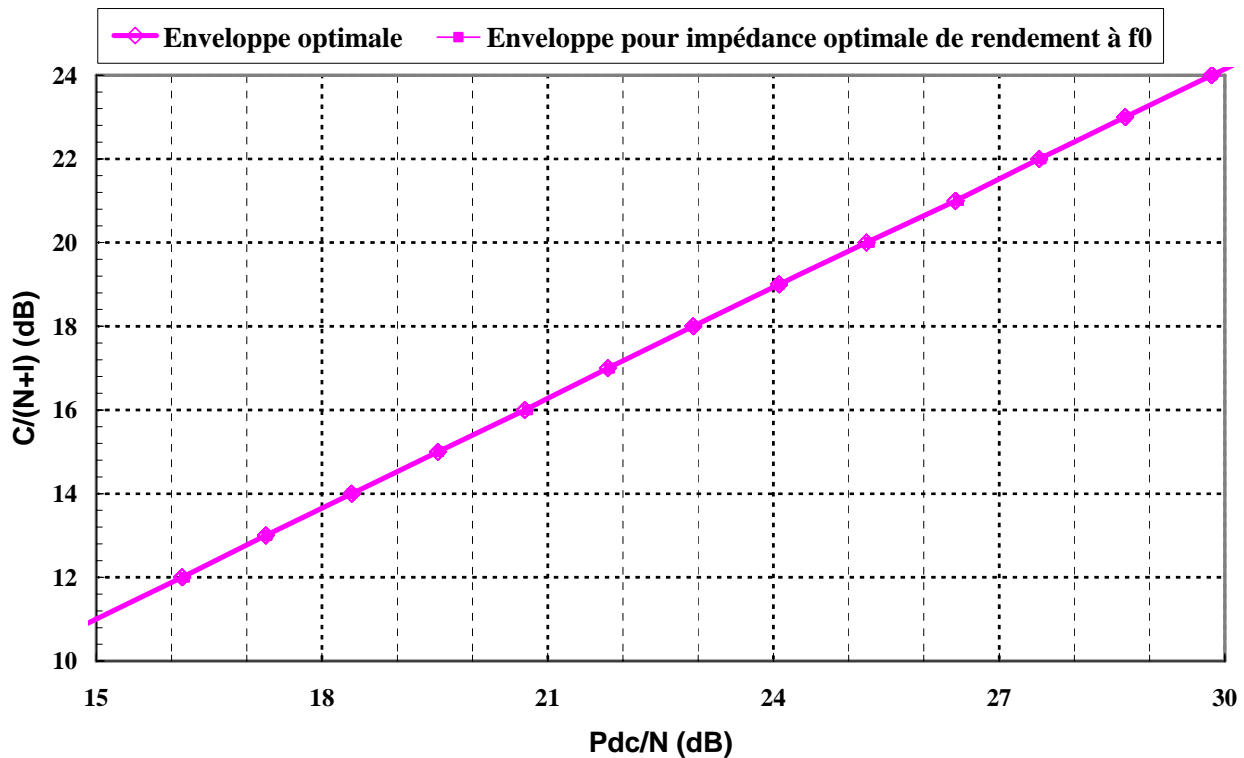


Figure III.26 – Influence des impédances de charge à f_0

La classe de fonctionnement étudiée étant une classe AB les impédances optimales de rendement maximum et de puissance maximum diffèrent sensiblement. La comparaison des deux caractéristiques permet d'affirmer la différence de potentiel entre ces deux types adaptations.

Nous aurions pu penser qu'à puissance de sortie fixe l'amélioration de la linéarité aurait pu compenser la perte de rendement. En fait le rendement semble jouer un rôle plus important. Nous retrouvons la même tendance que l'analyse effectuée section III.3.2. où nous avons tracé le NPR en fonction du rendement pour différentes impédances de charge.

Ces résultats se justifient par l'écart entre le rapport C/I et C/N au point optimal. Le rapport $C/(N+I)$ est voisin du rapport C/N . C'est donc le rapport C/N qui impose majoritairement le rapport signal à bruit. Ce qui revient à ce placer dans les conditions de la section III.3.2.

Nous avons suivi la même procédure à l'harmonique 2 mais en fixant l'impédance de charge au fondamentale sur l'impédance optimale de rendement. Nous pouvons voir que là encore que la courbe optimale et celle obtenue avec l'impédance optimale de rendement à $2f_0$ sont proches l'une de l'autre. Elles sont tracées en bleu (Figure III.27). Nous pouvons en déduire que les conditions de charge optimale selon ce critère et pour cette technologie correspondent aux conditions optimales de rendement.

Afin d'évaluer quantitativement l'influence de l'impédance de charge à l'harmonique 2, nous avons également tracé une courbe en le court-circuitant en sortie du transistor (Figure III.27). Le rapport P_{dc}/N a été augmenté de près de 1 dB. Ceci correspond à une dégradation de près de 25% sur la consommation de l'amplificateur.

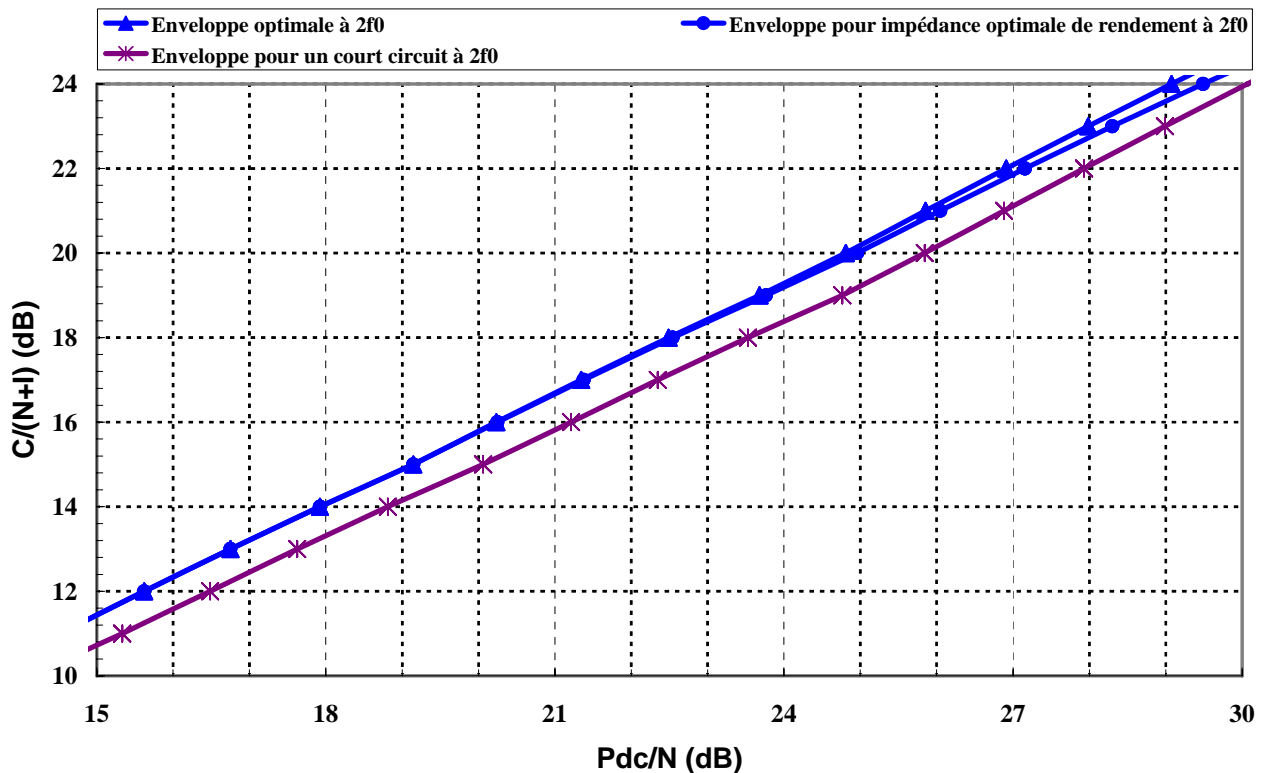


Figure III.27 - Influence des impédances de charge à $2f_0$

III.4.3.1.2. - Impédances de source

Nous avons cherché à optimiser l'impédance de source à $2f_0$. Les impédances de charge au fondamentale et à l'harmonique 2 ont été fixées sur les impédances optimales de rendement.

La même étude que pour l'impédance de charge a été menée. Nous avons tracé l'enveloppe de toutes les courbes caractéristiques obtenues pour chaque impédance ainsi que les caractéristiques issues d'impédances clés. Ces impédances sont représentées sur l'abaque de Smith donnée ci-dessous.

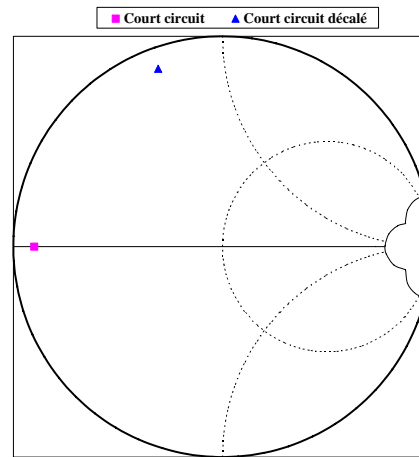


Figure III.28 – Répartition des impédances simulées

Nous pouvons observer que le court circuit permet d'atteindre les performances optimales sur toute la gamme de rapport signal à bruit. Un simple court circuit décalé par exemple par une ligne d'accès de longueur excessive peut entraîner une détérioration de la consommation de 0.8 dB ce qui se traduit en linéaire par une perte de 20 %.

Pour déterminer l'impédance à $2f_0$ permettant de se rapprocher de la caractéristique optimale il est indispensable d'utiliser un signal à plusieurs porteuses. Une analyse avec signal à deux porteuses est suffisante pour évaluer l'impédance. Quantitativement cette analyse ne reflète pas le comportement d'un système en multiporteuse mais nous avons pu constater que les conditions de fonctionnement optimales comme les impédances sont conservées.

Ceci a été vérifié en effectuant des simulations à deux porteuses et en appliquant le critère du $C/(N+I)$ aux résultats de simulation. Pour cela il suffit de remplacer les caractéristiques multiporteuses par les caractéristiques équivalentes issues de la simulation à deux porteuses. La puissance du bruit d'intermodulation (I) est alors remplacée par la somme des puissances des produits d'intermodulation. Comme les impédances optimales sont circonscrites sur le bord de l'abaque (partie réelle nulle), le seul paramètre d'optimisation est la phase du coefficient de réflexion associé à l'impédance de source à $2f_0$.

L'interprétation des résultats se fait soit en traçant de manière séparée les caractéristiques issues des différentes impédances soit en appliquant le critère à l'ensemble des points des simulations. En pratique la phase varie faiblement en fonction du rapport signal

à bruit. Une évolution trop rapide de la phase peut témoigner d'un comportement harmonique peu sensible.

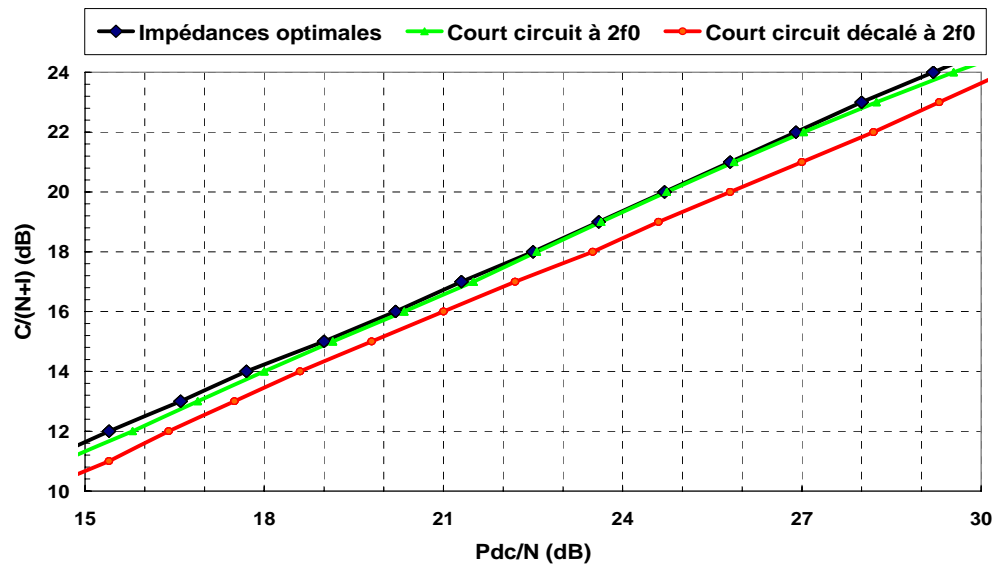


Figure III.29 – Influence de l'impédance de source à 2f0

III.4.4. - POINTS DE POLARISATION

Pour une polarisation donnée, l'optimisation des impédances a permis de montrer l'existence de points de fonctionnement optimum. L'analyse du comportement en fonction de la polarisation peut se limiter à ces points. Nous avons donc présenté aux transistors pour chaque point de polarisation de grille choisi, les impédances optimales de rendement correspondantes.

L'analyse a été menée pour trois points de polarisation de grille correspondant à trois classes de fonctionnement représentatives du comportement du transistor. Ces classes sont référencées comme des classes AB, B et C. Suivant le critère du $C/(N+I)$ les classes de fonctionnement profondes (temps de conduction faible) permettent d'améliorer le comportement général de l'amplificateur. Toutefois pour des classes à temps de conduction très courts (classe C) un phénomène de saturation de la caractéristique limite l'emploi de cette classe à des rapports signal à bruit faibles. De plus l'amélioration par rapport à la classe B n'est pas considérable. Comme le nombre de transistors à placer en parallèle est plus important en classe C quand classe B, l'avantage peut être rapidement perdu avec les pertes dues aux réseaux d'adaptation.

Il apparaît donc que la classe de fonctionnement optimale associé au critère du $C/(N+I)$ est la classe B. Ceci reste vrai tant que le gain de l'étage de puissance est suffisant pour négliger la consommation des étages qui le précède.

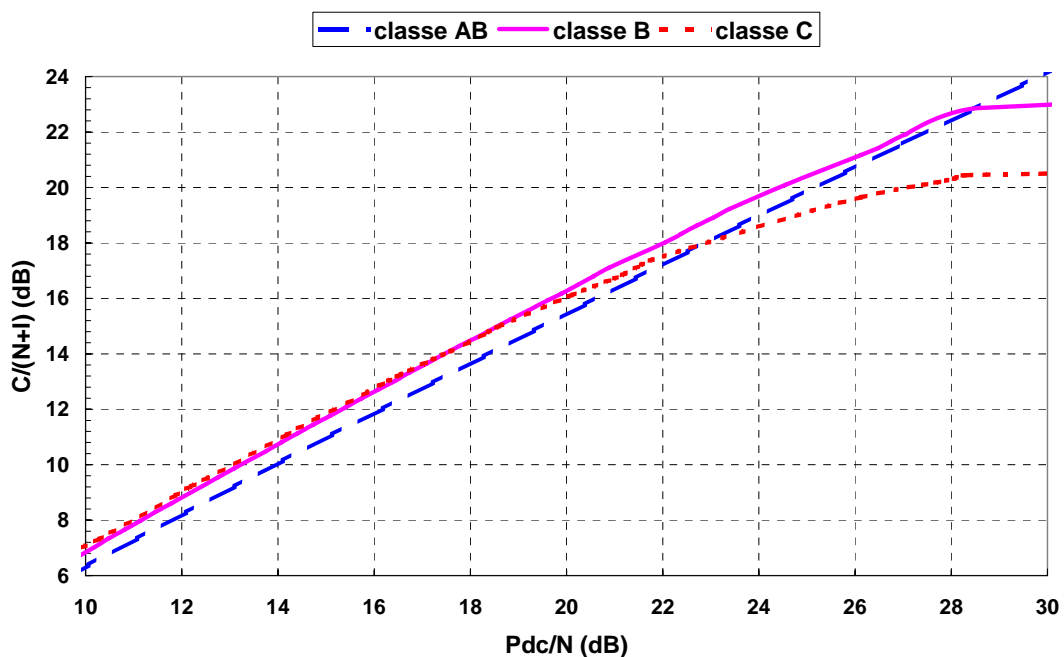


Figure III.30 – Influence du point de polarisation

III.5. - METHODOLOGIE DE CONCEPTION D'AMPLIFICATEUR

La méthodologie de conception présentée par la suite s'appuie sur les résultats de simulation présentés précédemment.

La première étape de la conception consiste à sélectionner les transistors répondant au mieux aux contraintes imposées. Une première sélection est effectuée suivant des critères obéissant à des impératifs industriels. Les transistors doivent être disponibles, la filière stabilisée. Pour beaucoup d'applications le coût joue un également un rôle très important. De plus, les contraintes peuvent devenir très sélectives lorsqu'il s'agit de matériel embarqué. En général, ces impératifs sont suffisants pour limiter le choix à quelques unités. Au-delà de cette sélection, peu de critères sont susceptibles d'intervenir dans le choix d'une technologie ou d'une filière.

En constituant une base de donnée intégrant les caractéristiques complètes de chaque transistor le critère présenté peut se révéler utile pour effectuer le choix final. Cette base peut être composée uniquement des caractéristiques optimales. Pour cela il suffirait d'optimiser individuellement chaque transistor en fonctionnement multiporteuse. Grâce aux résultats obtenus dans la section précédente, nous pouvons limiter la caractérisation en fonctionnement multiporteuse à certaines conditions de fonctionnement.

Tout d'abord la classe de fonctionnement optimale est la classe B. Il est donc intéressant de caractériser en priorité les classes de fonctionnement AB profondes et B.

Deuxièmement les conditions de fonctionnement optimales de charge correspondent aux impédances de rendement maximum obtenues pour une excitation à une porteuse. Cette optimisation peut être réalisée rapidement avec tous simulateurs intégrant l'équilibrage harmonique et en utilisant la méthode des générateurs de substitution et également sur banc de load-pull et source-pull.

L'optimisation de l'impédance de source à $2f_0$ peut faire l'objet d'une simulation à deux porteuses toujours à l'aide de l'équilibrage harmonique. En appliquant le critère du $C/(N+I)$ à ce type de signal il est possible d'évaluer l'impédance optimale pour des signaux modulés.

Une fois l'environnement du transistor optimisé, il suffit d'effectuer une caractérisation multiporteuse du transistor dans les conditions établies. Cette caractérisation permet d'établir la caractéristique du $C/(N+I)$ qui doit définir les performances de l'amplificateur final.

A ce niveau deux options sont possibles : soit nous conservons ce transistor pour la conception, soit nous choisissons le transistor le plus adapté à nos besoins en comparant cette caractéristique à celles issues par exemple d'une bibliothèque prédéfinie.

A partir de la caractéristique du transistor retenu il est possible de déterminer le point de fonctionnement optimal de la cellule, le nombre de cellule et les caractéristiques de l'amplificateur comme il a été expliqué section III.4.2.2.

La conception de l'amplificateur peut alors être entreprise en synthétisant les réseaux d'adaptation.

A l'heure actuelle il n'est pas possible d'effectuer une optimisation en temps réel du rapport signal à bruit pour un signal à porteuse modulée. Le temps de simulation est trop important (environ 1 heure par point). Toutefois ce type de simulation se prête parfaitement à un calcul en parallèle. Avec l'augmentation des capacités des calculateurs et une efficacité accrue des logiciels il est envisageable à moyen terme de pouvoir recourir à ce type d'approche. Pour l'instant il faut se contenter de la validation du circuit à l'aide d'une simple simulation. Les retouches du circuit doivent être limitées à quelques paramètres bien choisis (polarisation, impédances, etc.).

Cette méthodologie décrite ci-dessus a été représentée sous forme d'un organigramme Figure III.31.

Lors de la conception il peut être intéressant d'intégrer au critère les pertes d'adaptation. Ces pertes sont susceptibles de déplacer le point de fonctionnement optimal. Dans le cas où nous faisons l'hypothèse que ces pertes sont identiques pour tous les points de fonctionnement, l'intégration de ces pertes a pour effet de déplacer la caractéristique vers la droite d'une quantité égale aux pertes. Sur la caractéristique les points de fonctionnement sont identiques. Seul le nombre de cellules a été augmenté d'une quantité inversement proportionnelle aux pertes. Si les pertes ne sont pas constantes le long de la caractéristique il faut imaginer des déplacements par morceaux de la caractéristique.

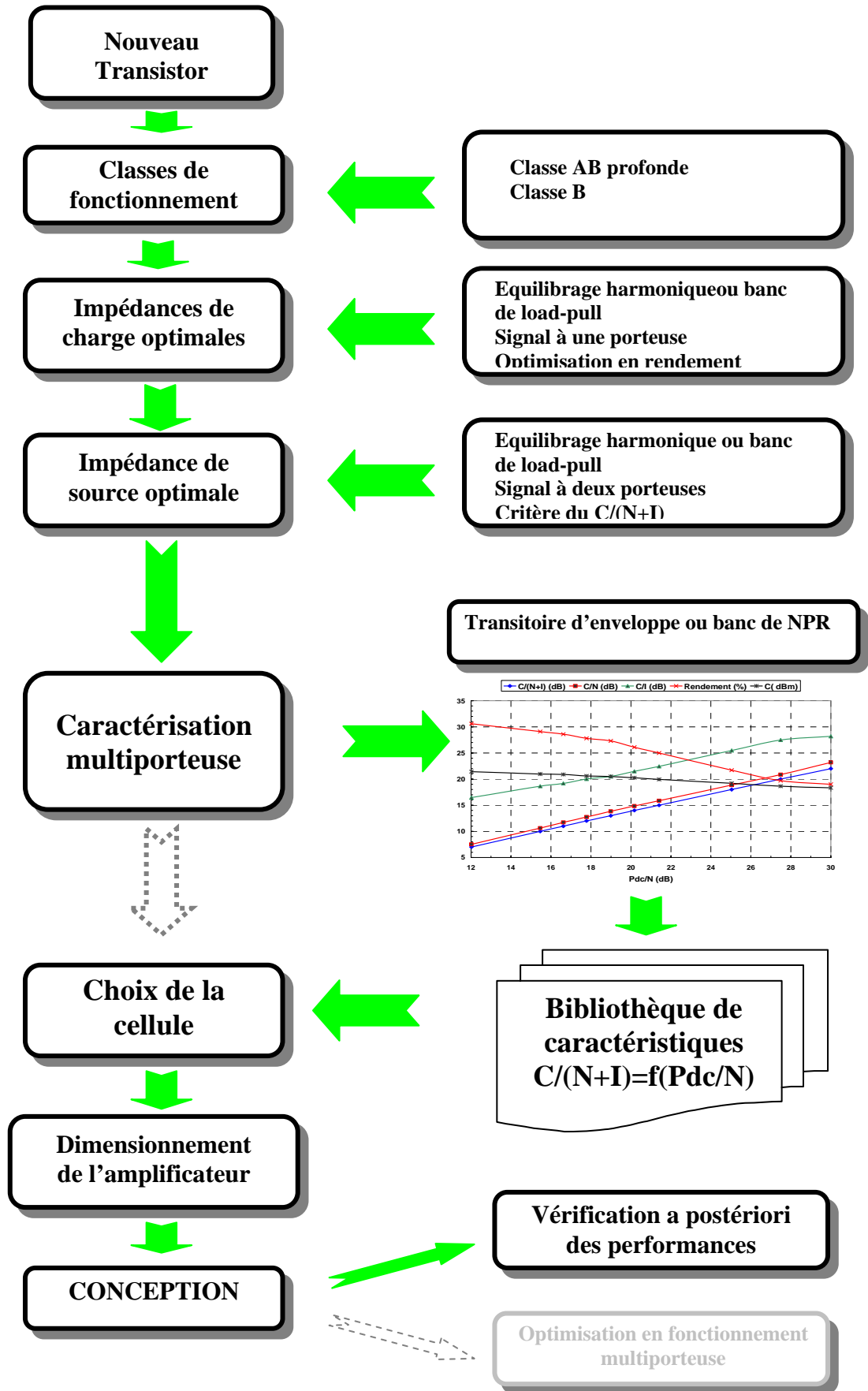


Figure III.31 – Méthodologie de conception d'un amplificateur de puissance

III.6. - CONCLUSION

Ce chapitre à permis de présenter une nouvelle approche d'optimisation de compromis linéarité/consommation des amplificateurs de puissance. Son grand intérêt réside dans le fait qu'elle intègre la notion de rapport signal à bruit spécifiée au niveau de l'application système à laquelle l'amplificateur est destiné.

Il permet alors une réelle prise en compte des compromis linéarité/consommation au plus tôt dans l'étape de conception.

En résumé, le critère présenté permet d'établir un facteur de mérite des amplificateurs de puissance applicable à diverses technologies et topologies d'amplificateurs.

Nous avons présenté une méthodologie permettant d'effectuer séquentiellement des simulations simples avec des signaux simples monoporteuse et biporteuse afin de localiser et restreindre les zones de fonctionnement intéressantes pour passer l'étape des simulations plus lourdes en fonctionnement multiporteuse.

Dans le chapitre suivant nous présenterons la conception de deux amplificateur basée sur cette nouvelle méthodologie.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **A. MALLET**
“Optimisation des conditions de fonctionnement du transistor Bipolaire à hétérojonction de puissance à haut rendement : applications aux communications micro-ondes entre mobiles”
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, novembre. 1996.
- [2] **C. DUVANAUD**
“Les classes de fonctionnement à haut rendement pour l’amplification de puissance micro-onde, en vue d’applications spatiales et de radiocommunications mobiles. »
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, n° 14-93, 1993.
- [3] **F. BLACHE**
“Etude et conception d’un système de caractérisation fonctionnelle multiharmonique des transistors de puissance RF et micro-ondes. Application à la mise en œuvre expérimentale de classes de fonctionnement à haut rendement.”
Thèse de Doctorat de l’Université de Limoges, n° 56-95, 1995
- [4] **G. KARAM**
"A data predistortion technique with memory for QAM Radio systems".
IEEE Transactions on communications, Vol. 39, NO. 2, February 1991
- [5] **GK. HORIKAWA, H. OGAWA**
"Even-order distortion enveloping method to linearize saturated high power amplifiers".
IEEE Transactions on communications, 1997
- [6] **E. G. JECKELN, F. M. GHANNOUCHI, M. SAWAN**
"Adaptive digital predistorter for power amplifiers with real time modeling of memoryless complex gains".
IEEE MTT-S Digest , 1996

- [7] **W.M. ZHANG, C. YUEN**
"A broadband linearizer for Ka-Band satellite communication".
IEEE Transactions on communications , 1998
- [8] **S. OGURA, K. SEINO, T. ONO, A. KAMIKOKURA**
"Development of a compact, broadband FET linearizer for satellite use".
IEEE MTT-S Digest , 1997
- [9] **K. YAMAUCHI, K. MORI, M. NAKAYAMA**
"A microwave miniaturized linearizer using a parallel diode".
IEEE MTT-S Digest , 1997
- [10] **SM. NAKAYAMA, K. MORI, K. YAMAUCHI, Y. ITHO, T. TAKAGI**
"A novel amplitude and phase linearizing technique for microwave power amplifiers".
IEEE MTT-S Digest , 1995
- [11] **K. YAMAUCHI, K. MORI, M. NAKAYAMA**
"A novel series diode linearizer for mobile radio power amplifiers".
IEEE MTT-S Digest , 1996
- [12] **W. HUANG, R. E. SAAD**
"Residual second order intermodulation suppression in third order distortion generators".
IEEE Transactions on communications, 1998.
- [13] **P. ANDREANI, L. SUNDSTRÖM**
"Chip for wideband digital predistortion RF power amplifier linearisation".
Electronics Letters, 22nd MAY 1997, Vol. 33, No. 11.
- [14] **MG DI BENEDETTO P. MANDARINI**
"An application of MMSE predistortion to OFDM Systems".
IEEE Transactions on communications, Vol. 44, No. 11, November 1998.

- [15] **P. KANGASLATHTI, S. KALAJO, V. PORRA, P. JUKKALA**
"Unlimited bandwidth TWT predistorsion lineariser MMICs for Ku and Ka band operation".
Gaas 98 Amsterdam 1998.
- [16] **H. HAYASHI, M. NAKATSUGAWA, M. MURAGUCHI**
"Quasi-linear amplification using self phase distortion compensation technique".
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 43, No. 11, November 1995.
- [17] **Y. K. G. HAU, V. POSTOYALKO**
"A microwave feedforward amplifier with improved phase compensation and wideband distortion cancellation".
IEEE Transactions on microwave theory and techniques, 1997.
- [18] **S. KUMAR, G. WELLS**
"memory controlled feedforward lineariser suitable for MMIC implementation".
IEE Proceedings-H, Vol. 138, No.1, February 1991.
- [19] **G. ZHAO, F.M. GHANNOUCHI, F. BEAUREGARD, A. B. KOUKI**
"Digital implementations of adaptive feedforward amplifier linearization techniques".
IEEE MTT-S Digest , 1996
- [20] **M. JOHANSSON, L. SUNDSTRÖM**
"Linearisation of RF multicarrier amplifiers using cartesian feedback".
Electronics Letters 7th July 1994, Vol. 30, No. 14.
- [21] **H. FLOBERG, S. MATTISSON**
"Symbolic distortion analysis of non-linear elements in feedback amplifiers using describing functions".
International journal of circuit theory and applications, Vol. 23, p. 345-356, 1995.

- [22] **M. JOHANSSON, L. SUNDSTRÖM**
"Linearisation of RF multicarrier amplifiers using cartesian feedback".
Electronics Letters 7th July 1994, Vol. 30, No. 14.
- [23] **L. SUNDSTRÖM**
"Automatic adjustment of gain and phase imbalances in LINC transmitters".
Electronics Letters 2th February 1995, Vol. 31, No. 3.
- [24] **D. C. COX, R. P. LECK**
"Component signal separation and recombination for linear amplification with nonlinear components".
IEEE Transactions on communications, November 1975.
- [25] **L. SUNDSTRÖM, M. JOHANSSON**
"Effect of modulation scheme on LINC transmitter power efficiency".
Electronics Letters 29th September 1994, Vol. 30, No. 20.
- [26] **D. C. COX**
"Linear amplification with nonlinear components".
IEEE Transactions on communications, December 1974.
- [27] **F. H. RAAD**
"Efficiency of outphasing RF power amplifier systems".
IEEE Transactions on communications, Vol. COM-33, No. 10, October 1985.
- [28] **D. C. COX, R. P. LECK**
"A VHF implementation of a LINC amplifier".
IEEE Transactions on communications, September 1976.
- [29] **D. C. COX, R. P. LECK**
"A LINC transmitter".
IEEE 1991.

[30] **L. SUNDSTRÖM**

"Effects of reconstruction filters and sampling rate for a digital signal component separator on LINC transmitter performance".

Electronics Letters 6th July 1995, Vol. 31, No. 14.

[31] **K. CHAN, A. BATEMAN**

"Linear modulators based on RF Synthesis : realization and analysis ”.

IEEE Transactions on circuits and systems, Vol. 42, No. 6, June 1995.

[32] **K. CHAN, A. BATEMAN**

"Analytical and measured performance of the combined analogue locked loop universal modulator (CALLUM) ”.

IEE Proc.-Commun., Vol 142, No5, October 1995.

[33] **D. SMELY, B. INGRUBER, M. WACHUTKA, G. MAGERL**

"Improvement of efficiency and linearity of a harmonic control amplifier by envelope controlled bias voltage ”.

IEE Proc.-Commun., Vol 142, No5, October 1995.

[34] **J. SOMBRIN**

"Critère de comparaison, d'optimisation et d'utilisation optimale des amplificateurs de puissances non-linéaires"

Rapport CNES, Ref. CNES DT-96-16-CT/AE/TTL/HY, Mai 1996.

[35] **J. STAUDINGER, G. NORRIS**

"The Effects Of Harmonic Load terminations On RF Power Amplifier Linearity For Sinusoidal And $\pi/4$ DQPSK Stimuli".

IEEE MTT-S Digest international Topical Symposium on Technologies for wireless applications, Vancouver, BC, Canada, 1997.

- [36] **H. YAMADA, S. OHARA**
"The Effect Of Source Impedance in InGaP/GaAs Power HBTS".
IEEE MTT-S Digest, 1996.
- [37] **A. PLATZKER, S. BOUTHILLETTE**
"Variable Output, high efficiency-Low Distorsion S-Band Power Amplifiers and Their performances Under Single Tone and Noise Power excitations".
IEEE MTT-S Digest, 1996.
- [38] **J.C. BIC, D. DUPONTEIL, J.C. IMBEAUX**
"Eléments de communications numériques 2".
Dunod.
- [39] **J.C. BIC, D. DUPONTEIL, J.C. IMBEAUX**
"Optimization of Trade-Offs between Efficiency and Intermodulation In SSPAs based on Experimental Considerations".
IEEE MTT-S Digest, 1993.
- [40] **S. AUGAUDY**
"Caractérisation des amplificateurs de puissance grâce au critère du NPR".
Rapport de stage de DESS d'électronique, Université de Limoges, 1997.
- [41] **J. LAJOINIE, E. NGOYA, J. M. NEBUS, J. SOMBRIN, D. ROQUES**
"Conception Optimale des amplificateurs de puissance à l'état solide en fonctionnement multiporteuse"
11^{ème} journées Nationales Mico-ondes, Arcachon, mai 1999.

CHAPITRE IV

APPLICATION A LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS

IV.1. - INTRODUCTION

L'étude, menée dans les chapitres précédents, a abouti à la mise en place d'une méthodologie de conception d'amplificateurs optimisés en linéarité et consommation. Cette méthodologie s'appuie sur une caractérisation du transistor en monoporteuse, en C/I_3 et en NPR.

L'outil privilégié pour réaliser cette caractérisation est la simulation. Cependant compte tenu de la précision limitée des modèles actuels, les résultats obtenus ne seront que qualitatifs. Il est indispensable de confirmer, dans la mesure du possible, ces simulations par des caractérisations expérimentales sur des bancs de Load-Pull et NPR.

Dans ce chapitre, nous allons réaliser la conception de deux amplificateurs dans le but d'expérimenter la démarche théorique de conception que nous avons mise au point.

Le premier amplificateur sera réalisé autour d'un transistor HFET dans la bande S (2.08-2.28 GHz).

Le second sera réalisé autour d'un transistor en technologie pHEMT dans la bande Ku (12.5-12.75 GHz).

Ces bandes de fréquence et ces technologies ont été choisies afin de permettre par la suite une comparaison avec des amplificateurs réalisés précédemment dans les mêmes bandes et technologies.

Ceci permettra d'évaluer les apports de la nouvelle méthodologie de conception. Il s'agit des amplificateurs GPAD et STENTOR.

Nous allons donc dans ce qui suit présenter la conception de chaque amplificateur ainsi que les résultats obtenus après réalisation et les comparaisons avec les amplificateurs précités.

IV.2. - CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR BANDE S

L'amplificateur a été conçu en bande S à la fréquence de 2.18 GHz, fréquence de travail de l'amplificateur GPAD, qui a déjà fait l'objet, dans le cadre de sa conception, d'une caractérisation sur le banc de mesure NPR de la société ALCATEL SPACE INDUSTRIES.

Le transistor utilisé pour cette étude est issu de la filière HFET de la fonderie Texas Instruments. Il comporte 12 doigts de 100 μm pour un développement de grille total de 1200 μm . Sa fréquence de coupure est de 10 GHz.

Un modèle électrique de ce transistor a été extrait à partir des mesures I/V et de paramètres S en impulsions.

IV.2.1. - MODELISATION DU TRANSISTOR HFET

Ce composant a fait l'objet d'une caractérisation I/V et RF (2-9 GHz) sur le banc de mesure en impulsions de l'IRCOM. La caractérisation du HFET a été réalisée en classe AB profonde ($V_{gs}=-1.8\text{ V}$, $V_{ds}=7\text{ V}$, $I_{dss0}=30\text{ mA}$).

A partir de ces mesures, un modèle a été extrait. La topologie du modèle utilisée est celle de la Figure IV.20. Dans ce modèle, nous n'avons pas pris en compte les effets thermiques et de pièges.

Les valeurs des éléments extrinsèques sont résumées dans le Tableau 2.

Rg (Ohm)	Rd(Ohm)	Rs(Ohm)	Lg(pH)	Ld(pH)	Ls(pH)	Cpg(ff)	Cpd(ff)
0.687	0.7457	0.2	2.32	195	15.19	272	165

Tableau 2 - Eléments extrinsèques

Les valeurs des éléments intrinsèques sont résumées dans le Tableau 3

Paramètres du modèle de tajima modifié			
$I_{dss}=0.280$	$P=1.0265^{\circ}-1$	$V_{dsp}=0.50116$	$\text{Alpha}_{gm}=0.2062$
$A=2.36^{\circ}-10$	$W=1.22^{\circ}-13$	$M=5.0257$	$\text{Beta}_{gm}=9.7821^{\circ}-1$
$B=0.0$	$V_{p0}=1.52$	$V_{phi}=1.01^{\circ}-10$	$V_{gm}=13.26$ $V_{gd}=9.4686$
Diodes		Variables	
$I_{sgs}=1.16^{\circ}-13$	$N_{gs}=1.76$	$Q=1.6^{\circ}-19\text{ F}$	$T_a=295\text{ K}$
$I_{sgd}=7.65^{\circ}-21$	$N_{gd}=1.76$	$K=1.38^{\circ}-23\text{ J :K}$	
Capacités Cgs		Eléments linéaires	
$C_{gs}=1.0721^{\circ}-12$	$V_t=-2.0793$	$C_{gd}=8.49^{\circ}-14$	$C_{ds}=1.98^{\circ}-13$
$C_b=9.099^{\circ}-14$	$DD=0.49303$	$\text{Tau}=2.5^{\circ}-12$	
$V_b=2.7193^{\circ}-4$	$N=-8.0588^{\circ}-3$	$R_i=3.85$	$R_{gd}=0$

Tableau 3 - Paramètres du modèle non-linéaire

IV.2.2. - VALIDATION DU MODELE

En plus de la caractérisation I(V) et RF, le transistor HFET a été mesuré sur le banc de Load-Pull multiharmonique présenté dans le chapitre I pour un fonctionnement à deux porteuses. Les mesures ont été effectuées aux fréquences (2.0 GHz, 2.001 GHz) pour le point de polarisation suivant :

- $V_{ds0} = 7 \text{ V}$ $I_{ds0} = I_{dss}/10$ (30 mA) $V_{gs0} = -1.8 \text{ V}$

Les impédances présentées au transistor par le générateur d'entrée ainsi que ses impédances de charge ont pu être mesurées jusqu'à l'harmonique trois (voir Tableau 4)

	Z(f0)	Z(2f0)	Z(3f0)
entrée	46+j*3.7	67-j*8.3	55.1-j15.9
sortie	64.2+j*40.43	32.88+j*1.47	70+j*31

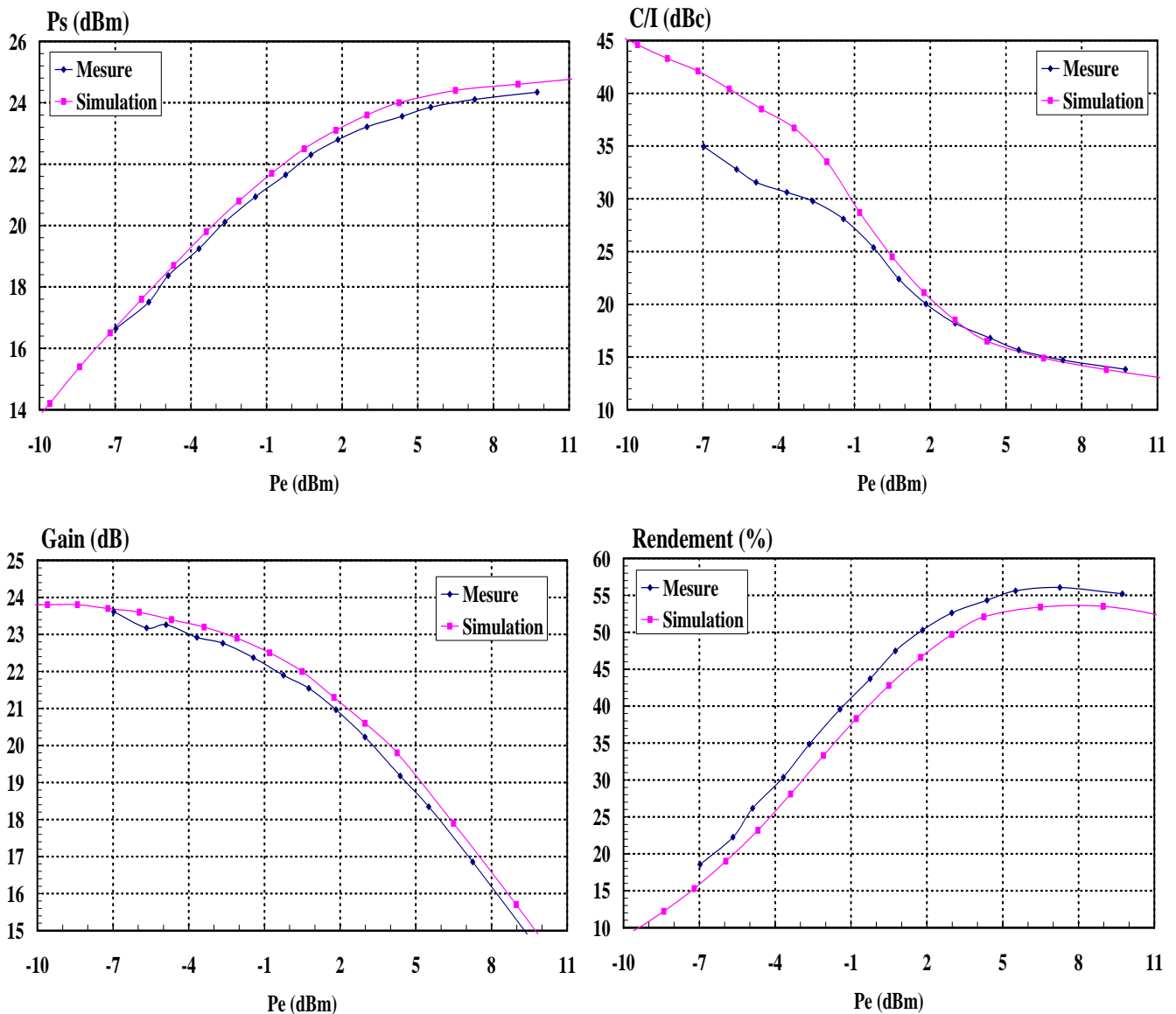
Tableau 4 – Impédances présentées au transistor

Les simulations ont pris en compte les valeurs de ces impédances. Les impédances non mesurées ont été fixées à 50 Ω . La validation des modèles en intermodulation porte sur la comparaison, entre mesure et simulation des courbes :

- Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée
- Gain en fonction de la puissance d'entrée
- C/I en fonction de la puissance d'entrée
- Rendement en fonction de la puissance d'entrée

Nous pouvons voir Figure IV.1 que le modèle donne des résultats proches de la mesure si l'on excepte le C/I au-dessus de 25 dB.

Transistor HFET TI 600 μm
Transistor HFET
Classe de fonctionnement : AB
 $I_{d0}=30\text{ mA}$ $V_{ds0}=7\text{ V}$
 $F1 : 2\text{ GHz}$ & $F2 : 2.001\text{ GHz}$
Impédances de charge : 50 Ohms



FigureIV.1 – Comparaison mesures/modèle pour un fonctionnement à 2 porteuses

IV.2.3. - CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR

La démarche de conception de cet amplificateur a été réalisée conformément à la méthodologie décrite dans le chapitre III. Le transistor constituant la cellule élémentaire a été polarisé en classe AB profonde. Toutes les étapes de la conception ont fait l'objet d'une validation expérimentale.

IV.2.3.1. - Analyse de la stabilité linéaire du transistor

Les optimisations effectuées par la suite peuvent conduire le transistor à fonctionner dans des zones d'instabilité. La première étape d'une conception consiste à vérifier la stabilité linéaire du composant utilisé et éventuellement à le stabiliser au moins dans la bande de fréquence où doit fonctionner l'amplificateur. Une instabilité peut entraîner des erreurs de simulation pas toujours décelables.

A ce niveau de conception, les critères de stabilité utilisés sont les facteurs de ROLLET et les cercles de stabilité. Les facteurs de ROLLET (K et B) donnent les conditions pour avoir une stabilité inconditionnelle vis à vis des conditions de fermeture.

Cette stabilité inconditionnelle est vérifiée lorsque $K > 1$ et $B > 0$.

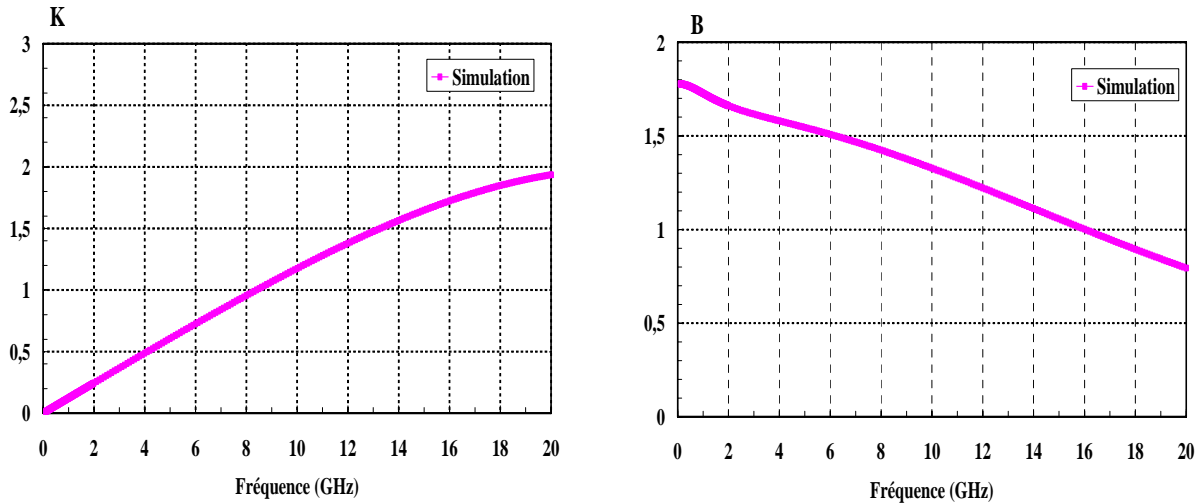
$$\begin{cases} K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_s|^2}{2 * |S_{12}| * |S_{21}|} \\ B = 1 + |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 - |\Delta_s|^2 \\ \Delta_s = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21} \end{cases}$$

Quand la stabilité inconditionnelle n'est pas vérifiée, il est nécessaire de poursuivre l'étude en traçant les cercles de stabilité. Ces cercles déterminent les conditions de charge et de source pour lesquelles un quadripôle réfléchit plus d'énergie qu'il n'en reçoit.

A partir des paramètres S du transistor HFET utilisé pour notre conception, nous avons tracé les facteurs K et B sur la bande de fréquence [0,1-20GHz]. Nous pouvons voir que le transistor est inconditionnellement stable pour des fréquences supérieures à 8 GHz. Par contre il est potentiellement instable pour les fréquences inférieures et notamment dans la bande de fréquence [2.08-2.18 GHz] où notre amplificateur est supposé fonctionner.

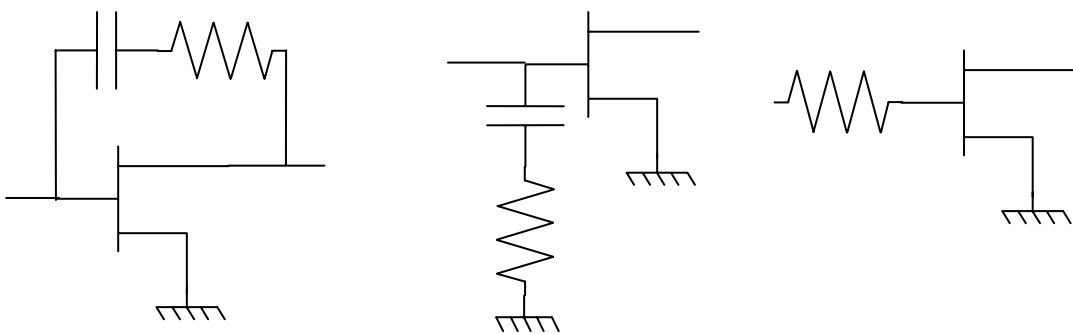
Pour étudier les marges de stabilité, nous avons tracé les cercles de stabilité correspondant à quelques points de fréquence. Ces cercles montrent que l'amplificateur est

potentiellement instable sur toute la partie supérieure de l'abaque. Comme les impédances optimales de fonctionnement que nous allons rechercher se situent dans cette partie, il est absolument indispensable de stabiliser le transistor.



FigureIV.2 – Facteur K et B sur la bande [0-20 GHz]

Il existe plusieurs méthodes permettant de stabiliser un transistor. Elles consistent à introduire des réseaux séries ou parallèle ou éventuellement en contre réaction (FigureIV.3) sur le transistor. Ces réseaux ont pour but de dégrader la réaction constructive interne du transistor.



FigureIV.3 – Exemple de topologie permettant de stabiliser un transistor

Certaines de ces techniques, utilisées pour les circuits monolithiques, ne peuvent être employées pour des circuits hybrides. Le support des alumines étant différent entre l'entrée et la sortie, l'emploi de circuit de contre réaction n'est pas possible. De même l'adjonction des capacités et inductances se heurtent à des problèmes technologiques. Dans notre cas, le seul

élément reste la résistance que nous avons choisie de placer en série sur la grille du transistor. En atténuant les réflexions du transistor elle permet de faire reculer les cercles de stabilité vers l'extérieur de l'abaque. Une valeur de résistance de 10 Ohms a été choisie de manière à assurer la stabilité du transistor dans la bande de fréquence [2.08-2.28 GHz]. Une valeur plus grande assurerait une stabilité inconditionnelle quelle que soit la fréquence mais diminuerait le gain de manière trop importante. Pour la valeur de 10 Ohms, nous avons ainsi obtenu une chute de gain de 6 dB.

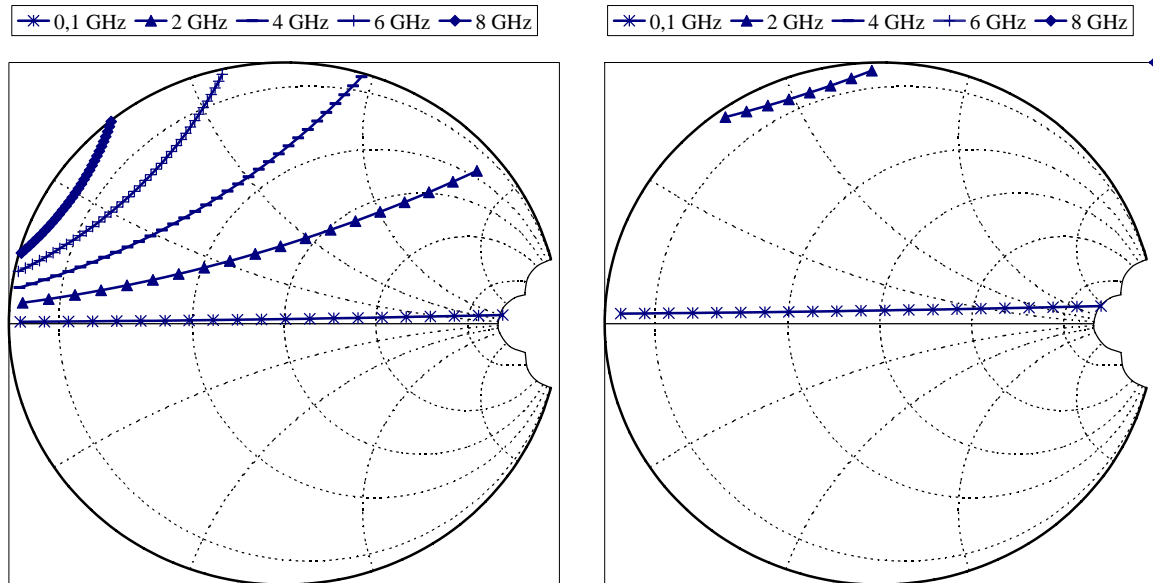


Figure IV.4 – Cercles de stabilité du transistor HFET

Ayant stabilisé le transistor dans la bande de fonctionnement, la phase suivante consiste à rechercher les conditions de fonctionnement optimales de celui-ci en présence de la résistance de stabilisation. Les réseaux d'adaptation étant susceptibles de modifier le comportement du transistor, les éventuelles instabilités hors bande seront considérées après la phase d'optimisation.

IV.2.3.2. - Optimisation du transistor

L'analyse menée dans le chapitre III nous a permis de déterminer les conditions de charge et de source optimales d'un transistor pour fonctionner dans un amplificateur optimisé en linéarité et consommation suivant le critère énoncé du $C/(N+I)$. Nous avons ainsi montré par simulation que les impédances de charge optimales coïncident quasiment avec les impédances optimales de rendement en monoporteuse. Nous avons recherché ces impédances optimales à la fois par simulation et par mesures physiques sur le transistor. Les simulations ont été effectuées sur le banc de simulation automatique que nous avons développé autour du logiciel LISA. Ce banc est la réplique logiciel du banc Load-Pull à boucle active utilisé en mesure. Nous avons considéré les impédances jusqu'à l'harmonique deux. Les impédances aux harmoniques supérieures ont été fixées à la valeur de 50 Ohms. Les résultats de ces optimisations sont présentés dans le Tableau 5.

Fréquence	Mesure	Simulation
f_0	$54.7+j*39.6$	$52.2+j*55$
$2f_0$	$181.7+j*85.3$	$55+j*572$

Tableau 5 – Impédances optimales de rendement

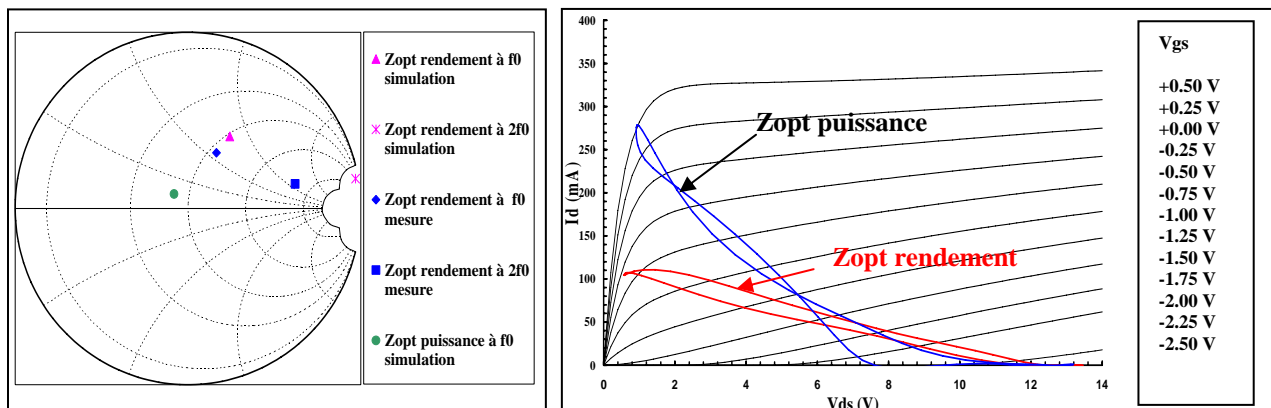
En mesure, il n'a pas été possible de synthétiser des impédances proches du bord de l'abaque, par manque de puissance des amplificateurs incorporés dans les boucles actives. Ceci explique en partie les différences entre les impédances obtenues en simulation et en mesure sur l'harmonique 2. Toutefois, la mesure confirme qualitativement les résultats obtenus en simulation qui privilégiaient le circuit ouvert par rapport au court circuit utilisé traditionnellement. Ces résultats étant atypiques, il a été nécessaire de le confirmer expérimentalement en traçant le rendement en fonction de la puissance de sortie pour deux points de polarisation différents (Figure IV.7 et Figure IV.8).

- Classe AB légère ($V_{gs} = -1.5$ V, $V_{ds} = 7$ V, $I_{ds0} = 57$ mA)
- Classe AB profonde ($V_{gs} = -1.8$ V, $V_{ds} = 7$ V, $I_{ds0} = 30$ mA)

Ces courbes ont été obtenues en mesure en synthétisant des impédances de charge à l'harmonique 2 proches du court circuit, du circuit ouvert et de l'impédance à partie réelle

nulle se situant en haut de l'abaque ($Z=0+50j$). Les modules des coefficients de réflexion associé à ces impédances n'ont pas pu dépasser la valeur de 0.8. Cependant les conditions de phase ont été respectées. La FigureIV.7 et la FigureIV.8 montrent que l'impédance optimale en classe AB et bien le circuit ouvert. A fort niveau de puissance, cette impédance permet d'atteindre des rendements plus élevés que le court circuit. La différence est obtenue pour un point de compression élevée mais l'amplificateur peut être excité dans cette zone par un signal modulé en amplitude tout en travaillant avec une puissance moyenne plus faible.

Les impédances issues de l'optimisation en mesure et en simulation, données dans le Tableau 5, sont représentées sur l'abaque de Smith de la FigureIV.5. Nous y avons également fait figurer, pour information, l'impédance optimale de puissance. Les cycles de charges obtenus en simulation accréditent le caractère optimal de ces impédances. Au fondamental, l'écart d'impédance obtenu entre la simulation et la mesure est faible. A l'harmonique 2 la direction donnée par la phase du coefficient de réflexion est identique.



FigureIV.5 – Impédances optimales et leurs cycles de charge associés

Pour déterminer les conditions de fonctionnement optimales en terme d'impédances de sources nous avons poursuivi l'optimisation du transistor en considérant un signal d'excitation à deux porteuses. D'après les résultats du chapitre III l'impédance optimale à l'harmonique deux est à partie réelle nulle. Les paramètres d'optimisation se limitent donc à la phase du coefficient de réflexion associé. En suivant la démarche édictée au chapitre III, nous avons évalué les caractéristiques de puissance, de consommation et de C/I_3 associé à chacune des impédances des sources dans les conditions d'excitation à deux porteuses.

Le choix de l'impédance se fait en traçant le réseau de caractéristiques de $C/(N+I_3)$ fonction de P_{dc}/N pour les différentes impédances de source et en le comparant à l'enveloppe

de tous les réseaux de caractéristiques. L'impédance optimale est celle qui présente le réseau de caractéristique $C/(N+I_3)$ ayant l'enveloppe la plus haute en moyenne.

Cette méthodologie appliquée en simulation, nous a conduit à l'obtention d'un coefficient de réflexion $\Gamma = 0.9 \angle 140^\circ$. Nous pouvons voir Figure IV.6 que la caractéristique de cette impédance est proche de la courbe enveloppe totale. Au contraire les caractéristiques associées au court circuit et au circuit ouvert ne le sont que sur une plage limitée de rapport signal à bruit.

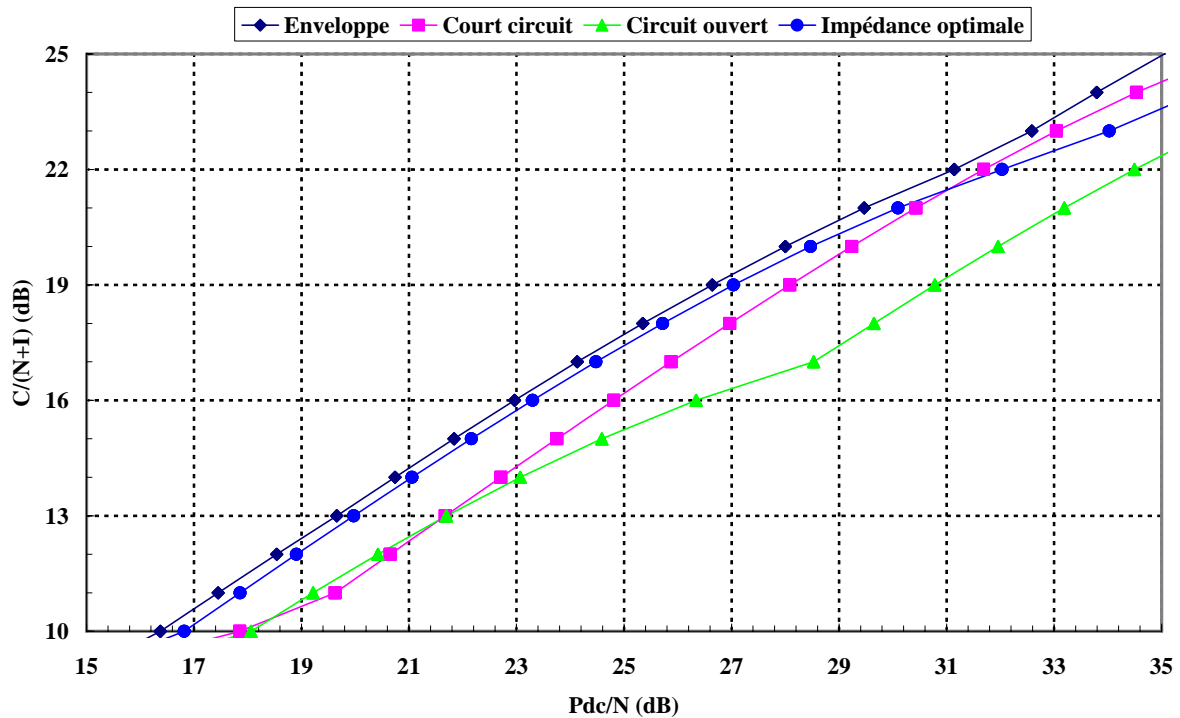
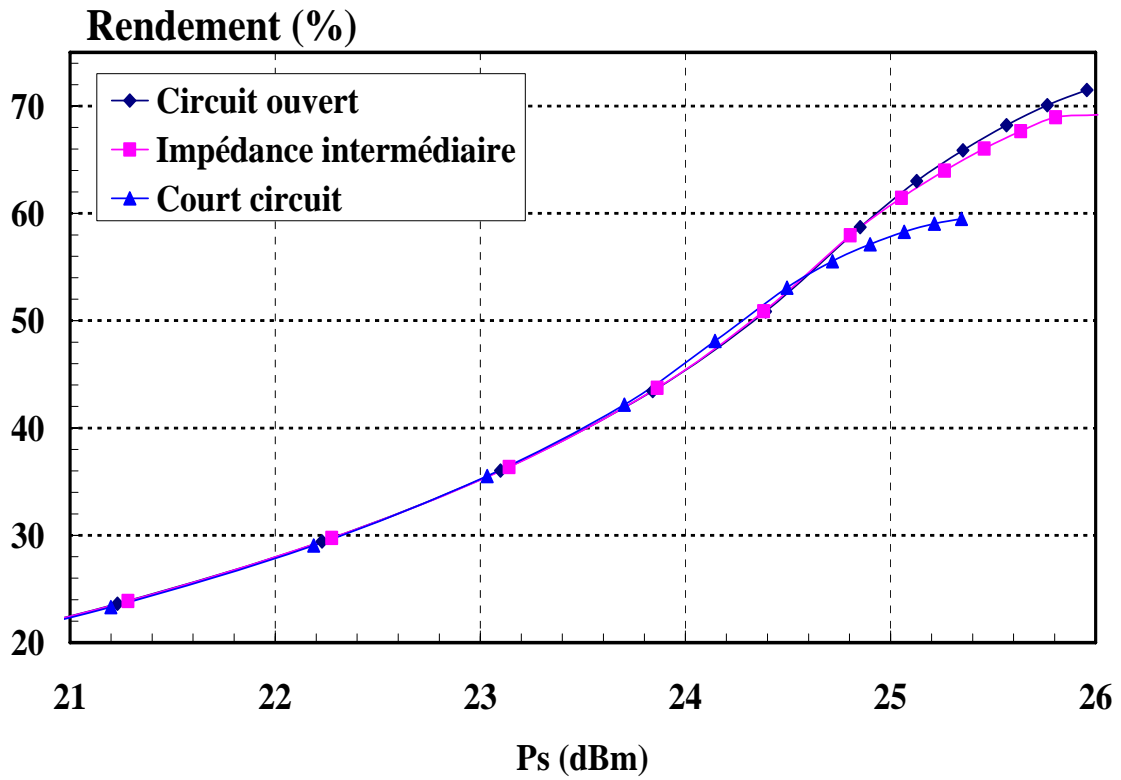


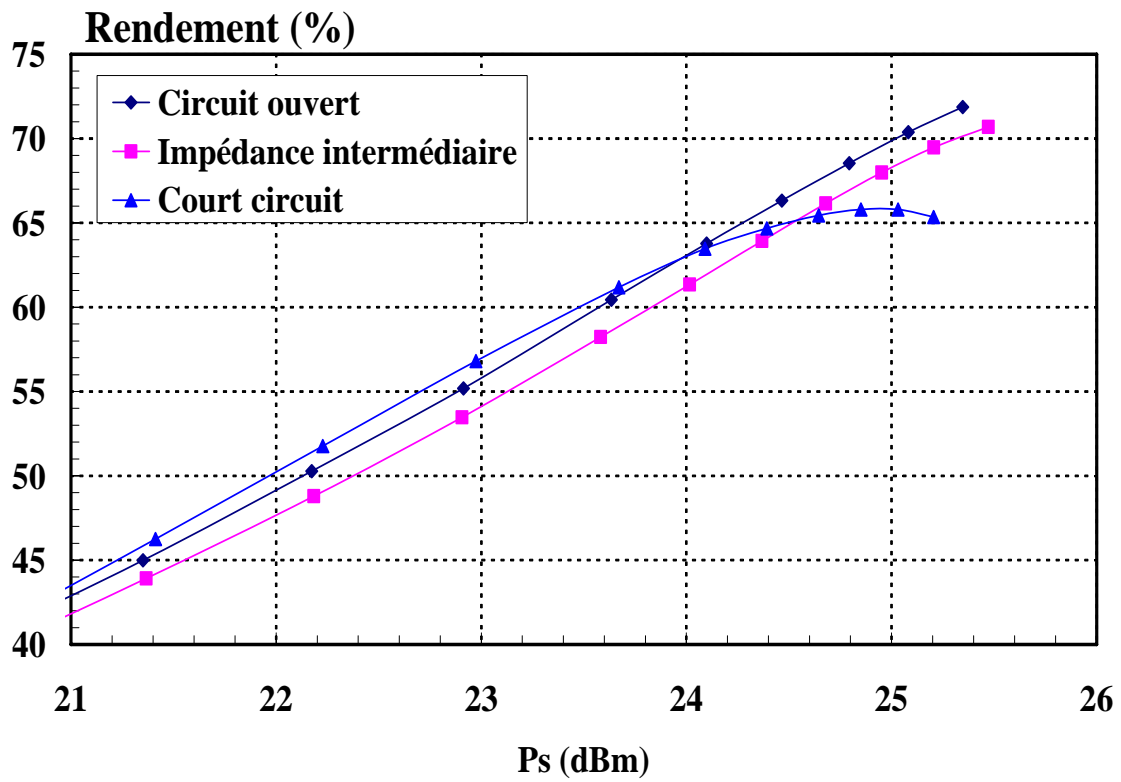
Figure IV.6 – Caractéristiques $C/(N+I_3)$

Nous avons essayé de valider ces résultats en mesure en imposant les impédances de charge trouvées précédemment et en plaçant une boucle active à l'harmonique 2 en entrée (Source-Pull). Malheureusement des instabilités sont apparues qui n'ont pas permis de mener à bien cette étude.

A partir des impédances déterminées précédemment ci-dessus, nous avons synthétisé les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie.



FigureIV.7 – Classe AB légère



FigureIV.8 – Classe AB profonde

IV.2.3.3. - Synthèse des circuits d'adaptation

Notre objectif est de synthétiser les impédances optimales obtenues précédemment aux accès du transistor et d'adapter au mieux le transistor. Les impédances de charge du transistor sont présentées dans le Tableau 6.

	$Z_{out}(f_0)$	$Z_{out}(2f_0)$
Ampli 1	$46.5+j*56.4$	CO

Tableau 6 - Impédances présentées au transistor

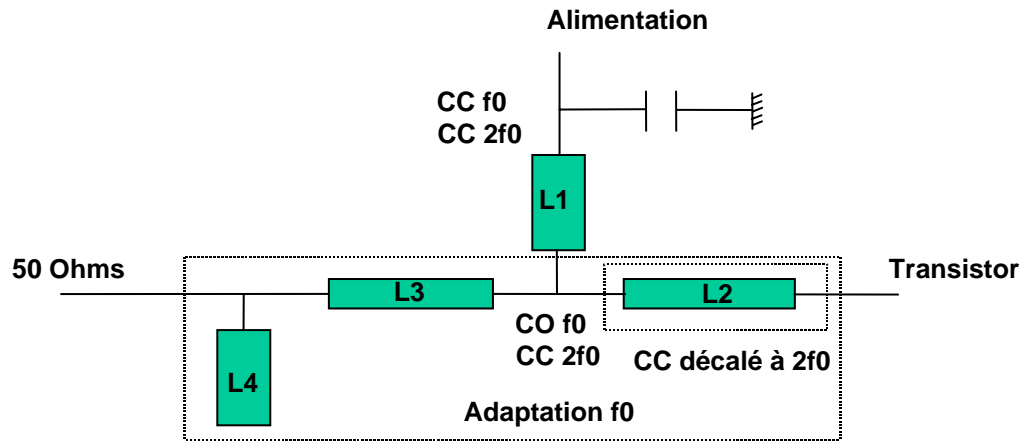
Les circuits d'adaptation ont été réalisés sur un substrat d'alumine (Tableau 7) de dimension 8.42mm x 8.73 mm.

caractéristiques	valeurs
Permittivité relative ϵ_r	9.9
Epaisseur du diélectrique H	381 μm
Epaisseur de la métallisation T	5 μm
Tangente de pertes $\tan \delta$	0.0002
Conductivité métallique (relative à l'or)	1

Tableau 7 – Caractéristiques du substrat alumine employé

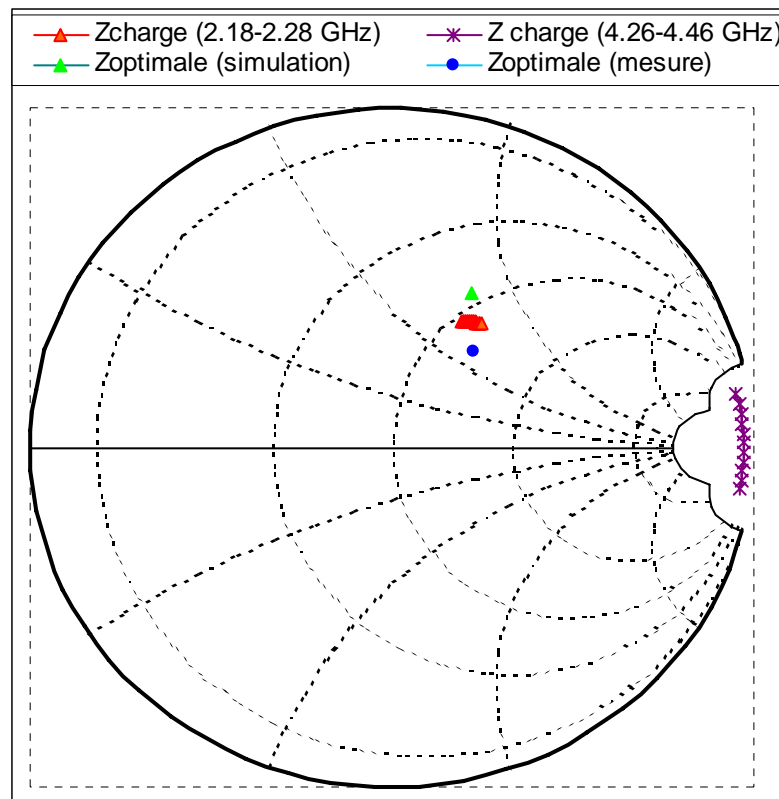
Pour l'adaptation, nous avons utilisé la topologie classique décrite Figure IV.9. Au niveau de l'alimentation la ligne quart d'onde L1 permet de ramener un circuit ouvert à la fréquence fondamentale et un court circuit à l'harmonique 2. La ligne L2, couplée au court circuit, nous permet de synthétiser toutes les impédances à partie réelle nulle dans le plan du transistor à l'harmonique 2.

L'adaptation à l'harmonique 1 est réalisée à l'aide d'une ligne, qui se caractérise par la mise en série de L2 et L3, et d'un Stub. La longueur de la ligne L2 étant fixée par l'harmonique 2, seule la ligne L3 permet de réaliser l'adaptation au fondamentale.



FigureIV.9 – Principe d'adaptation

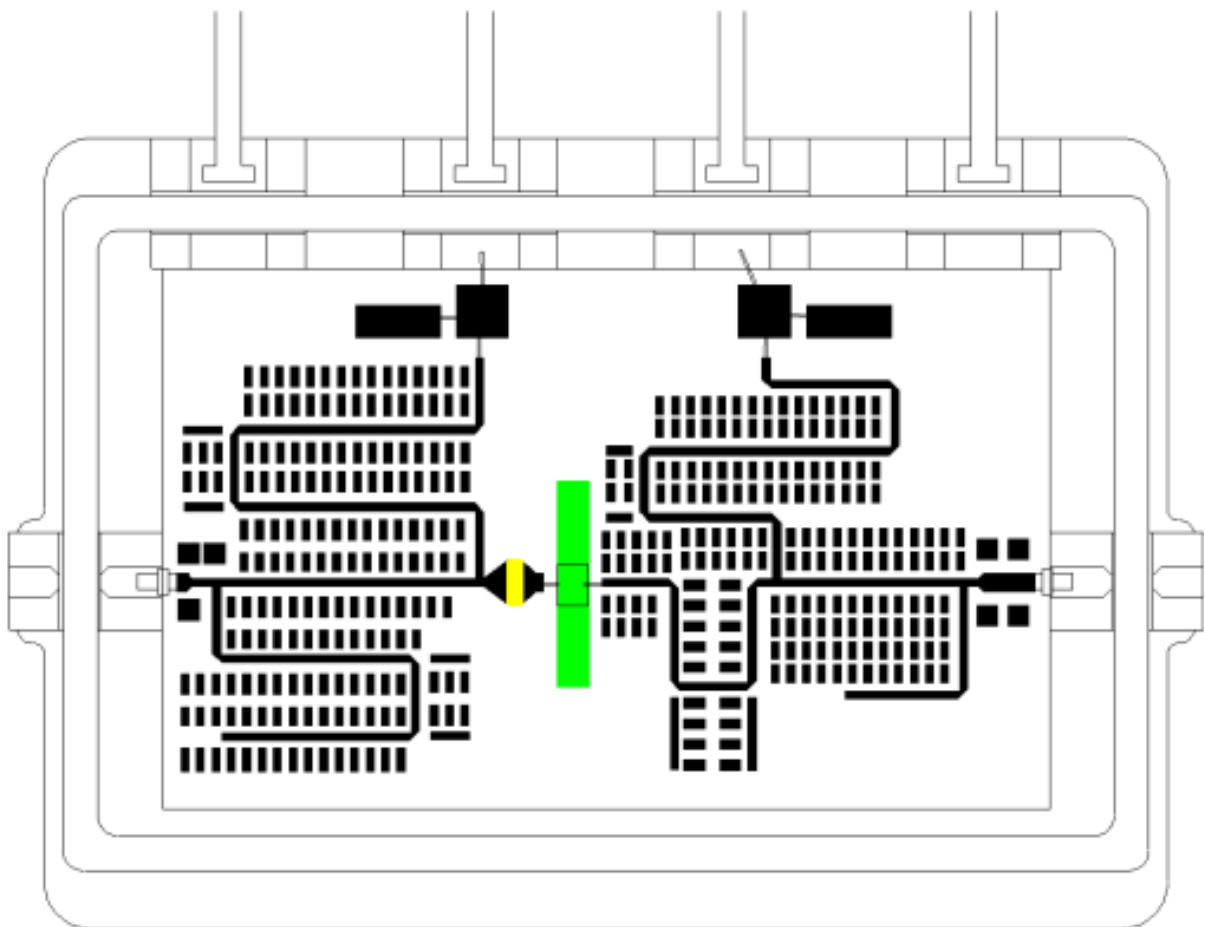
Les différents résultats issus de la synthèse des réseaux d'entrée et de sortie sont présentés FigureIV.10 et FigureIV.12. Nous pouvons voir FigureIV.10 le lieu des impédances pour des fréquences allant de 2.08 GHz à 2.28 GHz et 4.26 GHz à 4.46 GHz, ainsi que les impédances optimales de rendement au fondamentale obtenues en simulation et en mesure. La variation des impédances sur la bande étudiée (200 MHz) est faible.



FigureIV.10 - Impédances de charge synthétisées

Le coefficient de réflexion d'entrée ainsi que le gain des amplificateurs sont présentés FigureIV.12. Le coefficient de réflexion est inférieur à 10 dB sur toute la bande et le gain est supérieur à 15 dB.

Les pertes d'adaptation du réseau de sortie sont faibles, inférieures à 0.2 dB. Par contre, les pertes du réseau d'entrée sont très importantes. Ceci est du à l'adjonction de la résistance de stabilisation sur la grille du transistor. Nous perdons près de 6 dB de gain. Nous avons superposé à ces différentes caractéristiques les courbes de mesure correspondantes. L'écart entre la mesure et la simulation est faible. Toutefois ces résultats ont été obtenus en ajustant à l'aide de pavé le circuit d'adaptation d'entrée. Le transistor utilisé pour l'amplificateur avait une tension de pincement différente de celui utilisé pour la modélisation, par contre, les courants étaient sensiblement les mêmes. La comparaison a été effectuée à courant de drain constant (30 mA), condition pour conserver les impédances optimales. Le circuit de sortie n'a pas été retouché. Le layout final du circuit est donné FigureIV.11.



FigureIV.11 – Layout du circuit

AMPLIFICATEUR BANDE S (2.08-2.28 GHz)

Transistor HFET

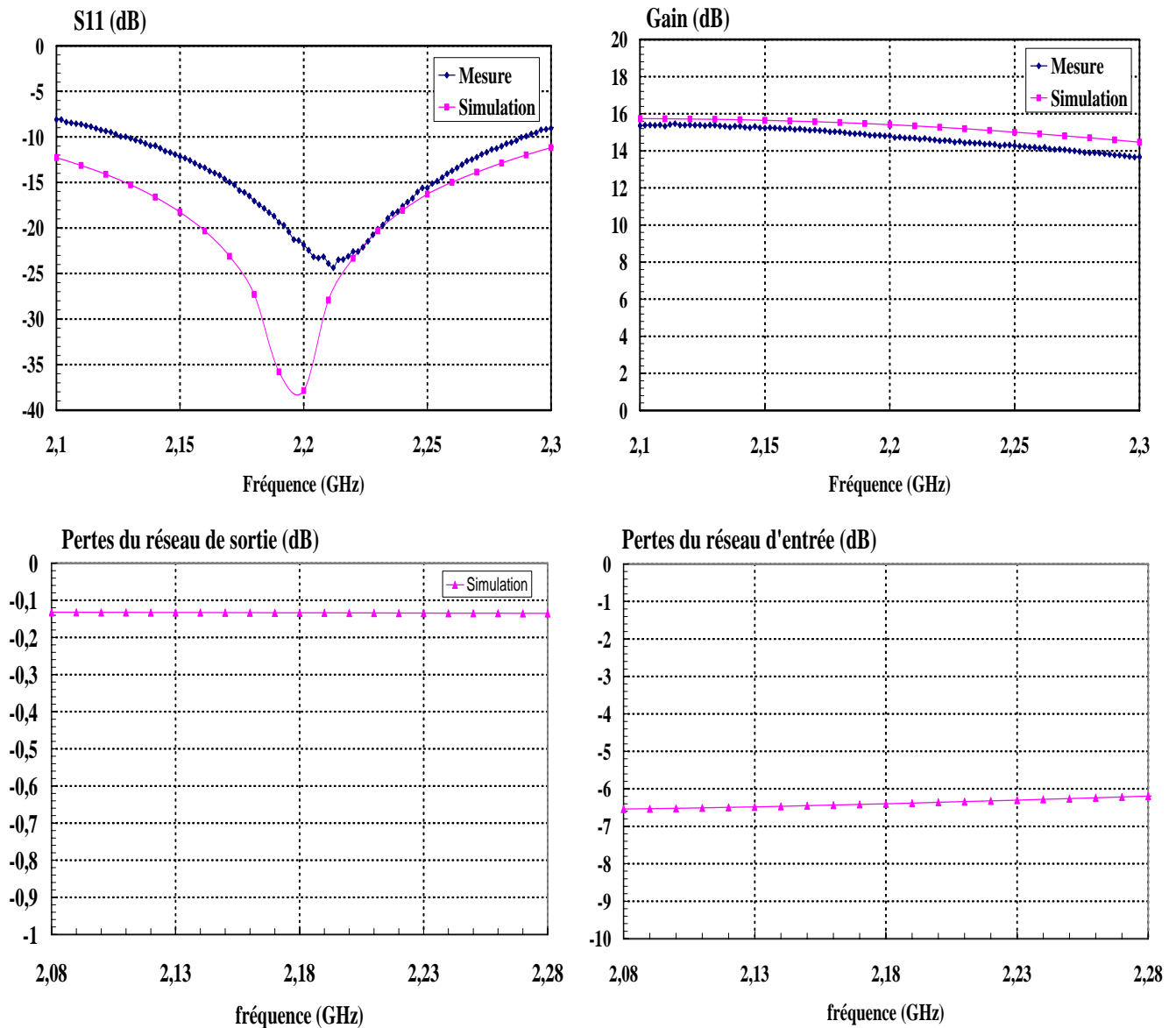
Classe de fonctionnement : AB

$I_{d0}=30\text{ mA}$

$V_{ds0}=7\text{ V}$

Fréquence : 2.18 GHz

Impédances de charge : 50 Ohms



FigureIV.12 – Caractéristiques linéaires de l'amplificateur

IV.2.3.4. - Analyse de la stabilité linéaire de l'amplificateur

L'analyse de stabilité effectuée précédemment a permis de rendre le transistor inconditionnellement stable sur la bande de fonctionnement [2.08-2.28 GHz] en ajoutant une résistance en série sur la grille. La stabilité inconditionnelle sur la bande [0-2 GHz] n'a pas pu être atteinte par cette méthode sans détériorer complètement le gain de l'amplificateur. Toutefois la stabilité dans la bande de travail a permis d'effectuer des simulations et de concevoir les réseaux d'adaptation et de polarisation. Ces derniers imposent des conditions de fermeture aux accès du transistor. Ces conditions peuvent être ou non favorables à la stabilisation du transistor. Une nouvelle étude est donc nécessaire pour s'assurer que l'amplificateur final est bien stable au point de polarisation considéré. Cette étude a été envisagée selon deux critères :

- Fonction du déterminant normalisé (NDF) ou analyse de Nyquist [2]
- Facteur K et cercle de stabilité

Ces deux critères sont complémentaires. Ils abordent le problème de la stabilité de façons différentes, complémentaires. L'analyse de Nyquist permet d'affirmer ou non la stabilité mais n'intègre pas directement la notion de marge comme le permettent les cercles de stabilité. Par contre le facteur K permet le calcul rapide des marges de stabilité, mais ne peut déceler des instabilités intrinsèques à l'amplificateur.

Pour un amplificateur à 1 étage la démarche conseillée est de vérifier par analyse de Nyquist que la cellule amplificatrice est intrinsèquement stable sur 50 Ohms, puis de calculer ensuite les marges de stabilité à l'aide du facteur K. Le détail d'analyse de stabilité que nous avons suivi pour l'amplificateur est donné en annexe 2. Il s'est avéré que l'amplificateur est inconditionnellement stable par rapport à l'impédance de charge. Par rapport à l'impédance d'entrée il devient instable si $\Gamma_e > 0.9$, donc une bonne marge.

IV.2.3.5. - Caractéristiques en puissance

L'amplificateur a été réalisé autour du transistor HFET 1200 um de Texas Instrument à une fréquence de 2.18 GHz. Afin de valider la méthodologie de conception une caractérisation complète de cet amplificateur a été faite. Cette caractérisation comprend des mesures en puissance effectuées avec un signal constitué d'une porteuse pure mais également avec un signal multiporteuse nécessaire à la caractérisation en linéarité (Mesure de NPR). Ces mesures ont été effectuées sur le banc Load-Pull multiharmonique et le banc de mesure de NPR.

IV.2.3.5.1. - Fonctionnement en puissance

Les mesures ont été effectuées à la fréquence de 2.18 GHz au point de polarisation ($V_{ds}=7$ V, $I_{dss}=30$ mA). Les impédances de charges et de sources ont été fixées à 50 Ohms, impédances pour lesquelles l'amplificateur a été conçu. Ces mesures permettent de valider dans un premier temps la conception. Les résultats sont présentés Figure IV.13.

La comparaison entre simulation et mesure porte sur les courbes de :

- Puissance de sortie (AM/AM)
- Déphasage (AM/PM)
- Rendement en puissance ajoutée
- Gain

Ces caractéristiques sont suffisantes pour caractériser complètement un amplificateur dans le cadre d'un comportement monoporteuse. Une bonne corrélation entre les résultats est donc nécessaire pour espérer corréler les mesures et les simulations en fonctionnement multiporteuse. La caractéristique de puissance de l'amplificateur simulé est proche de celle mesuré. Pour des niveaux faibles de puissance il n'y a qu'une erreur de 0.3 dB sur le gain. A fort niveau les caractéristiques se superposent parfaitement.

Pour pouvoir comparer les caractéristiques AM/PM nous avons ramené l'écart de phase en petit signal autour de zéro. Les déphasages introduit par le boîtier n'ont pas été pris en compte dans la simulation. Cette différence sur le plan de référence modifie de manière uniforme la phase. Cette méthode permet donc de s'affranchir du plan de référence. L'erreur en phase ne dépasse pas 5 degrés mais l'allure des caractéristiques est sensiblement différente.

L'erreur sur le rendement est par contre très importante. A la saturation, l'écart entre le modèle et la simulation atteint 15 points. Ceci est surprenant puisqu'il y avait une bonne corrélation entre les mesures effectuées sur le transistor et le modèle pour ce paramètre. En mesure le rendement du transistor atteignait 70 %. Des mesures effectuées sur le banc Load-Pull n'ont pas permis de retrouver ces conditions de fonctionnement. L'écart est imputable soit au transistor qui est différent de celui utilisé lors de la modélisation soit à des pertes introduites lors de la réalisation.

IV.2.3.5.2. - Fonctionnement multiporteuse

Les mesures en fonctionnement multiporteuse ont été effectuées au même point de polarisation que les mesures en CW, et à la même fréquence (2.18 GHz).

Pour des raisons de temps de calcul les simulations ont été effectuées avec signal constitué de 1000 porteuses et d'un trou de 5 % par rapport à la bande totale. Dix moyennes ont permis d'atteindre une variance acceptable. Les signaux utilisés en mesure sont constitués de 10000 porteuses et d'un trou de 5 %. Pour les simulations et les mesures la bande d'analyse est de 20 MHz.

La comparaison entre simulation et mesure porte sur les courbes de :

- Puissance de sortie
- Rapport signal à bruit d'intermodulation (NPR)
- Rendement en puissance ajoutée
- Gain

En puissance et rendement les tendances observées pour un fonctionnement CW sont conservées. Le modèle prend très bien en compte la caractéristique de puissance. L'écart en rendement s'est réduit à 5 points. Par contre la caractéristique de NPR représentant la linéarité de l'amplificateur est très mal prédite. Pour des niveaux de NPR mesurés de 25 dB la simulation se situe 7 dB au-dessus. A fort niveau de puissance (NPR inférieur à 20dB) le modèle prédit bien le comportement non-linéaire du transistor.

AMPLIFICATEUR BANDE S (2.08-2.28 GHz)

Transistor HFET

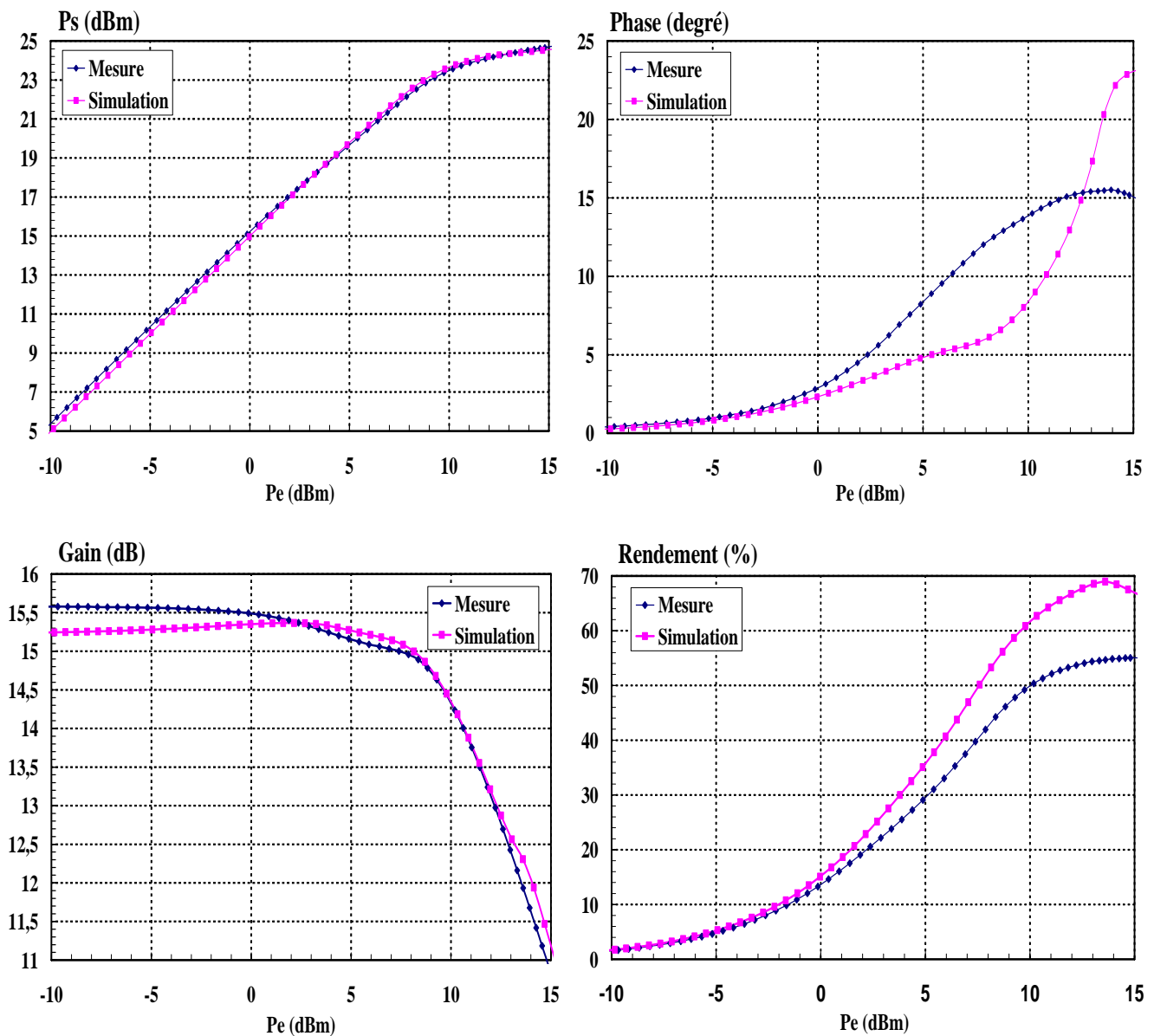
Classe de fonctionnement : AB

$I_{d0}=30$ mA

$V_{ds0}=7$ V

Fréquence : 2.18 GHz

Impédances de charge : 50 Ohms



FigureIV.13 – Caractérisation CW de l'amplificateur

AMPLIFICATEUR BANDE S (2.08-2.28 GHz)

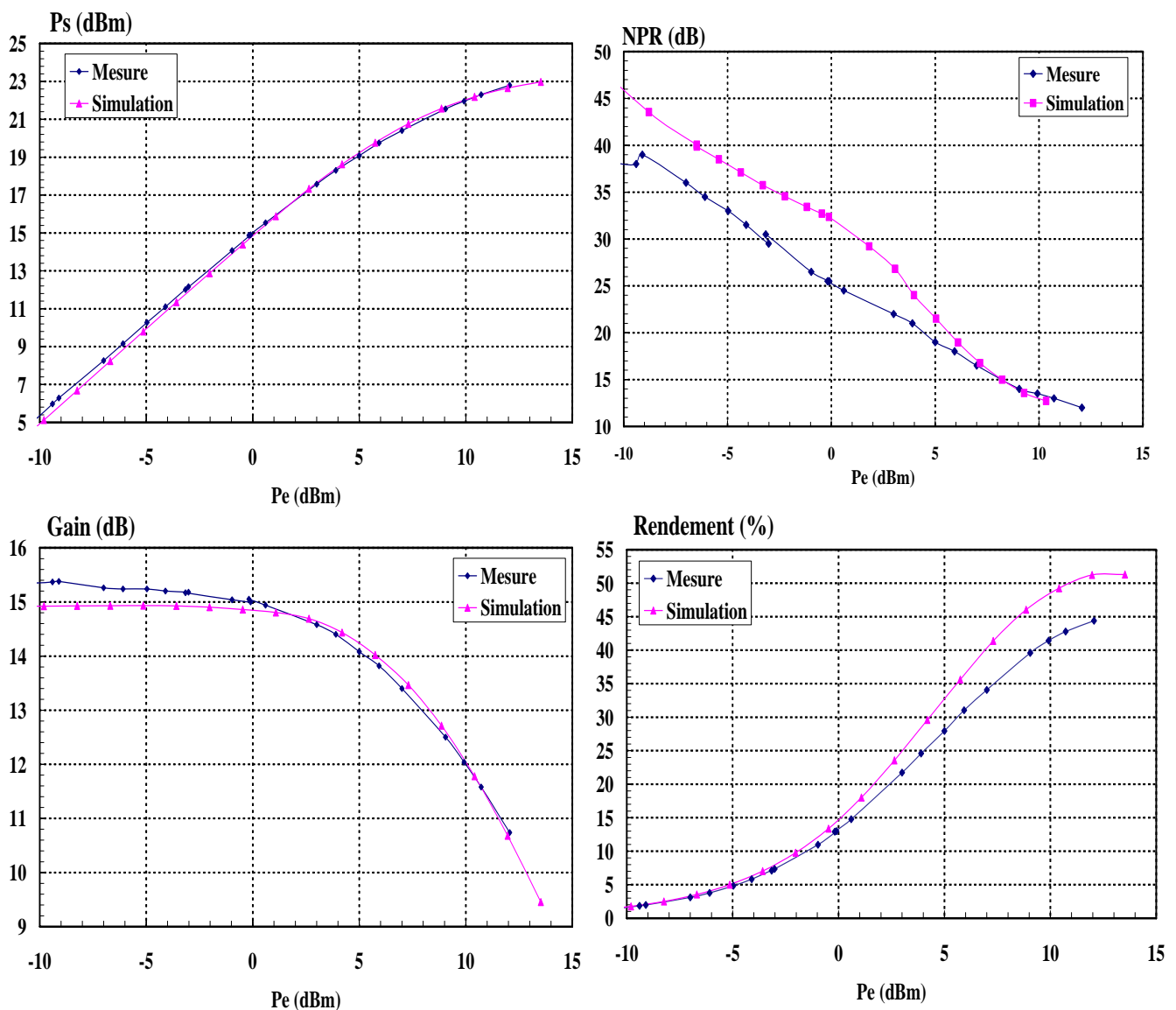
Transistor HFET

Classe de fonctionnement : AB

$I_{d0}=30 \text{ mA}$ $V_{ds0}=7 \text{ V}$

Fréquence : 2.18 GHz

Impédances de charge : 50 Ohms



FigureIV.14 – Caractérisation multiporteuse de l'amplificateur

IV.2.4. - VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODOLOGIE DE CONCEPTION

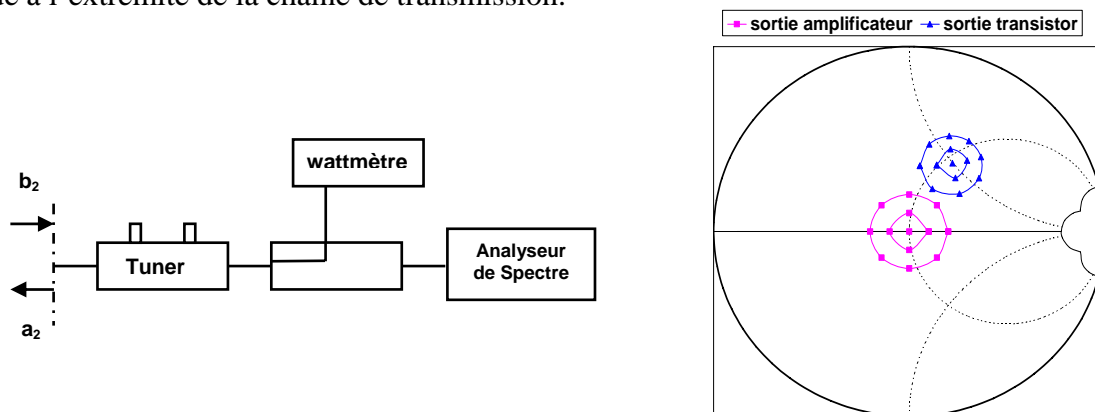
Une seconde série de mesure a été effectuée afin de valider la méthodologie de conception développée à l'aide de modèles. La fiabilité de ces derniers en fonctionnement multiporteuse pour des classes de fonctionnement proches de la classe B, n'étant pas très bonne, nous avons entrepris d'effectuer une optimisation expérimentale en fonctionnement multiporteuse. Le but est de démontrer que l'impédance de charge optimale suivant le critère du $C/(N+I)$ est l'impédance de rendement maximum.

Le banc de mesure de NPR n'étant pas équipé de système de contrôle de charge par boucle active, la synthèse des impédances de charge est réalisée à l'aide d'un tuner placé directement en sortie de l'amplificateur. La variation des impédances de charge dans le plan de l'amplificateur entraîne la variation de l'impédance de charge dans le plan de sortie du transistor. Seule l'impédance de charge au fondamentale est perturbée par ce système. Le court circuit à $2f_0$ entre les lignes L2 et L3 (FigureIV.9) empêche les interférences avec les conditions de charges extérieures.

Le schéma de principe du banc de mesure est présenté FigureIV.15. Le tuner permet de synthétiser une impédance autour 50 Ohms. L'amplificateur n'étant plus adapté sur l'impédance qui lui est présentée, la puissance de sortie doit être calculée en tenant compte du coefficient de réflexion Γ associé à l'impédance synthétisée.

$$P_s = \frac{1}{2} \left(1 - |\Gamma|^2 \right) |b_2|^2$$

La puissance de l'onde b_2 est évalué en déterminant le coefficient d'atténuation reliant la puissance dans le plan du Wattmètre et le plan de sortie de l'amplificateur. La mesure du rapport signal à bruit est quant à elle, réalisée à l'aide d'un analyseur de spectres situé à l'extrémité de la chaîne de transmission.



FigureIV.15 – Schéma de principe de la mesure

Les graphiques présentés par la suite permettent d'effectuer une analyse en linéarité et consommation suivant les critères présentés dans le chapitre III. Les courbes de NPR et de rendement en fonction de la puissance de sortie font références au premier critère d'optimisation. Les courbes de NPR en fonction du rendement au second critère et enfin les courbes de $C/(N+I)$ en fonction de P_{dc}/N au troisième.

Nous avons limité notre caractérisation pour des impédances se situant en sortie de l'amplificateur dans le demi-plan droit de l'abaque de Smith. Demi-plan où se trouve l'impédance qui permet d'adapté le transistor sur son impédance optimale de puissance.

Deux caractérisations ont été menées. La première a été effectuée pour les impédances présentant un module de coefficient de réflexion égale à 0.2. La seconde en se déplaçant en droite ligne de l'impédance optimale de rendement vers l'impédance optimale de puissance.

Les résultats obtenus confirment les tendances que nous avons observées au cours du chapitre III :

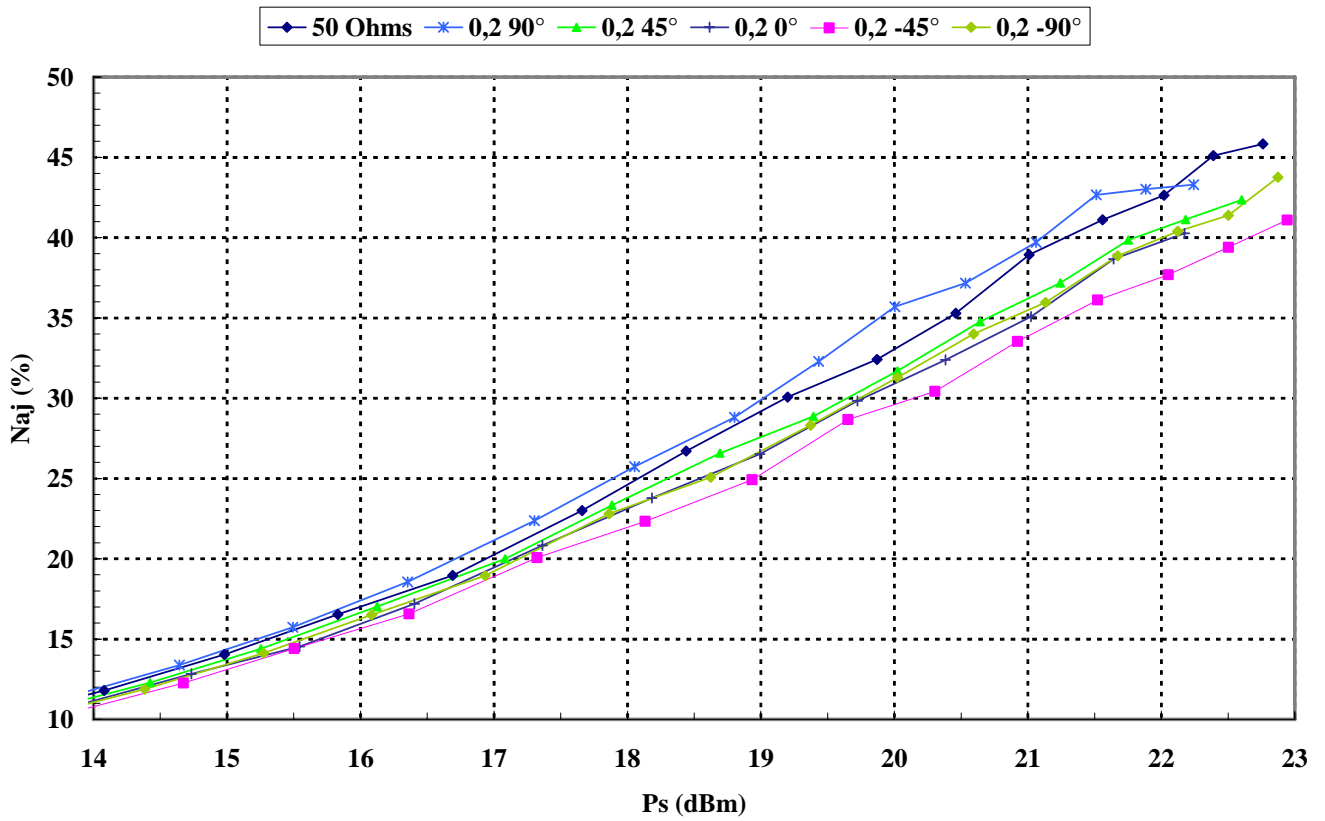
- à puissance de sortie fixe la linéarité s'améliore en se déplaçant de l'impédance de rendement maximum vers l'impédance de puissance maximum alors que le rendement chute (Figure IV.16 et Figure IV.17, Figure IV.20 et Figure IV.21).
- L'impédance optimale de rendement permet d'atteindre le meilleur compromis entre la linéarité et le rendement (Figure IV.18, Figure IV.22).

Les résultats obtenus suivant le critère du $C/(N+I)$ ne sont pas aussi marqué que prévus (Figure IV.19, Figure IV.23). montrent une faible influence de l'impédance de charge dans la zone de recherche, ce qui contraste beaucoup avec les résultats suivant les critères à P_s fixé.

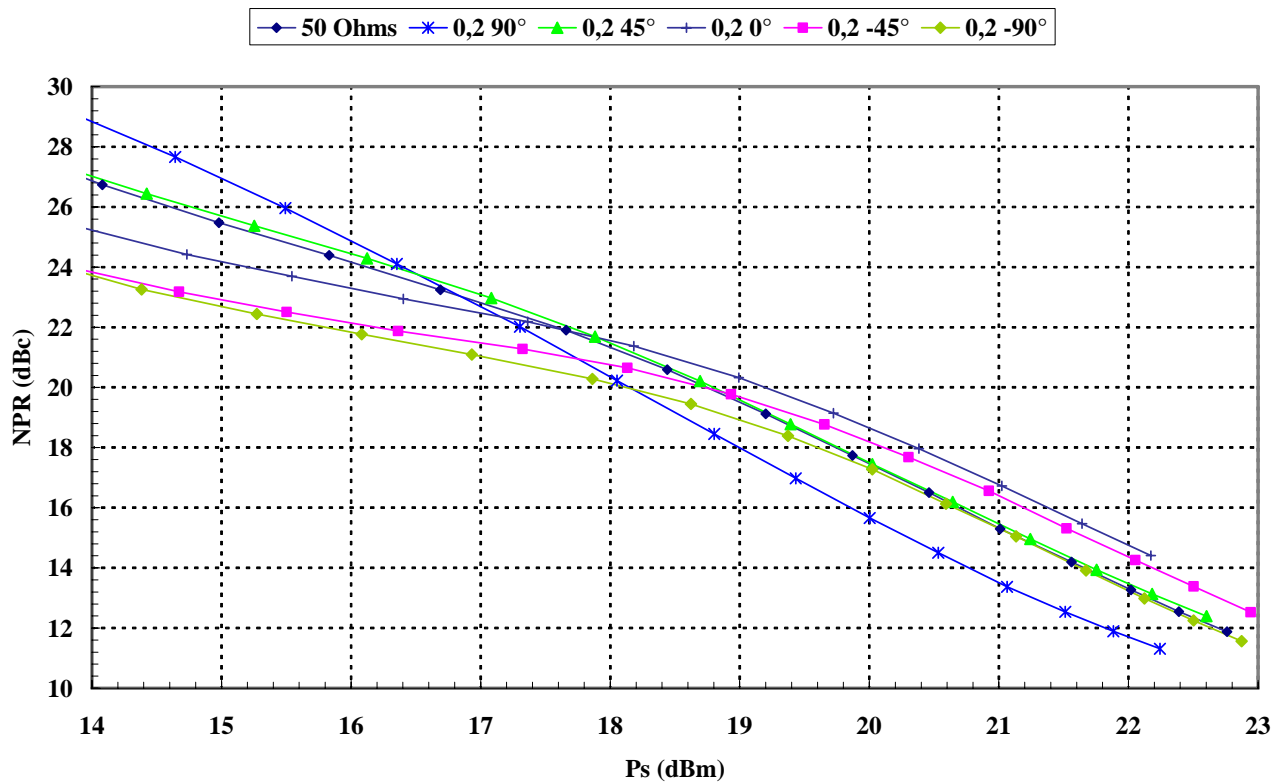
En effet, on observe Figure IV.22 que l'impédance optimale de rendement donne des résultats très supérieurs à ceux obtenus avec l'impédance optimale de puissance (meilleur rendement à NPR fixé).

Il semble que d'après le critère du $C/(N+I)$ il est possible de choisir le point de fonctionnement et le nombre de cellules pour fonctionner dans de bonne condition aussi bien sur l'impédance optimale de rendement que sur l'impédance optimale de puissance.

Ceci souligne donc l'importance d'employer un critère objectif de mesure de compromis linéarité/consommation comme le $C/(N+I)$.



FigureIV.16 – Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$



FigureIV.17 – Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$

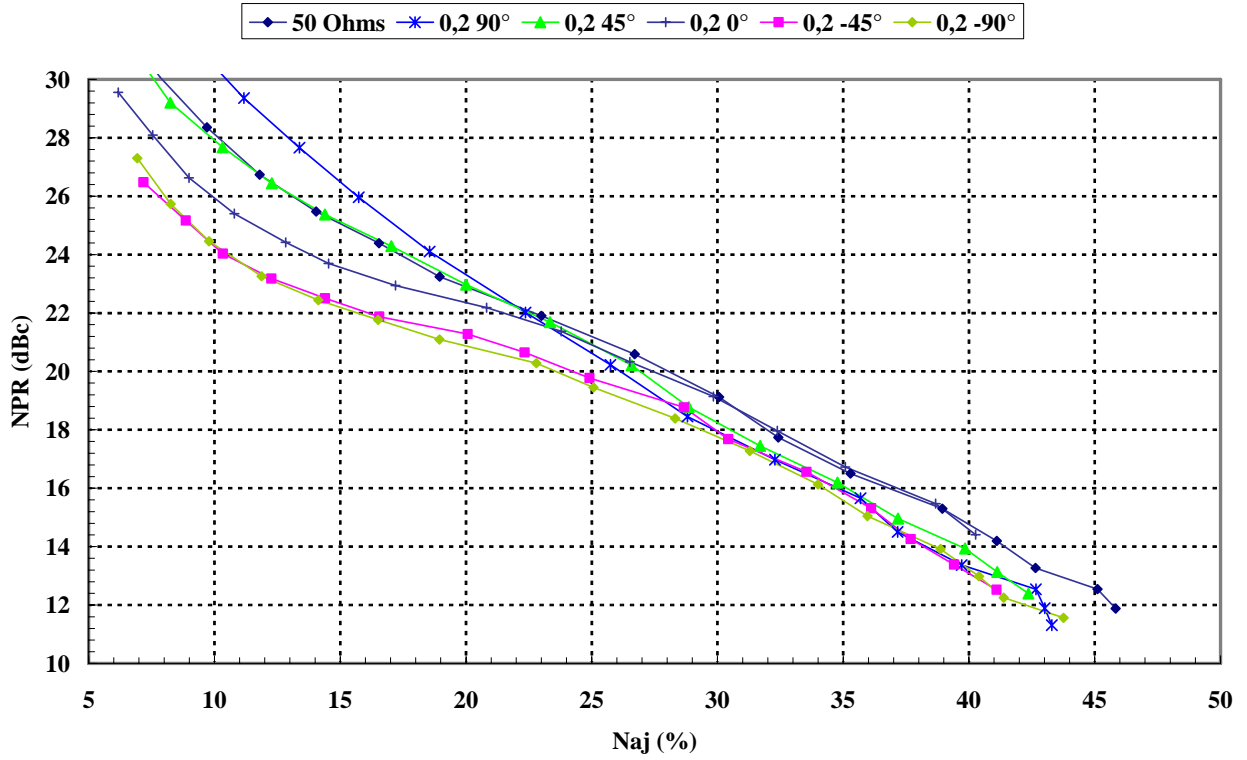


Figure IV.18 – Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$

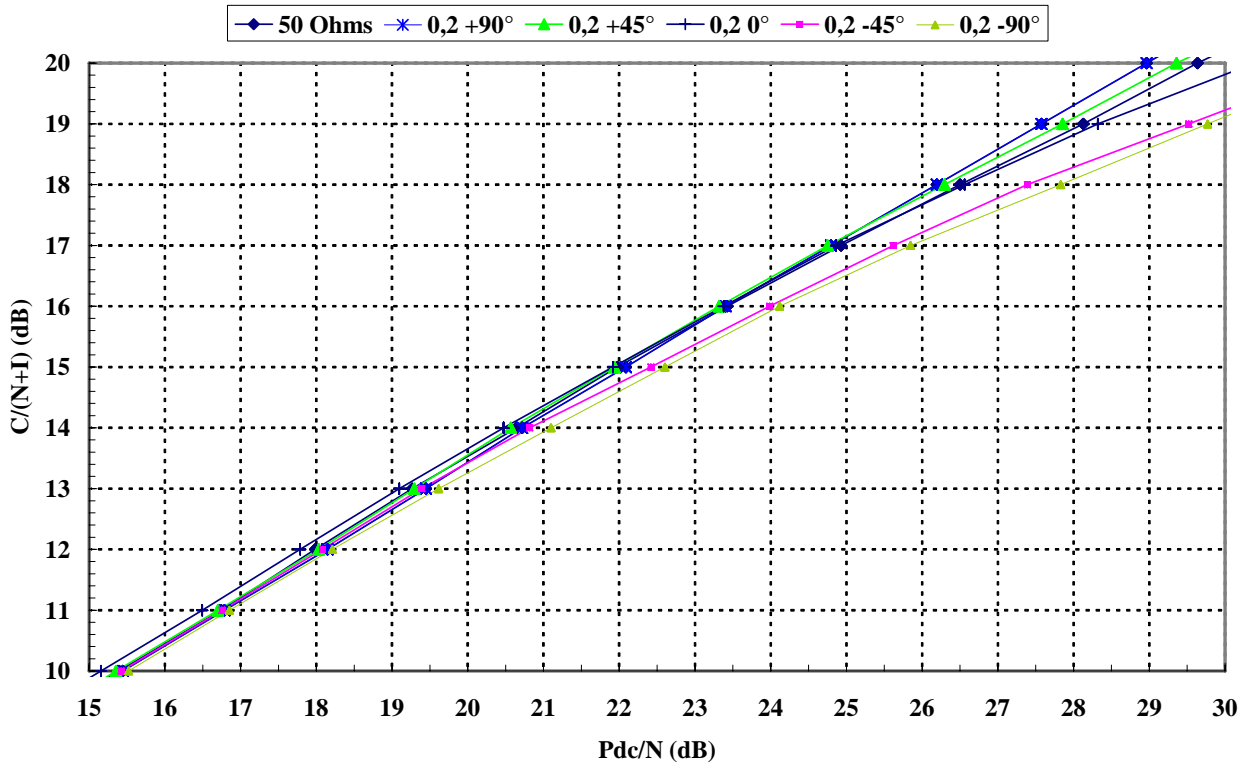


Figure IV.19 – Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$

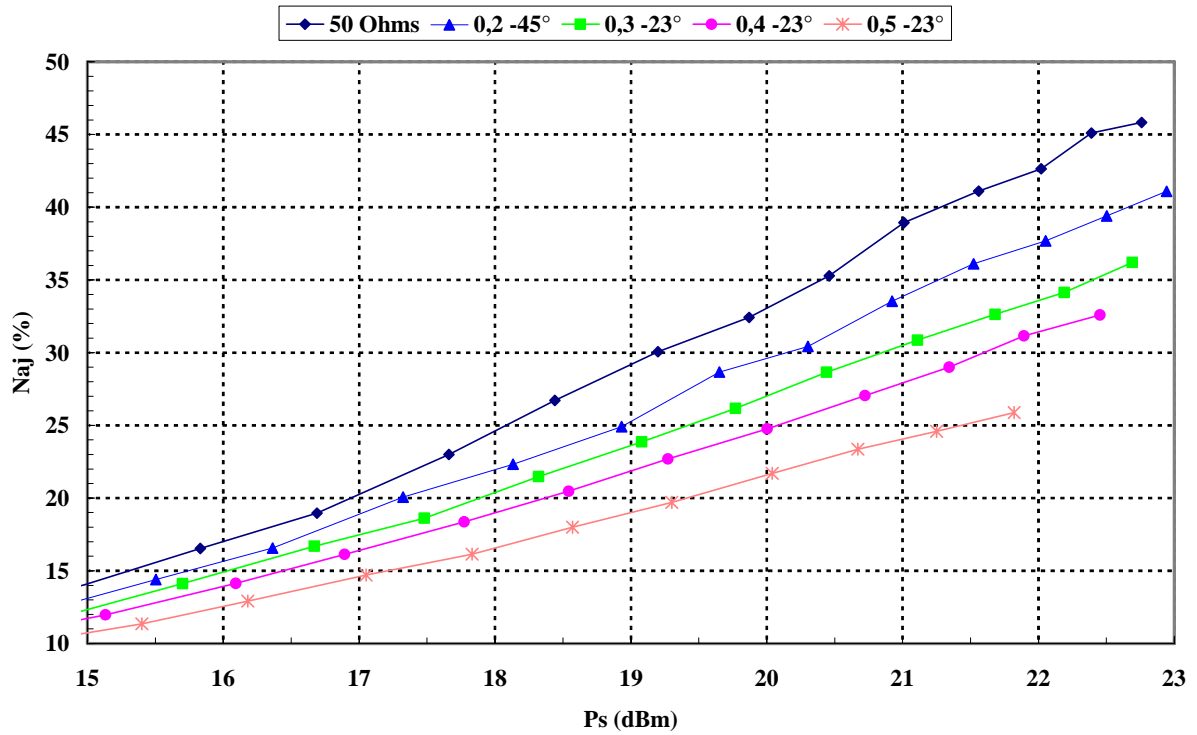


Figure IV.20 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$

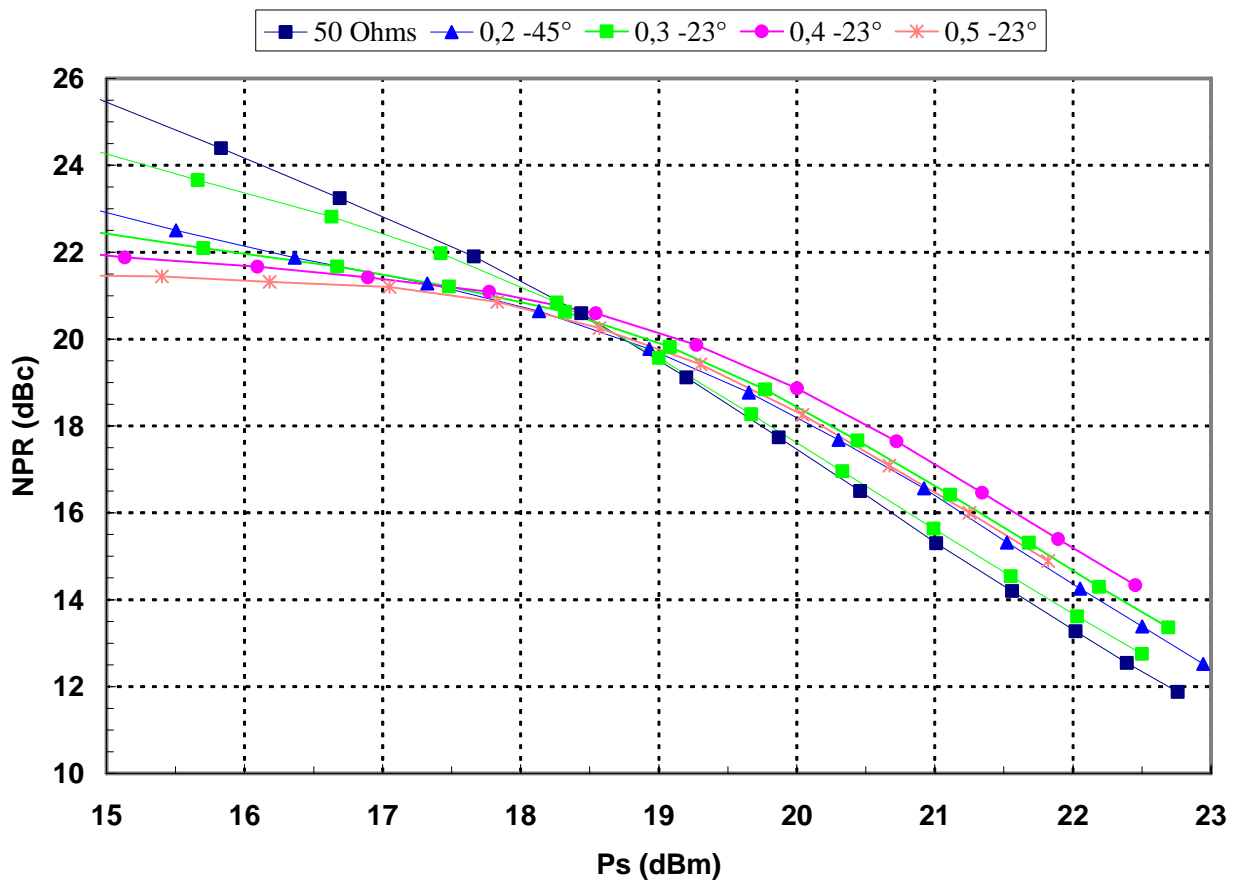


Figure IV.21 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$

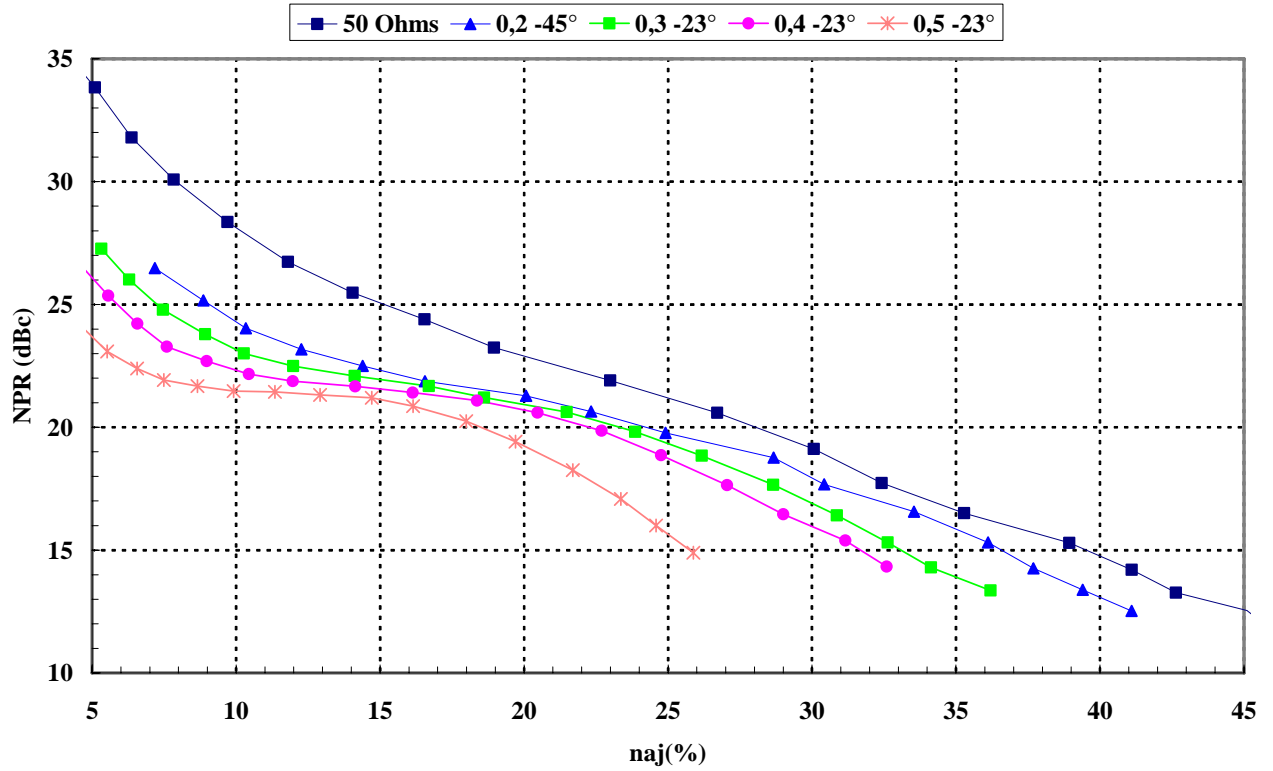


Figure IV.22 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(N_{aj})$

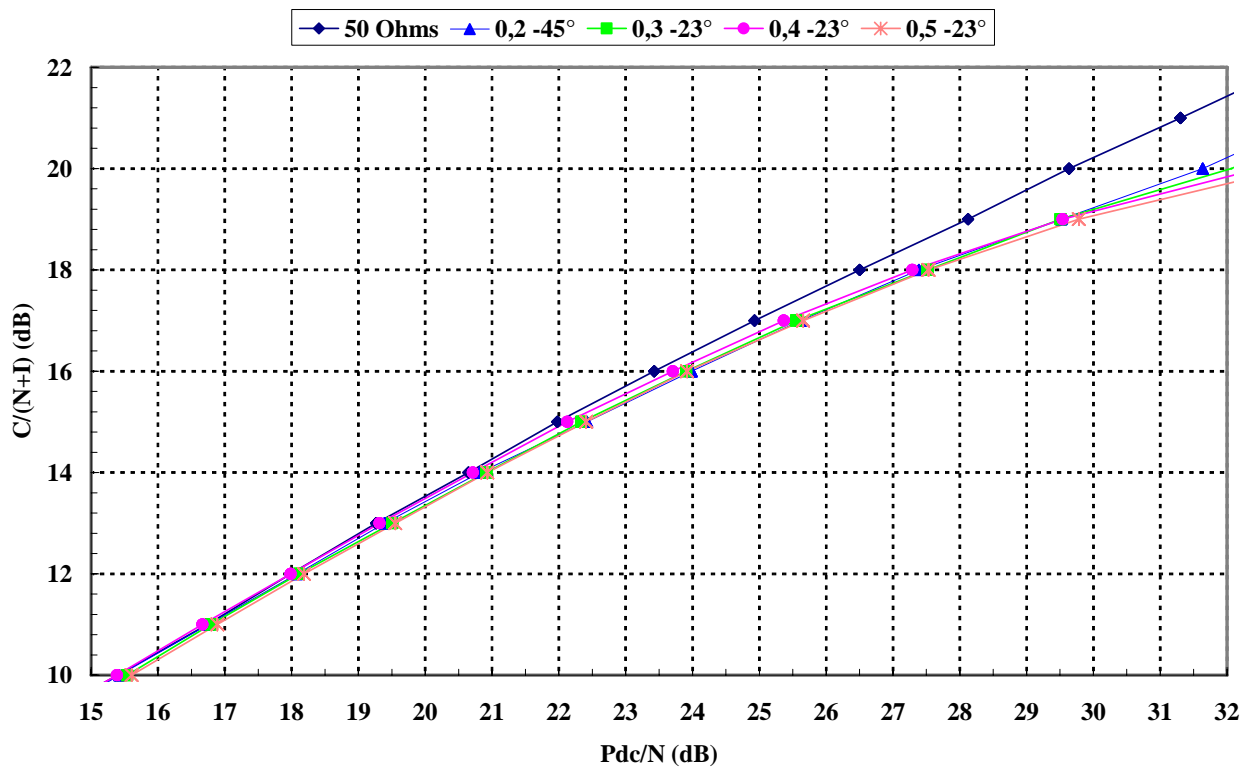


Figure IV.23 - Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(P_{dc}/N)$

IV.2.5. - POTENTIEL TECHNOLOGIQUE

Pour s'intéresser d'un peu plus près aux performances de l'amplificateur, nous avons tracé FigureIV.24 l'abaque complet du $C/(N+I)$ pour l'amplificateur HFET. Nous y avons fait figurer :

- Le rapport C/N
- Le NPR(C/I)
- La puissance de sortie (C)
- Le rendement
- Le gain

L'une des caractéristiques majeures que nous pouvons observer est la différence importante entre le rapport signal à bruit est le NPR optimal de l'ordre de 4 à 6 dB. En effet pour une valeur de rapport $C/(N+I)$ de 15 dB, le NPR correspondant au fonctionnement optimal d'une cellule est de 21 dB. Le rapport signal à bruit est principalement imposé par le rapport C/N sur toute la caractéristique. Nous retrouvons ces tendances sur les caractéristiques de l'amplificateur GPAD (FigureIV.25).La différence entre les caractéristiques de C/N et C/I est moins importante pour cet amplificateur surtout à fort niveau.

Pour un rapport signal à bruit de 15 dB, la valeur optimale de P_{dc}/N pour l'amplificateur GPAD est de 28 dB contre seulement 22 dB pour l'amplificateur HFET. Une partie de la différence provient du fait que l'amplificateur comprend plusieurs étages et sort une puissance bien plus importante que notre amplificateur, ceci implique plus de pertes. Toutefois la marge de 6 dB laisse espérer que la conception d'un amplificateur autour de notre cellule garantirait un meilleur comportement en linéarité et consommation.

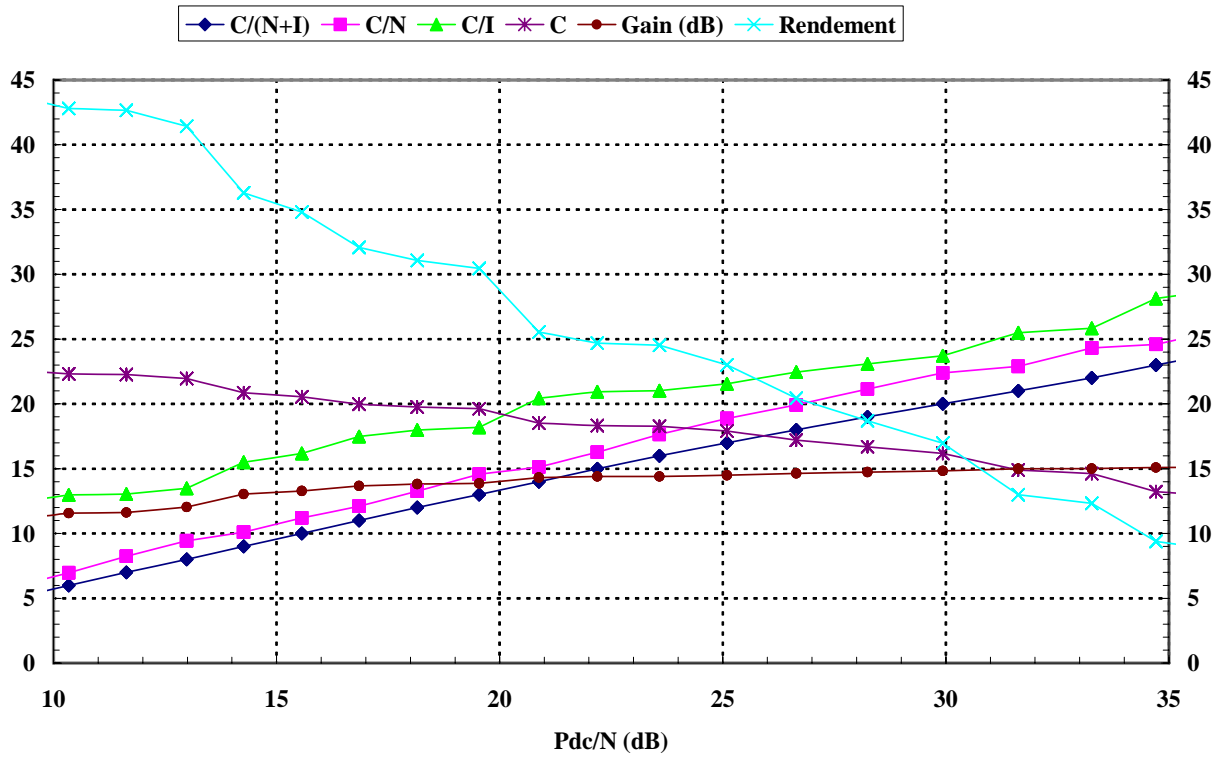


Figure IV.24 – Caractéristiques de l'amplificateur HFET

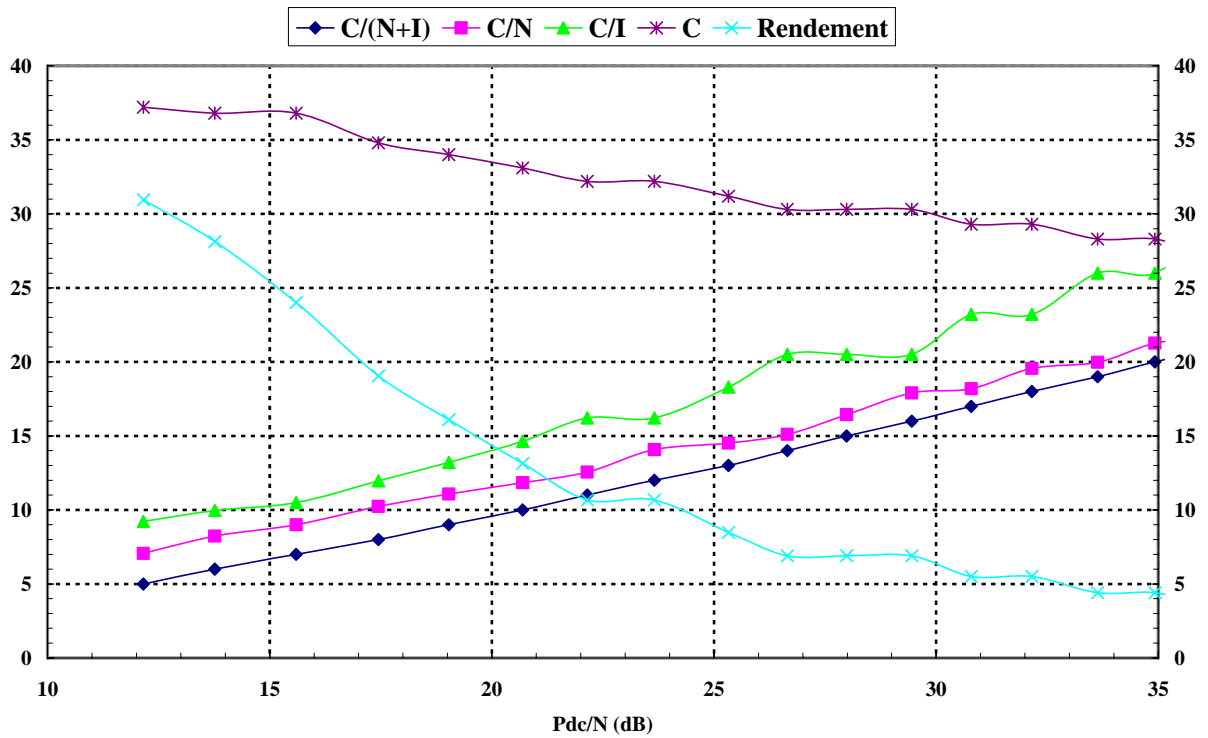


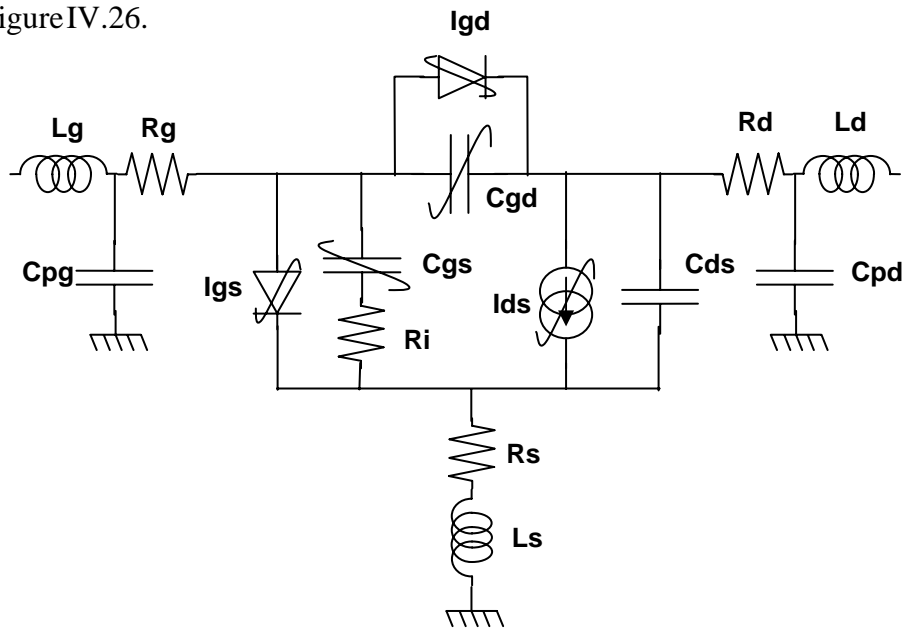
Figure IV.25 – Caractéristiques de l'amplificateur GPAD

IV.3. - REALISATION DE L'AMPLIFICATEUR BANDE KU

IV.3.1. - MODELISATION DU TRANSISTOR PHEMT TI 1250

Ce composant a fait l'objet d'une caractérisation I(V) et RF (2-40 GHz) sur le banc de mesure en impulsion de l'IRCOM BRIVE. La caractérisation du pHEMT a été réalisée en classe AB profonde ($V_{gs}=-0.732$, $V_{ds}=7.245$ V, $I_{dss0}=44.5$ mA).

A partir de ces mesures, un modèle a été extrait. La topologie du modèle utilisée est celle de la FigureIV.26.



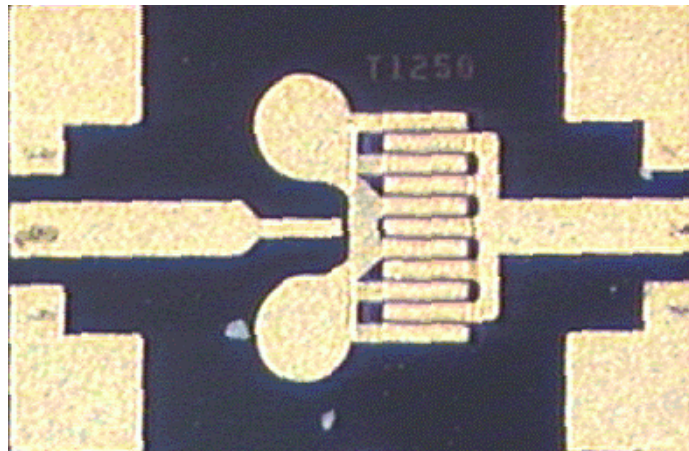
FigureIV.26 – Topologie du modèle

Il est apparu lors de mesure à plusieurs points de polarisation correspondant à un même état thermique que les réseaux statiques étaient sensiblement différents les uns des autres, ce qui est caractéristique des effets de piège. La modélisation des effets de piège apporte une nouvelle dimension au modèle mais nous n'avons pas effectué cette modélisation par faute de temps. Le modèle présenté par la suite ne prend pas en compte ces effets. Nous espérons que qualitativement ce modèle sera suffisant.

IV.3.1.1. - Modèle linéaire

La topologie du modèle de transistor utilisé n'a pas permis pas de modéliser avec précision un transistor sur une large bande de fréquence. Les inductances et les résistances d'accès, ainsi que les capacités de plot, ne permettent pas de représenter les lignes d'accès au transistor (FigureIV.27) sur la bande de fréquence 2-40 GHz. Pour cela nous avons modélisé

sous le logiciel MDS les lignes d'accès du transistor. Le modèle de ces lignes est présenté en Annexe 2.



FigureIV.27 – Lignes d'accès du transistor

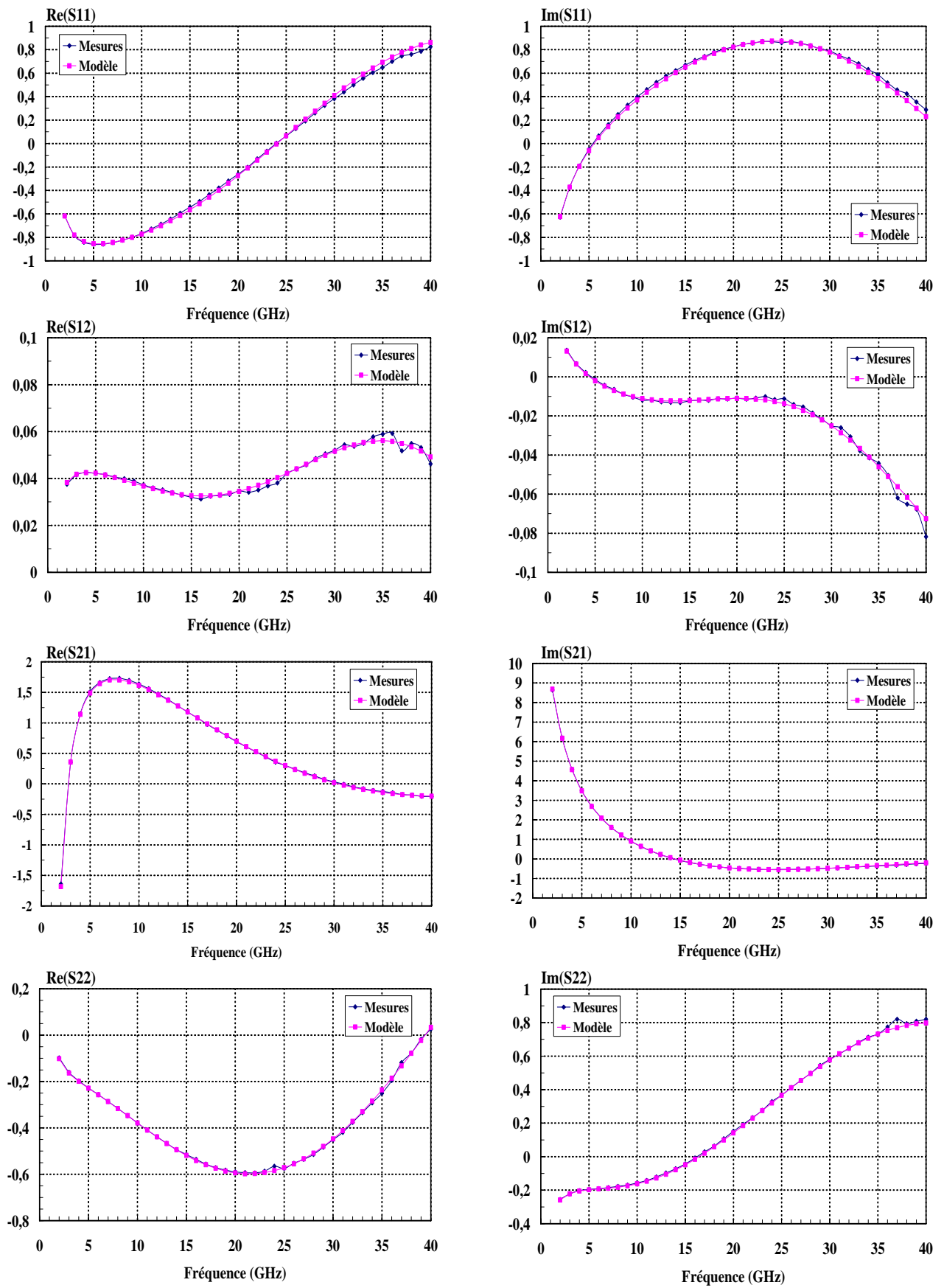
A l'aide de ces modèles il nous a été possible d'accéder aux paramètres S, par deembedding du transistor, et de modéliser la partie intrinsèque du transistor. Un modèle linéaire, basé sur les paramètres S d'un point de mesure proche du point de polarisation choisi, a été extrait. Les valeurs des éléments intrinsèques et extrinsèques sont résumées dans le Tableau 8.

Rg	Rd	Rs	Lg	Ld	Ls	Cds	Cgd	Gm	Gd	Cpg	Cpd	Ri	τ
0.87 Ω	0.44 Ω	0.5 Ω	2.9 pH	23.4 pH	11.44 pH	254 fF	103.7 fF	373 mS	10.8 mS	2.93 fH	5.46 fH	0.57 Ω	2.92 pH

Tableau 8 - Valeurs des éléments intrinsèques et extrinsèques

Afin de valider ce modèle linéaire nous avons reconstitué le modèle entier, intégrant les boites de paramètres S des lignes d'accès, et comparé les résultats de simulations à ceux mesurés. Nous pouvons voir FigureIV.28 que le modèle reproduit parfaitement le comportement linéaire du transistor au point de polarisation considéré sur la bande [2-40 GHz].

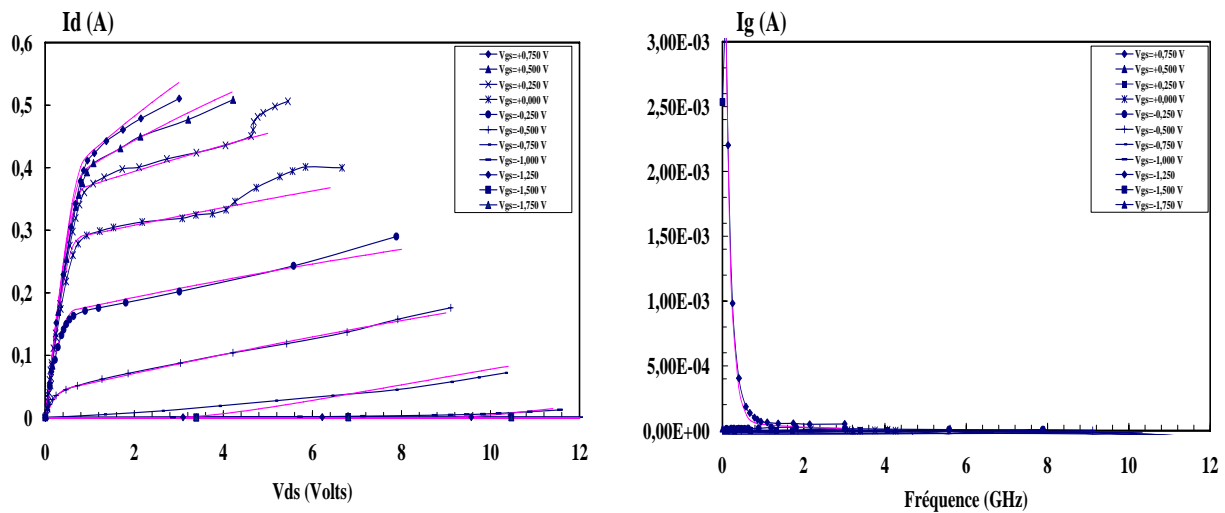
Par la suite nous conserverons les valeurs des éléments extrinsèques ainsi que les valeurs des éléments intrinsèques : C_{ds} , C_{gd} et τ . Seule la capacité C_{gs} sera prise non linéaire. Nous allons maintenant nous intéresser à la modélisation non-linéaire du transistor.



FigureIV.28 – Paramètres S simulé et mesuré au point de polarisation considéré

IV.3.1.2. - Modélisation des non-linéarités

Les caractéristiques statiques ont permis l'extraction du modèle non-linéaire de la source de courant ainsi que les modèles des diodes grille-source et grille-drain. Seule les résistances d'accès déterminées précédemment interviennent dans la modélisation statique du transistor. La source de courant a été modélisée par le modèle du Tajima modifié. Les réseaux de sortie et d'entrée obtenus en simulation et mesure sont présentés FigureIV.29. Il y a une très bonne concordance pour les réseaux d'entrée et de sortie.



FigureIV.29 – Réseaux de sortie (Id) et d'entrée (Ig) en fonction de Vgs et Vds

Les paramètres des différentes non-linéarités sont présentés Tableau 9.

Paramètres du modèle de tajima modifié			
Idss=0.592	P=4.17-2	Vdsp=0.195	Alpha_gm=2.227
A=5.02 ^e -9	W=5.00 ^e -11	M=7.52	Beta_gm=4.76 ^e -2
B=1.68 ^e -1	Vp0=0.637	Vphi=0.134	Vgm=0.737
Diodes		Variables	
Isgs=2.76 ^e -15	Ngd=1.76	Q=9.36 ^e -14 F	Ta=295 K
Isgd=1.82 ^e -15	Ngd=1.76	K=1.38 ^e -23 J /K	

Tableau 9 Paramètres des modèles non-linéaires

La modélisation de la capacité C_{gs} a été effectuée à tension de drain constante. Les paramètres de la capacité basée sur le modèle d'Alaoui déjà présentée sont donnés Tableau 10.

Cgs0	Cb	Vb	Vt	DD	N
2.799 ^e -12	3.91 ^e -13	3.03 ^e -2	-0.817	0.215	-5.66 ^e -11

Tableau 10 – Paramètres de la capacité non-linéaire Cgs

IV.3.2. - CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR

IV.3.2.1. - Analyse de la stabilité linéaire du transistor

L'analyse de Nyquist ayant montré que le transistor est intrinsèquement stable sur 50 Ohms, l'analyse des facteurs K et B confirme qu'il le transistor est inconditionnellement stable dans la bande [8-40 GHz].

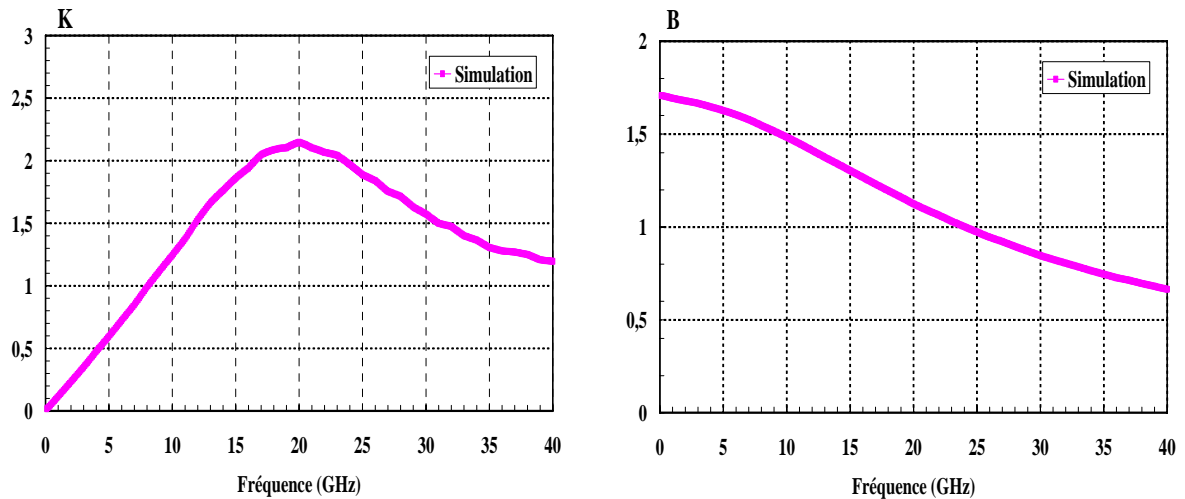


Figure IV.30 – Facteur K et B sur la bande [0-40 GHz]

IV.3.2.2. - Optimisation du transistor

L'optimisation du transistor a permis de déterminer les conditions de fonctionnement optimales au fondamentale. L'influence des impédances présentées aux harmoniques d'ordre supérieur à un est négligeable nous avons donc considéré des courts-circuits.

Les valeurs des impédances sont présentées ci-dessous :

	$Z_{out}(f_0)$	$Z_{out}(2f_0)$	$Z_e(2f_0)$
Impédances	$13.0+j*0.0$	CC	CC

Tableau 11 - Impédances optimales

IV.3.2.3. - Synthèse des circuits d'adaptation

La bande de fréquence de cet amplificateur a été fixée à [12.5-12.75 GHz]. Elle correspond à celle de l'amplificateur (technologie pHEMT) du projet STENTOR qui a fait l'objet d'une caractérisation en NPR. Les impédances de charges optimales du transistor, correspondant au critère défini chapitre III, sont présentées dans le Tableau 6.

Les circuits d'adaptation ont été réalisés sur un substrat d'alumine (Tableau 7) de dimension 8.42mm x 8.73 mm chacune.

caractéristiques	valeurs
Permittivité relative ϵ_r	9.9
Epaisseur du diélectrique H	254 μm
Epaisseur de la métallisation T	5 μm
Tangente de pertes $\tan \delta$	0.0002
Conductivité métallique (relative à l'or)	1

Tableau 12 – Caractéristiques du substrat alumine employé

La technique de synthèse des circuits est identique à celle utilisé pour l'amplificateur bande S présenté précédemment. Nous avons juste ajouté des lignes quart d'onde au niveau du circuit de polarisation pour renforcer le découplage DC/RF effectué par des capacités se situant à l'extérieur des alumines. Après ajustage du circuit les caractéristiques mesurées de l'amplificateur suivent parfaitement les caractéristiques simulées. Le gain petit signal est compris entre 8.5 et 8.8 dB et le TOS d'entrée est inférieur à 12 dB dans toute la bande considérée. Les pertes du réseau d'entrée, du à la résistance de stabilisation en série sur la grille, sont inférieures à 1.8 dB.

AMPLIFICATEUR BANDE Ku (12.5-12.75 GHz)

Transistor pHEMT

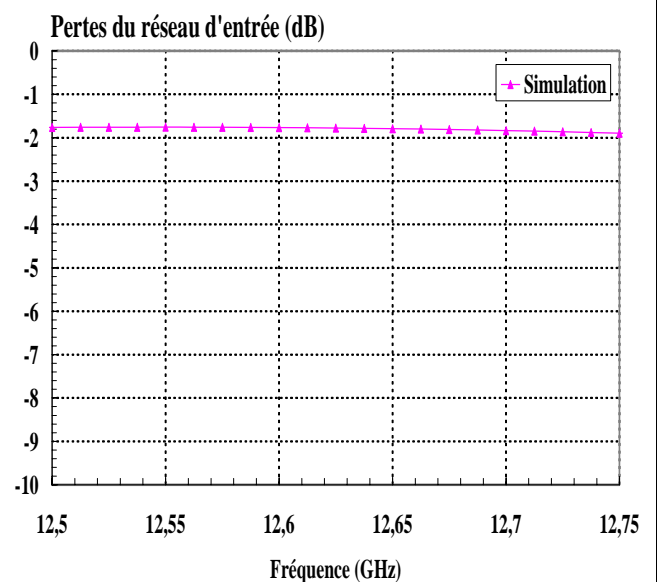
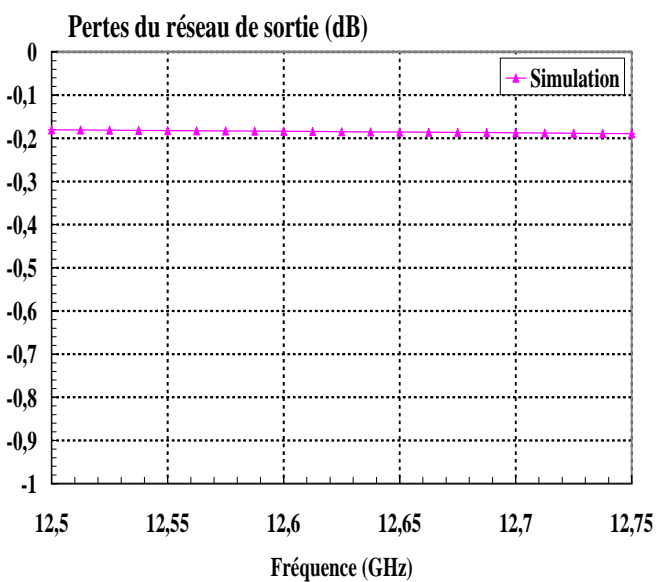
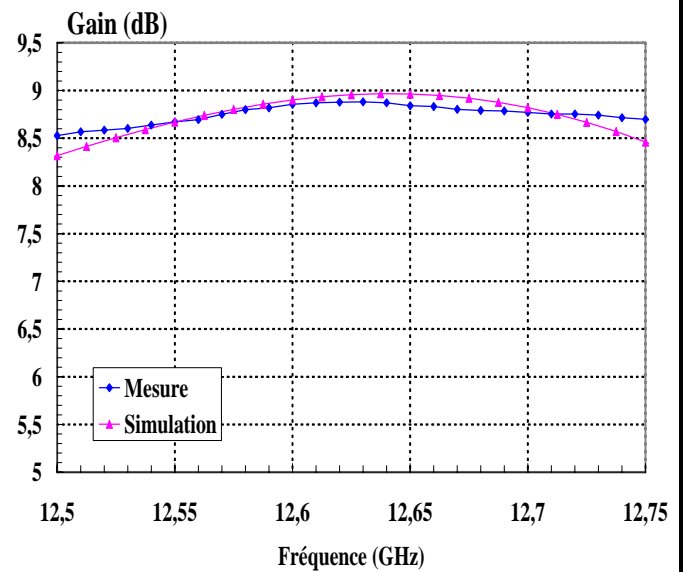
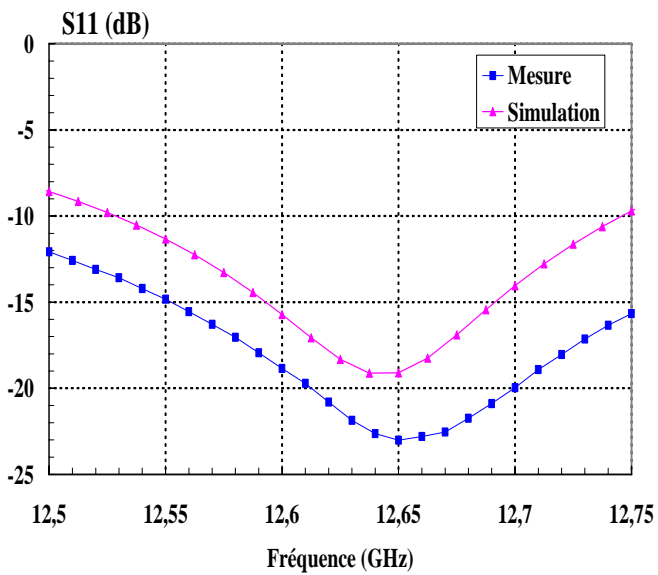
Classe de fonctionnement : AB

$I_{d0}=30\text{ mA}$

$V_{ds0}=7\text{ V}$

Fréquence : 12.625 GHz

Impédances de charge : 50 Ohms

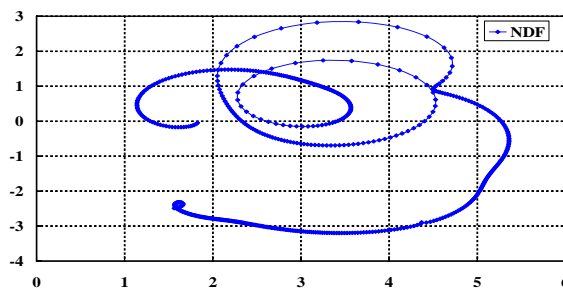


IV.3.2.4. - Analyse de la stabilité linéaire de l'amplificateur

L'analyse de stabilité effectuée sur le transistor pHEMT utilisé pour la conception de l'amplificateur a montré que ce dernier pourrait être instable à des fréquences inférieures à 8 GHz. Afin de s'assurer de la stabilité inconditionnelle en dehors de la bande de fréquence, nous avons rajouté des résistances. La première se trouve en série sur la grille et la seconde, destinée à couper les instabilités basses fréquences, dans le circuit de polarisation. Ces résistances ont permis de rendre l'amplificateur inconditionnellement stable. L'écart entre le gain maximum et le gain de l'amplificateur n'est que de 2 dB. L'étude de stabilité a été effectuée à l'aide de la fonction normalisée du déterminant et du facteur K comme précédemment.

IV.3.2.4.1. - Fonction normalisée du déterminant

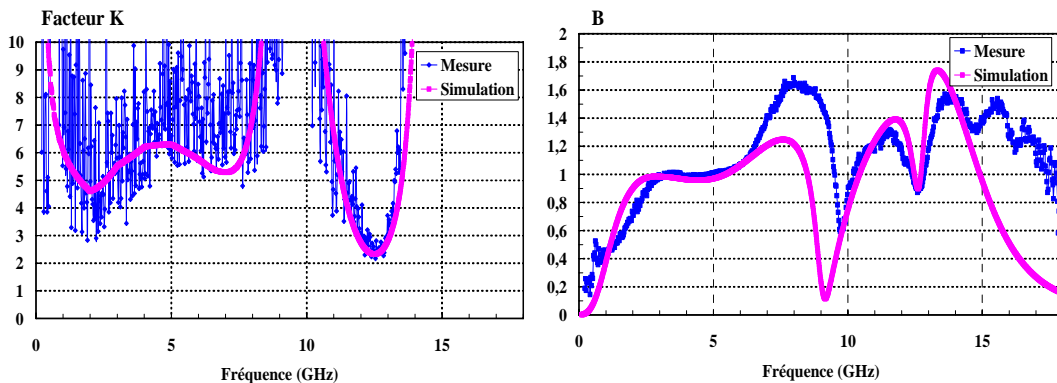
L'analyse a été effectuée sur la bande [0-40 GHz]. Le tracé du NDF n'entoure pas l'origine ce qui garanti la stabilité au point de fonctionnement considéré.



FigureIV.31 – Représentation du NDF sur la bande [0-40 GHz]

IV.3.2.4.2. - Etude de la stabilité par le facteur K

L'étude montre une stabilité inconditionnelle sur toute la bande de fréquence.



FigureIV.32 – Facteur K et B sur la bande [0-40 GHz]

IV.3.2.5. - Caractéristiques en puissance

Les caractéristiques de l'amplificateur de puissance pour un fonctionnement multiporteuse sont présentées Figure IV.33. La concordance entre la mesure et la simulation n'est pas très bonne aussi bien sur les caractéristiques de puissance que sur la caractéristiques de linéarité.

AMPLIFICATEUR BANDE Ku (12.5-12.75 GHz)

Transistor pHEMT

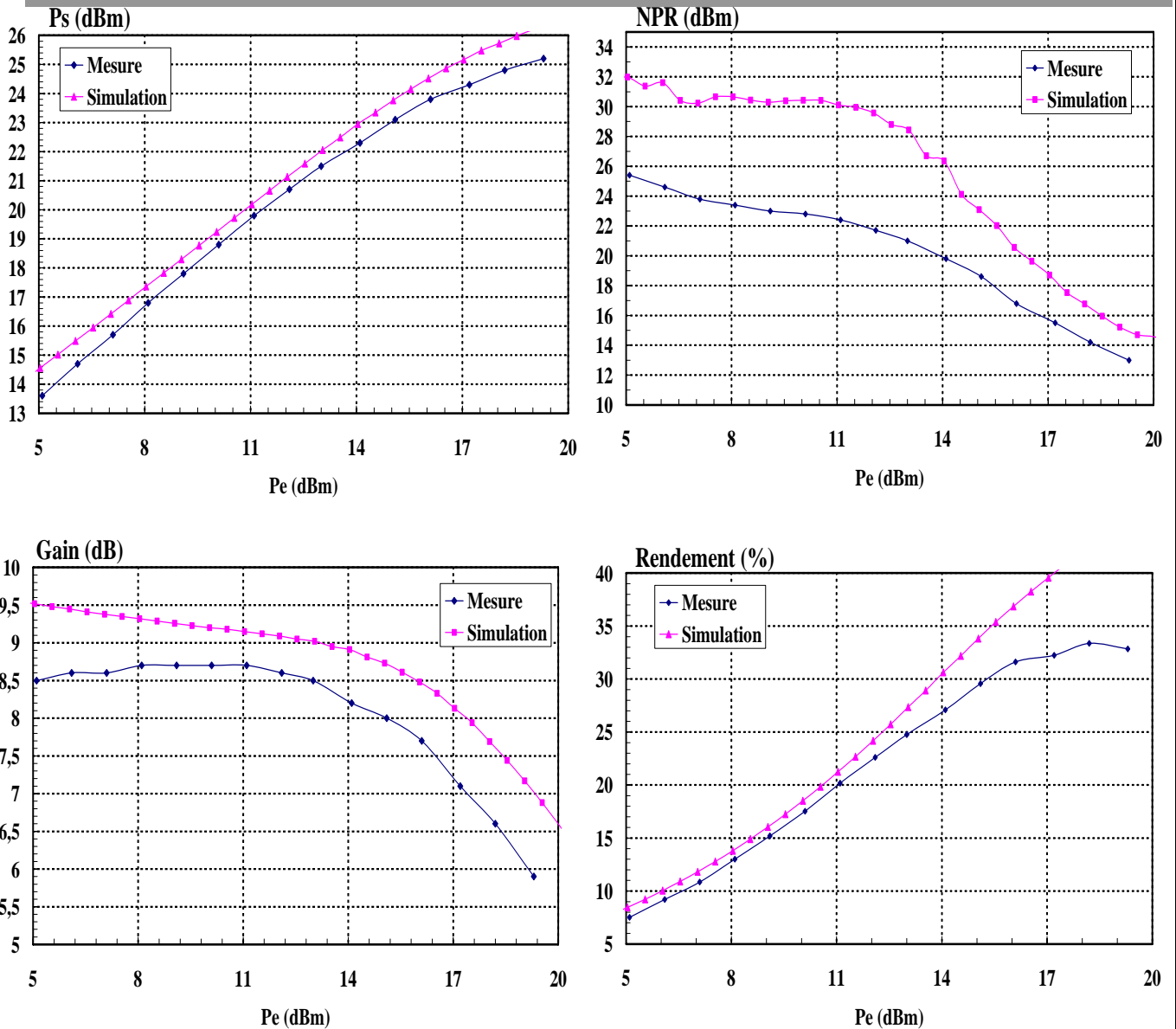
Classe de fonctionnement : AB

$I_{d0}=30\text{ mA}$

$V_{ds0}=7\text{ V}$

Fréquence : 12.625 GHz

Impédances de charge : 50 Ohms



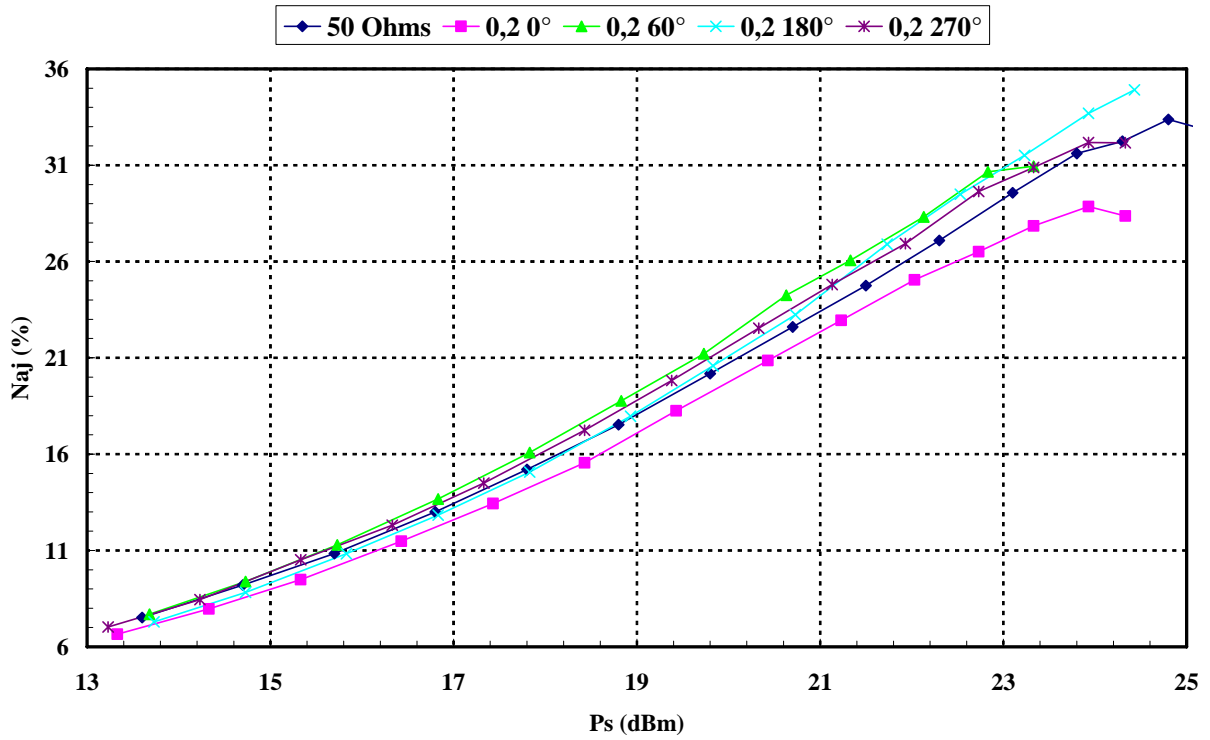
FigureIV.33 – Caractéristiques multiporteuse de l'amplificateur

IV.3.3. - VERIFICATION EXPERIMENTALE DE LA METHODOLOGIE DE CONCEPTION

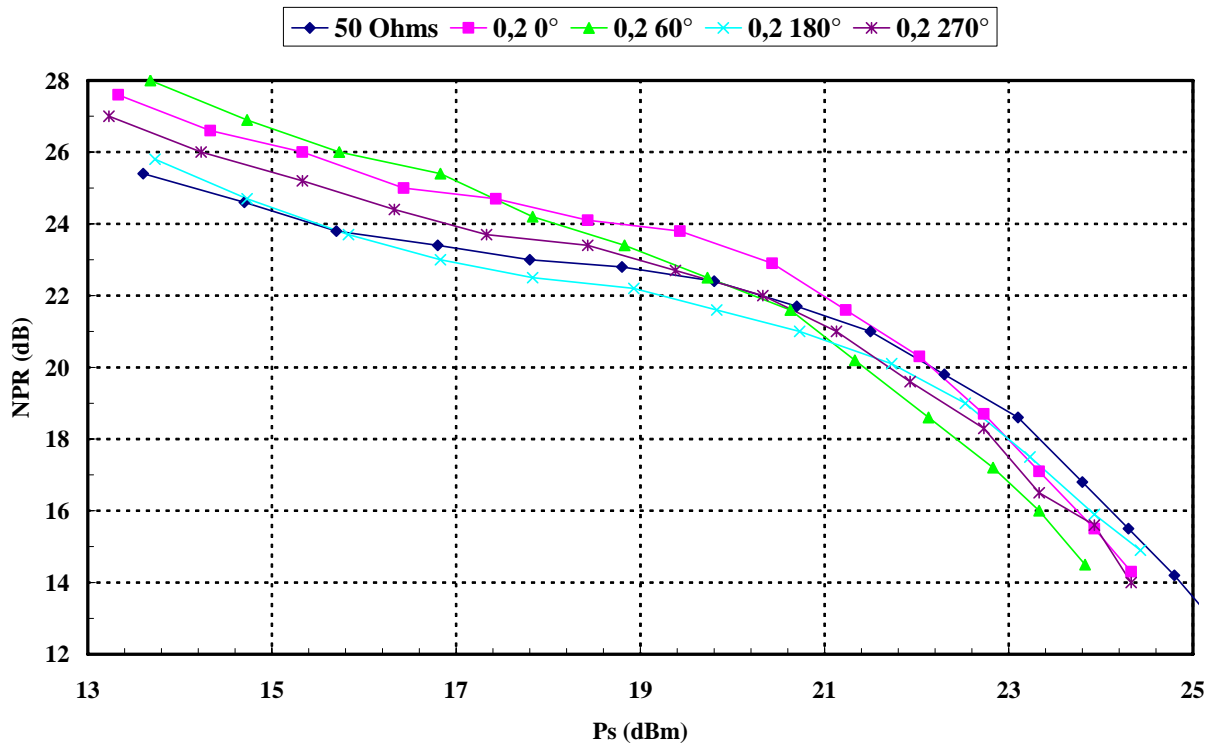
Nous avons présenté les différentes caractéristiques de l'amplificateur pour des impédances se situant autour de 50 Ohms. Ces impédances ont toutes un module de coefficient de réflexion égale à 0.2. Les résultats sont présentés Figure IV.34 à Figure IV.40.

Les résultats présentés sont moins significatifs que ceux présentés pour l'amplificateur HFET. Le gain étant beaucoup plus faible la consommation des étages drivers ne sera pas négligeable. Les caractéristiques obtenues exagèrent beaucoup les possibilités de l'amplificateur.

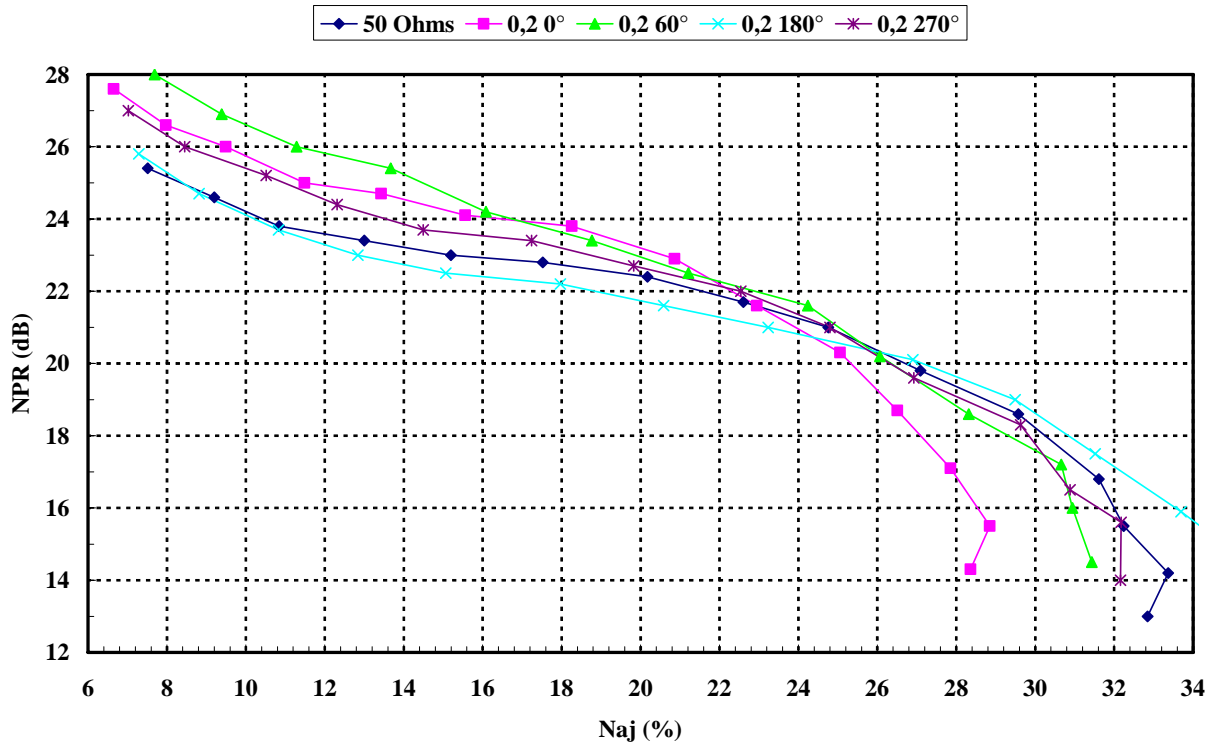
Pour obtenir des résultats plus réalistes il serait nécessaire d'optimiser une cellule élémentaire ayant un gain aux moins égale à 15 dB. Ceci ne peut être réalisé qu'en optimisant au moins deux cellules en série.



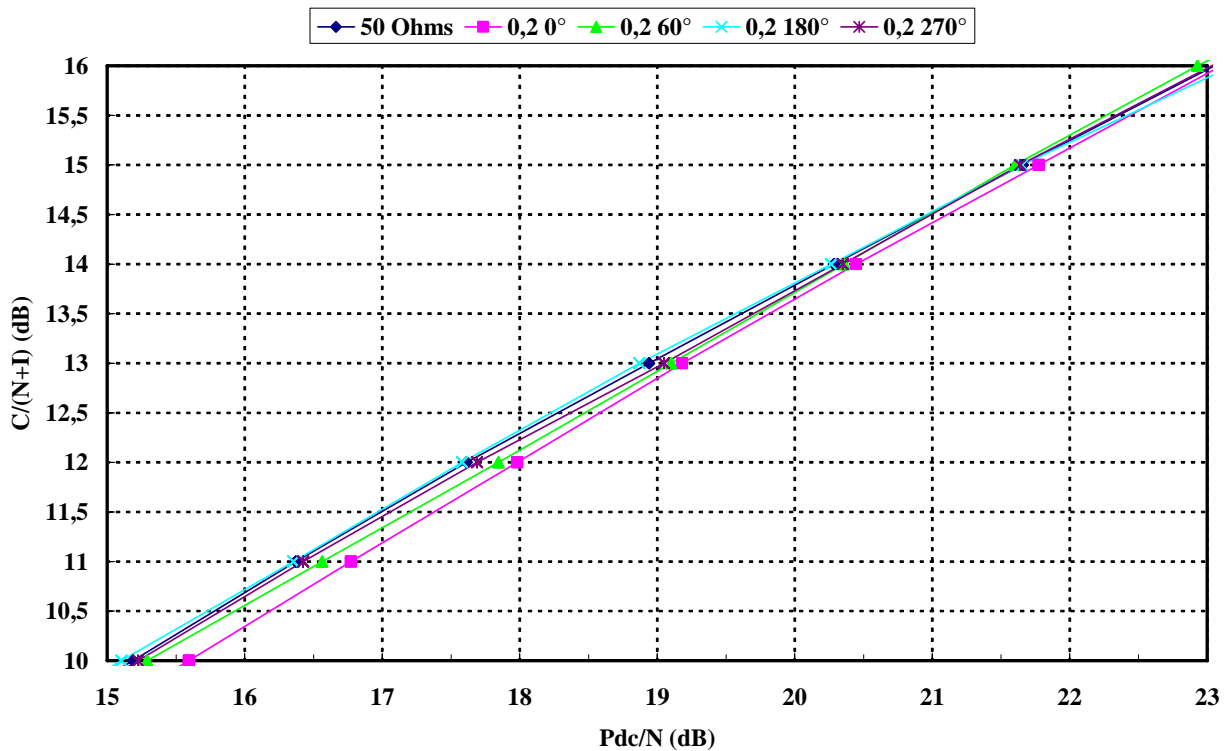
FigureIV.34 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$



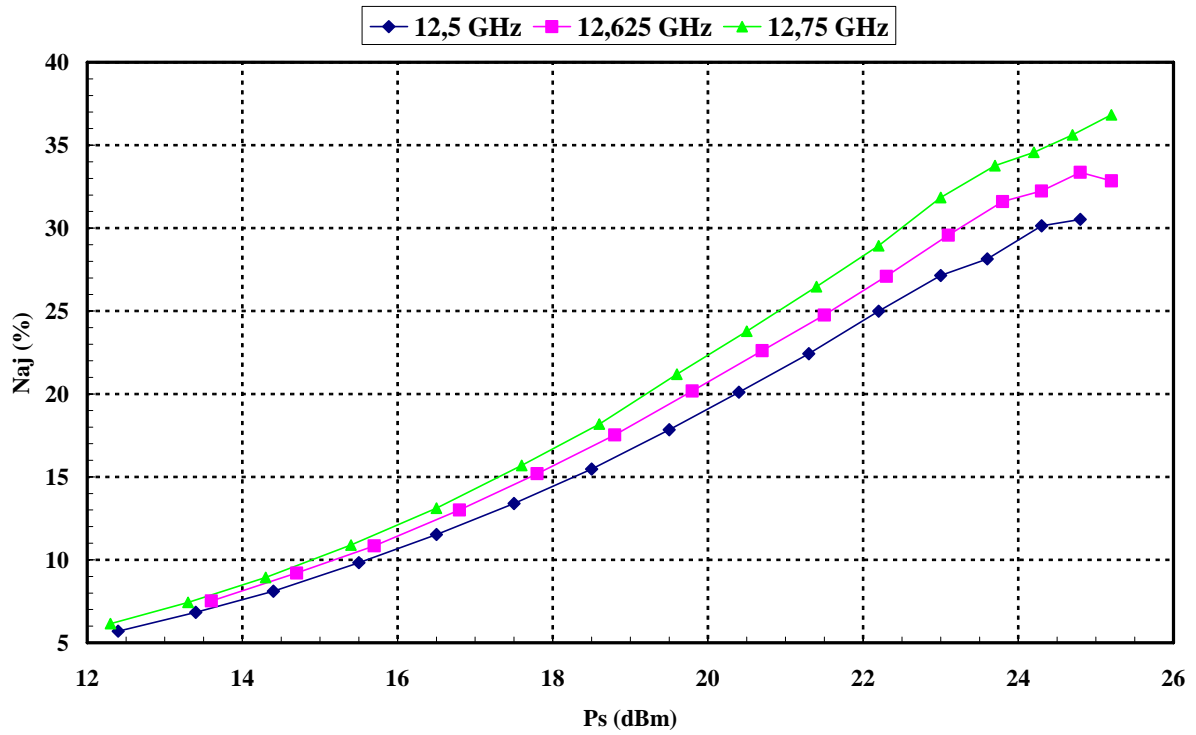
FigureIV.35 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$



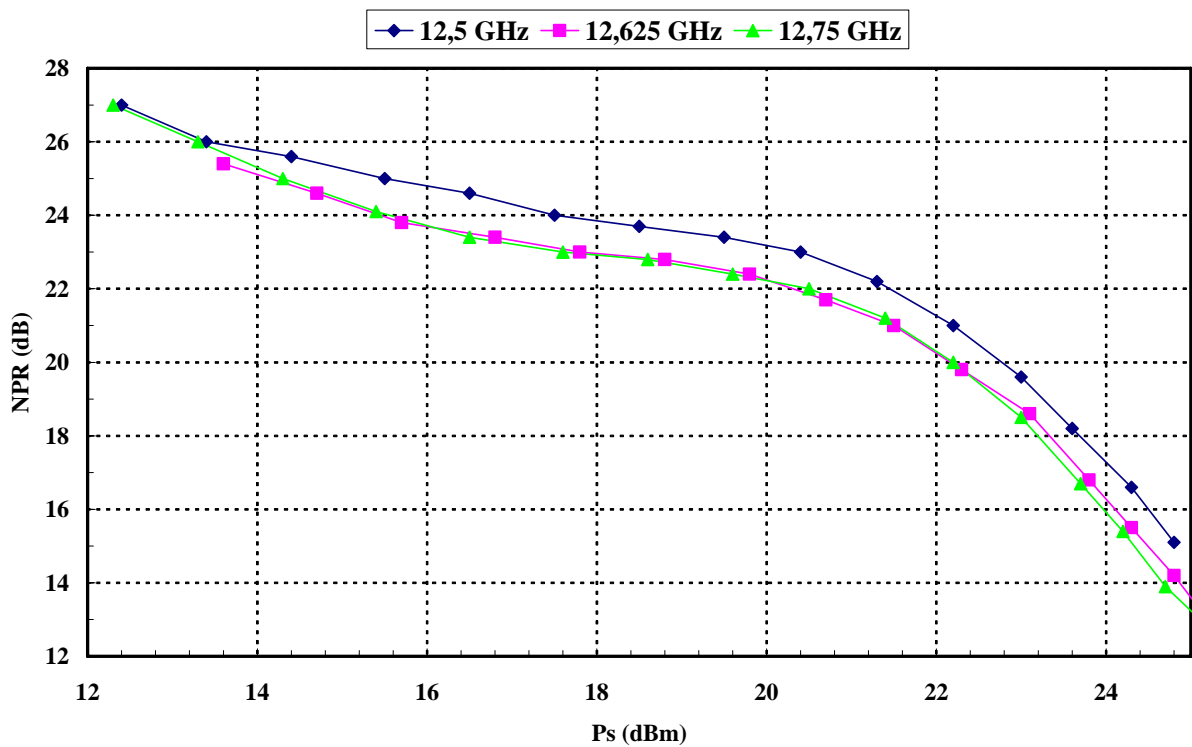
FigureIV.36 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(Naj)$



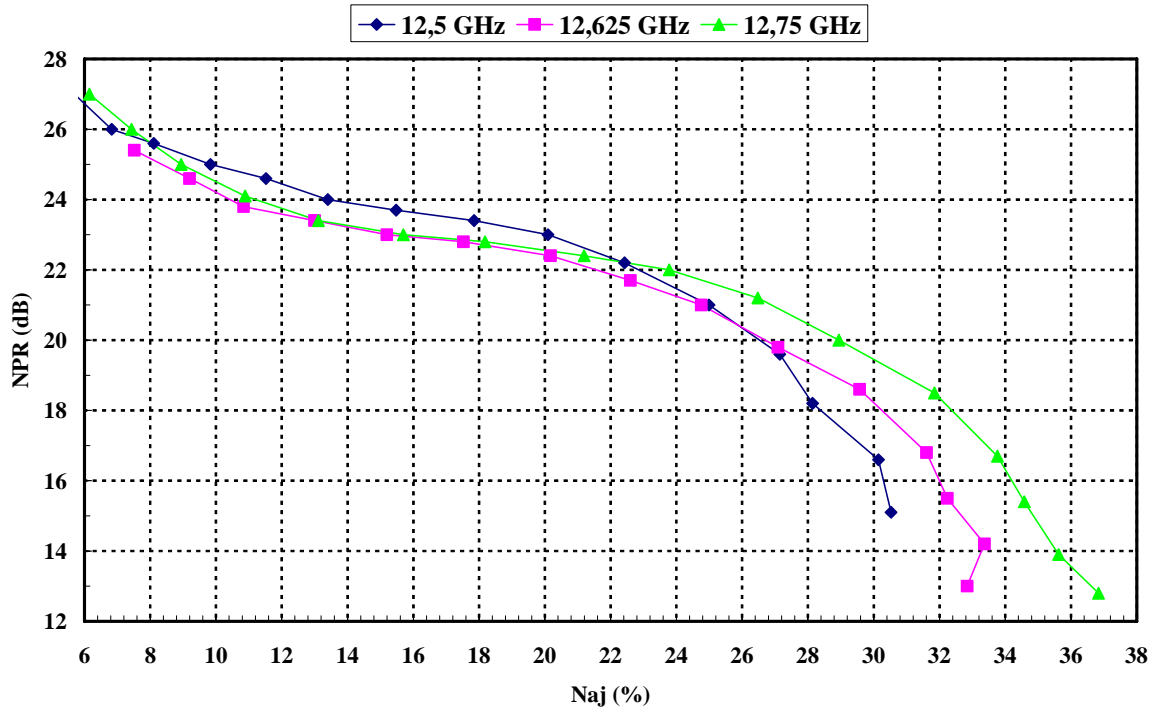
FigureIV.37 - Caractéristiques multiporteuse $C/(N+I)=f(Pdc/N)$



FigureIV.38 - Caractéristiques multiporteuse $N_{aj}=f(P_s)$



FigureIV.39 - Caractéristiques multiporteuse $NPR=f(P_s)$



FigureIV.40 - Caractéristiques multiporteuse NPR=f(Naj)

IV.4. - CONCLUSION

Nous avons présenté dans ce chapitre la réalisation de deux amplificateurs en technologie hybride optimisés en linéarité et consommation dont les résultats ont permis de confirmer les tendances générales observées lors de la simulation.

La différence observée entre les conditions de fonctionnement optimales obtenues avec la méthodologie actuelle et la nouvelle montre tout l'intérêt de cette approche.

Pour l'amplificateur travaillant à la fréquence de 2.18 GHz nous avons montré que la méthodologie permettait d'atteindre de bons résultats par rapport à l'amplificateur qui nous a servi de référence. Ces résultats devraient être conservés lors de la conception d'un amplificateur dimensionné convenablement autour de cette cellule élémentaire.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **R. QUERE, E. NGOYA, S. MONS, J. ROUSSET, M. CAMIADE, J. OBREGON**
"Linear and nonlinear stability analysis of microwave circuits".
GaAs 96, 7INV1, Juin 96, Paris, Papier Invité.
- [2] **S. MONS**
"Nouvelles méthodes d'analyse de stabilité intégrés à la C.A.O des circuits
monolithiques micro-ondes non linéaires".
Thèse de doctorat de l'Université de Limoges, n°8-1999, 27 janvier 1999

CONCLUSION GENERALE

L'objet de ce travail a porté sur le développement d'une méthodologie de conception adapté à l'optimisation d'amplificateur de puissance travaillant aux fréquences micro-ondes et optimisés en linéarité et consommation.

L'analyse de la linéarité pour la conception optimale des circuits hyperfréquences nécessite une simulation précise du comportement des transistors. Cette précision ne peut être atteinte qu'à travers une modélisation précise des différentes non linéarités mais également des effets parasites présents dans le composant. Ces effets sont principalement les phénomènes thermiques et les effets de pièges. Compte tenu de la nature des signaux utilisés (signaux modulés), ces modèles doivent être valides sur tout le spectre de fréquence (notamment en basse fréquence).

Au cours du chapitre I nous avons évoqué les outils de caractérisation actuels et les bancs de mesure en impulsions qui sont à l'origine de développement de nouveaux modèles électriques prenant en compte ces phénomènes dispersifs. Ces modèles doivent permettre de mieux appréhender le comportement non-linéaire d'un transistor fonctionnant avec des signaux multiporteuses.

Afin de prendre en compte tous les effets représentés dans ces modèles, il est nécessaire d'utiliser pour la simulation des outils robustes et adaptés aux signaux complexes. Actuellement la technique la plus efficace pour la simulation de circuits est la technique du transitoire d'enveloppe. Elle offre un bon compromis entre le temps de simulation et la précision des résultats.

Au cours de cette première partie, nous avons validé les différents résultats obtenus en simulation à l'aide de deux types de bancs de mesure : d'une part un banc de mesure de type load-pull multiharmonique qui nous a permis d'effectuer des caractérisations pour des fonctionnements à une et deux porteuses, et d'autre part deux bancs de mesure de NPR qui nous ont permis de valider l'approche adoptée en simulation multiporteuse.

Le deuxième chapitre a été consacré aux principaux facteurs de linéarité d'amplificateur. Le taux d'intermodulation d'ordre trois s'étant avéré insuffisant pour caractériser la linéarité de circuits et de systèmes soumis à des excitations complexes, nous avons retenu pour notre étude comme facteur de linéarité le NPR (Noise Power Ratio). Ce facteur est défini comme étant le rapport signal à bruit d'intermodulation en sortie d'un système excité en entrée par un bruit blanc gaussien. Ce facteur est particulièrement bien

adapté à l'étude de la linéarité de systèmes excités par un multiplexage fréquentiel. Nous avons étudié les conditions minimales requises pour la synthèse d'un signal numérique équivalent à un bruit blanc gaussien. Nous en avons conclu qu'il est nécessaire d'utiliser au minimum une centaine de porteuses et d'effectuer une dizaine de moyennes pour prédire le NPR avec une précision suffisante. Nous avons également développé une nouvelle méthodologie d'extraction du bruit d'intermodulation basée sur une technique d'intercorrélacion qui nous permet de calculer avec plus d'efficacité le NPR.

A partir de ce facteur de linéarité (NPR), nous avons effectué, au cours du chapitre III, une analyse approfondie du comportement non-linéaire d'un transistor en fonction des impédances de charges et de sources aux différentes harmoniques. Nous avons considéré deux approches.

Tout d'abord l'approche traditionnelle dans laquelle l'optimisation du transistor a été effectuée de manière à minimiser la consommation sous des contraintes de puissance et de NPR. Cette approche d'optimisation est la technique couramment utilisée aujourd'hui. Elle nous a conduit à choisir l'impédance de rendement maximum comme étant le meilleur compromis en terme de linéarité et de consommation. Il se trouve que ce compromis ne fournit pas toujours les conditions de fonctionnement optimales de la cellule amplificatrice.

Pour mettre en évidence les conditions optimales, nous avons utilisé une nouvelle approche qui intègre directement dans la phase de conception la grandeur définissant le mieux la qualité de liaison du système de communication : le rapport signal à bruit du récepteur ($C/(N+I)$). Ce rapport intègre en une seule entité les paramètres de puissance et de NPR et définit un critère objectif d'appréciation du compromis linéarité/consommation.

Ce critère a été présenté sous la forme d'un abaque qui offre un élément graphique de comparaison entre différents amplificateurs ou cellules amplificatrices. Cet abaque peut intervenir à différents niveaux de la conception :

- Choix de la technologie
- Recherche des conditions de fonctionnement optimales
- Dimensionnement d'un amplificateur
- Comparaison du potentiel de différents amplificateurs

Une étude exhaustive à partir de l'abaque $C/(N+I)$, sur plusieurs transistors nous a permis de dégager les conditions de polarisation de charges optimales d'un transistor fonctionnant en multiporteuse, à savoir :

- Classe de fonctionnement : Classe B
- Impédances de charge à f_0 et $2f_0$: impédances de rendement maximum déterminé en monoporteuse
- Impédance de source à $2f_0$: déterminée en appliquant le critère au rapport C/I_3 à la place du NPR.

La dernière partie de cette thèse a été consacrée à la validation de cette nouvelle méthodologie de conception. Deux amplificateurs de puissance ont été réalisés en technologie hybride. Ces amplificateurs ont été optimisés en linéarité et consommation à partir de l'abaque $C/(N+I)$.

Le premier amplificateur a été conçu autour d'un transistor HFET 1200 μm , de la fonderie Texas Instrument, dans la bande de fréquence [2.17 GHz-2.19 GHz]. Il a fait l'objet d'une caractérisation sur le banc de mesure en NPR.

Ces mesures nous ont permis de valider en grande partie les résultats obtenus en simulation et nous avons ainsi obtenu un amplificateur possédant un fort potentiel en terme de linéarité et consommation, bien meilleurs que celui obtenu avec les méthodologies traditionnelles.

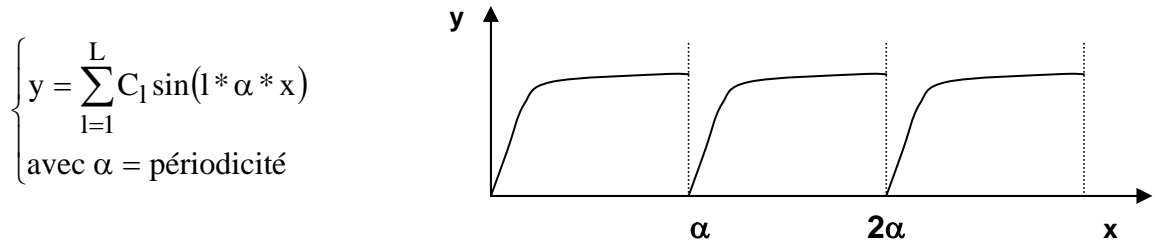
Le second amplificateur a été développé dans la bande Ku sur la bande de fréquence [12.5GHz-12.75 GHz] utilisant un transistor pHEMT 1250 μm . Compte tenu du gain assez faible du transistor dans cette bande, les résultats présentés sont peu significatifs. Toutefois cette caractérisation a permis de définir les limites de la technologie pHEMT sur cette bande.

Une des premières perspectives ouvertes par ce travail est la possibilité de mise au point d'une base de données de transistors de puissance et d'amplificateurs représentés par leurs abaques $C/(N+I)$. Ces caractéristiques permettront dans un premier temps dévaluer l'apport des différentes technologies et part ailleurs de comparer différentes structures d'amplificateurs. Cette démarche est actuellement envisagée dans l'étude d'un logiciel assistant expert d'aide à la conception de circuits non-linéaires.

Enfin la démarche de conception que nous avons adoptée suppose que les spécifications de l'amplificateur de puissance intègrent le rapport signal à bruit du récepteur. Il se trouve que ce paramètre ne figure pas dans le cahier des charges du concepteur d'amplificateur. On peut espérer que ce travail incitera l'ingénieur système à l'y introduire car c'est en effet l'instrument permettant la mesure objective de l'efficacité d'un amplificateur de puissance multiporteuse. Lorsque cet élément est connu la démarche que nous avons expérimentée donne toute la mesure de son efficacité.

ANNEXE 1

Notons qu'il est possible de décomposer la caractéristique non-linéaire d'un amplificateur en série de fourrier. Il suffit pour cela de reproduire la caractéristique non linéaire périodiquement en couvrant bien la zone utile.



Si le signal d'entrée est une somme de porteuse possédant des phases aléatoires nous pouvons écrire que

$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \text{ avec } x(t)_{\text{Max}} < \alpha$$

d'où

$$y(t) = \sum_{l=1}^L C_l \sin \left(l \alpha \sum_{i=1}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \right)$$

Cette expression se développe sous la forme :

$$y(t) \sum_{m_1=-\infty}^{+\infty} \dots \sum_{m_N=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=1}^L [C_l J_{m_1}(l \alpha A_1) \dots J_{m_N}(l \alpha A_N)] \sin \left[\sum_{i=1}^N m_i (\omega_i t + \phi_i) + \frac{\pi}{2} \sum_{i=1}^N m_i \right]$$

Le signal de sortie est constitué de raies dont les fréquences sont des combinaisons linéaires des fréquences d'entrée.

Tous les produits d'intermodulation qui retombe dans la bande utile vérifient la propriété $\sum_{i=1}^N m_i = 1$.

Appelons Ω_1 l'ensemble des combinaisons (m_1, \dots, m_N) tel que $\sum_{i=1}^N m_i = 1$ et tel qu'il existe deux termes non nuls.

Appelons Ω_2 l'ensemble des combinaisons (m_1, \dots, m_N) tel que $\sum_{i=1}^N m_i = 1$ et tel qu'il existe un seul terme non nul.

Alors la partie utile du signal s'écrit

$$y_u(t) = \sum_{(m_1 \dots m_n) \in \Omega_1 + \Omega_2} \dots \sum_{(m_1 \dots m_n) \in \Omega_1 + \Omega_2} A_{m_1 \dots m_n} \cos \left[\sum_{i=0}^N m_i \omega_i t + \sum_{i=0}^N m_i \phi_i \right]$$

$$\text{avec } A_{m_1 \dots m_n} = \sum_{l=1}^L C_l J_{m_1}(l\alpha A_1) \dots J_{m_n}(l\alpha A_N)$$

Pour des porteuses de même amplitude $A_1 = A_2 = \dots = A_N = A$, $\forall (m_1, \dots, m_N) \in \Omega_1$,

$$A_{m_1 \dots m_n} = A_0 = \left(\frac{A_0}{A} \right) * A = \lambda A$$

d'où

$$y_u(t) = \underbrace{\lambda \sum_{i=0}^N A \cos(\omega_i t + \phi_i)}_{\text{Signal amplifié}} + \underbrace{\sum_{(m_1 \dots m_n) \in \Omega_2} A_0 \cos \left[\sum_{i=0}^N m_i \omega_i t + \sum_{i=0}^N m_i \phi_i \right]}_{\text{Bruit d'intermodulation}}$$

Signal amplifié

Bruit d'intermodulation

Si x et y sont deux processus aléatoires, la fonction d'intercorrélacion statistique est $E(y_u(t)x^*(t-\tau))$. Cette fonction dépend à la fois du temps t et du retard τ .

Effectuons l'intercorrélacion entre \hat{x} et \hat{y}_u .

$$E(\hat{y}_u(t)x^*(t-\tau)) = \lambda E(\hat{x}(t)\hat{x}^*(t-\tau)) + E \left[\left[\sum_{i=0}^N A_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \right]^* \sum_{(m_1 \dots m_n) \in \Omega_2} A_0^* \cos \left[\sum_{i=0}^N m_i \omega_i (t-\tau) + \sum_{i=0}^N m_i \phi_i \right] \right]$$

Les produits constituants cette expression sont de la forme

$$E(\cos(\omega_j + \phi_j))^* \cos \left[\sum_{i=0}^N m_i \omega_i (t-\tau) + \sum_{i=0}^N m_i \phi_i \right]$$

Il existe au moins deux valeurs non nulles dans le Nuplet (m_1, \dots, m_N) . Notons par l'indice k une phase non corrélacion avec ϕ_j (elle existe puisque nous avons deux termes distincts non nuls).

$$\sum_{i=0}^N m_i \phi_i = \left(\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^N m_i \phi_i \right) + m_k \phi_k$$

d'où

$$\cos\left(\left(\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^N m_i \phi_i\right) + m_k \phi_k\right) = \cos\left(\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^N m_i \phi_i\right) \cos(m_k \phi_k) - \sin\left(\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^N m_i \phi_i\right) \sin(m_k \phi_k)$$

m_k étant un entier et ϕ_k suivant une loi uniforme sur $]-\pi; \pi]$.

$$E(\cos(m_k \phi_k)) = E(\sin(m_k \phi_k)) = 0$$

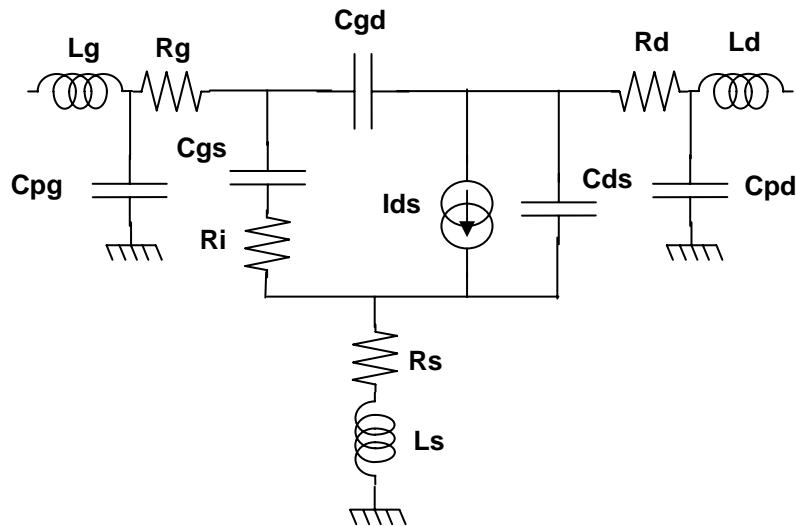
De plus ϕ_k est non corrélé avec ϕ_j et $\sum_{\substack{i=0 \\ i \neq k}}^N m_i \phi_i$, ce qui implique

$$\forall j \quad E(\cos(\omega_j + \phi_j)) * \cos\left[\sum_{i=0}^N m_i \omega_i (t - \tau) + \sum_{i=0}^N m_i \phi_i\right]$$

Nous pouvons en déduire que dans le cas d'une non linéarité sans mémoire et pour le signal considéré, le bruit d'intermodulation est non corrélé avec le signal d'entrée.

ANNEXE 2

L'analyse de stabilité basée sur la fonction normalisée du déterminant s'appuie sur l'analyse de stabilité des systèmes bouclés développé en automatique. L'étude du facteur de rétroaction où de la fonction de transfert en boucle ouverte apporte l'information nécessaire pour statuer sur la stabilité. L'analyse conventionnelle menée à l'aide du facteur K conduit à représenter un système à l'aide ses paramètres S . Ces paramètres peuvent cacher une topologie interne plus complexe faisant apparaître des boucles de rétroaction. Les paramètres S aux accès du transistor peuvent cacher des compensations pôle/zéro susceptible d'entraîner des oscillations à l'intérieur du système étudié. Pour s'assurer d'une stabilité inconditionnelle il est donc important de s'intéresser directement à ces boucles de rétroaction. Pour un amplificateur ces boucles peuvent se situer soit dans un transistor soit entre différents transistors. Dans le cas présent notre amplificateur est composé d'une cellule unique représentée par le modèle linéaire suivant :



FigureIV.41 – Modèle linéaire du transistor

La partie active du transistor susceptible d'entraîner une oscillation est la source de courant I_d qui à pour commande la tension V_{gs} . Tout le reste du circuit peut être considéré comme appartenant à la boucle de rétroaction.

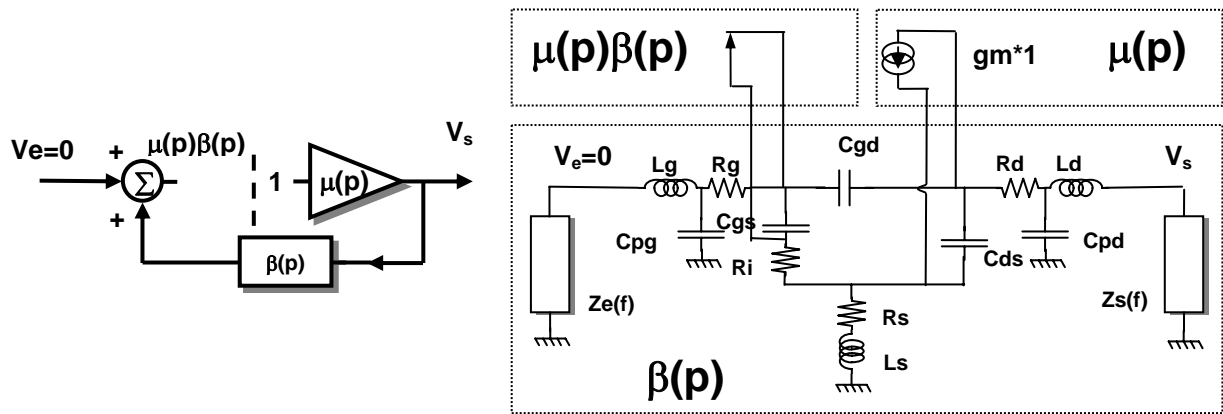


Figure IV.42 Mesure de la fonction de transfert en boucle ouverte

Les impédances $Z_e(f)$ et $Z_s(f)$ représente les réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie de l'amplificateur.

Le tracé polaire du NDF est donné Figure IV.43, il ne présente aucun encerclement de l'origine ce qui garanti la stabilité de l'amplificateur au point de fonctionnement considéré.

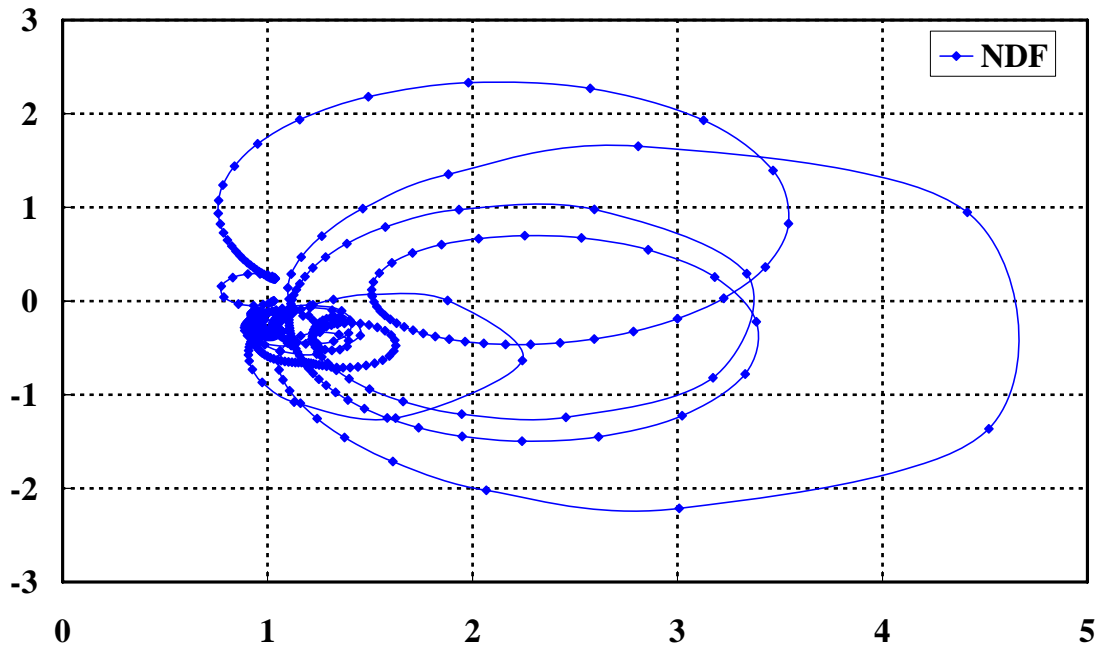
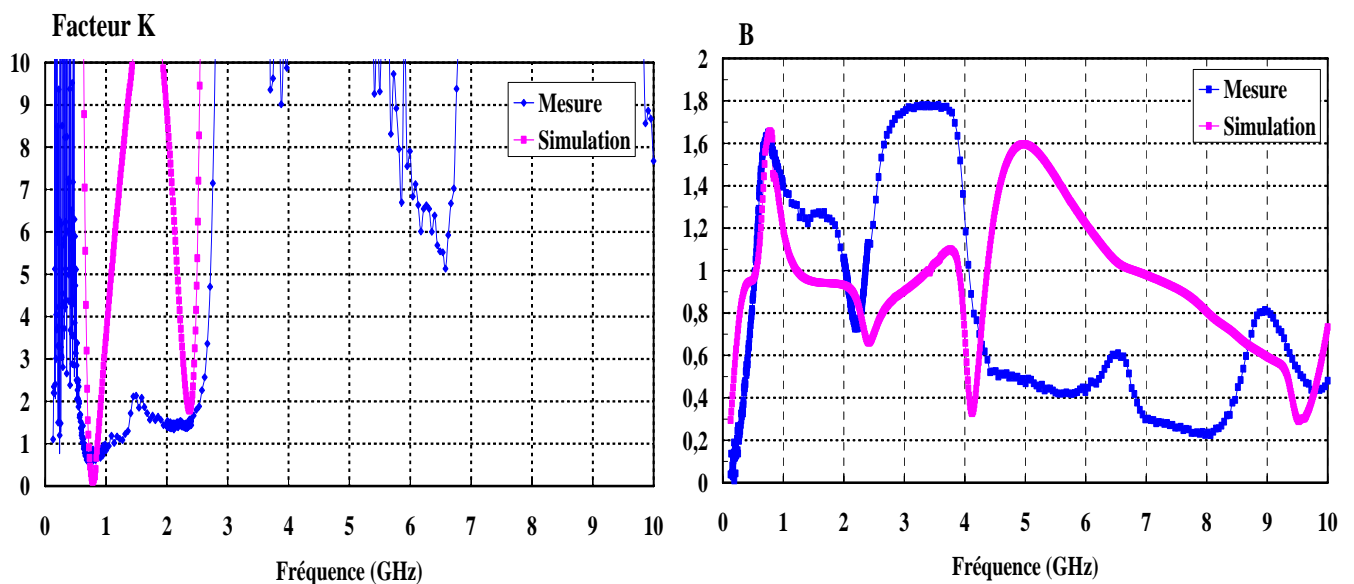


Figure IV.43 – Représentation du NDF sur la bande [0-40 GHz]

L'étude de la stabilité linéaire par la méthode de Nyquist permet de s'assurer de la stabilité à un point de fonctionnement donné. Ce critère n'apporte pas d'information quant à la marge de stabilité notamment en fonction des impédances. Pour s'assurer d'une stabilité inconditionnelle une analyse pour toutes les impédances est requise. Cette simulation peut demander un temps de simulations substantiel. Dans le cas où le transistor est intrinsèquement stable sur 50 Ohms, il est tout de même possible de mener une étude de stabilité fiable avec le facteur K, avec un coût de calcul moindre.

Ne disposant pas de fichier de paramètre S du transistor en dessous de 2 GHz, l'analyse de stabilité de l'amplificateur a été effectuée à l'aide du modèle non linéaire du transistor. Ce modèle a lui-même été extrait de manière à refléter le comportement du transistor sur une bande de fréquence donnée (2 GHz-9 GHz). La topologie du modèle est issue de l'analyse du comportement physique du transistor, elle est susceptible de garantir des résultats cohérents sur une bande de fréquence plus grande. Néanmoins nous avons également vérifié la stabilité de l'amplificateur à l'aide des paramètres S mesurés.

Les résultats obtenus en mesure et simulation, montre que l'amplificateur est conditionnellement stable sur la bande [0.6-1 GHz] et in conditionnement stable ailleurs.



FigureIV.44 – Facteur K et B sur la bande [0-10 GHz]

D'après la fonction du déterminant normalisé nous savons déjà que l'amplificateur est stable lorsqu'il est connecté sur une impédance de 50 Ohms en entrée et en sortie. Les conditions de mesures ne permettent pas toujours d'assurer des conditions de charges identiques à toutes les fréquences. Les dispositifs en amont et en aval sont conçus pour fonctionner dans une bande de fréquence donnée. En dehors de cette bande ils peuvent

présenter des impédances quelconques. Pour ces raisons il est préférable d'assurer une stabilité inconditionnelle en dehors de la bande de travail. Comme ce n'est pas le cas ici il est important de rechercher les conditions de fonctionnement pour lesquels l'amplificateur est stable.

Généralement cette analyse est menée à l'aide des cercles de stabilité. Ces cercles définissent les conditions limites, en terme d'impédance, pour lesquels un quadripôle est susceptible de réfléchir une puissance supérieure à celle qu'il reçoit à un accès lorsque son second accès est connecté à une charge passive. Les conditions limites correspondent au cas où le quadripôle réfléchit toute la puissance reçue. Comme le lieu des impédances permettant de vérifier ces conditions est un cercle, si le quadripôle présente un coefficient de réflexion inférieur à un à l'intérieur du cercle, il présentera un coefficient de réflexion supérieur à un à l'extérieur et réciproquement.

A un quadripôle nous pouvons associer deux cercles de stabilité. Le cercle de stabilité d'entrée ($\Gamma_E = 1$) qui correspondent à des conditions sur les impédances de sortie (Γ_L) et le cercle de stabilité de sortie ($\Gamma_S = 1$) auquel nous pouvons faire correspondre des conditions sur les impédances du générateur (Γ_G).

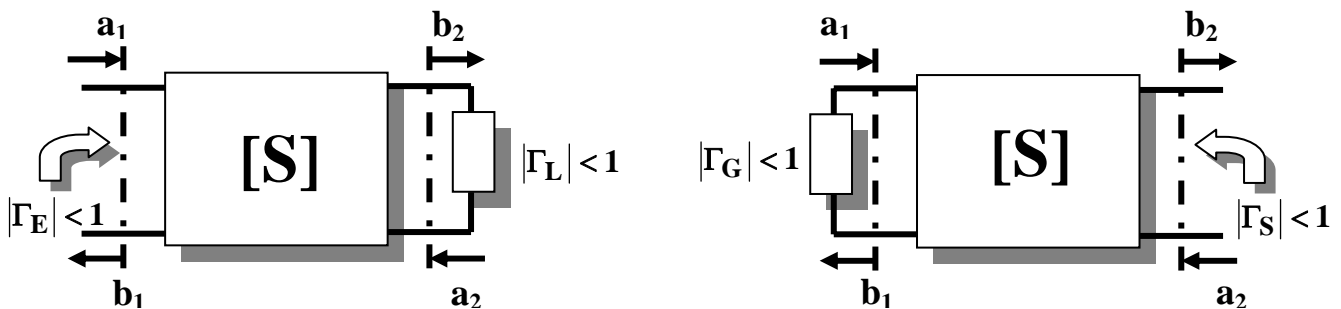


Figure IV.45 – Conditions de stabilité pour un quadripôle chargé par une impédance passive

Ces cercles sont recherchés car dans l'hypothèse où le quadripôle est intrinsèquement stable une condition nécessaire pour rentrer en oscillation est d'avoir un coefficient de réflexion supérieur à un.

Considérons un amplificateur, représenté par ses paramètres S, chargé sur une impédance ayant pour coefficient de réflexion Γ_L et excité par un générateur présentant une impédance Z_G de coefficient de réflexion Γ_G . Si le système est stable les ondes a_1 et b_1 sont égales à :

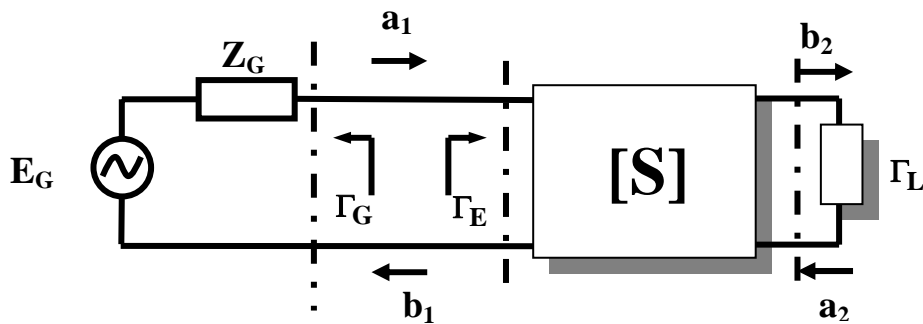
$$a_1 = [1 + \Gamma_e \Gamma_g + \Gamma_e^2 \Gamma_g^2 + \dots] * a_0$$

$$b_1 = \Gamma_e * [1 + \Gamma_e \Gamma_g + \Gamma_e^2 \Gamma_g^2 + \dots] * a_0$$

$$a_0 =$$

Les deux ondes s'expriment ne fonction de la même série géométrique de raison $\Gamma_e \Gamma_g$.

La série converge à condition que $|\Gamma_e \Gamma_g| = |\Gamma_e| |\Gamma_g| < 1$. La condition d'oscillation est donnée par $|\Gamma_e| |\Gamma_g| \geq 1$. Il est possible d'avoir $|\Gamma_E| > 1$ et être stable simultanément.



L'analyse des cercles de stabilité est donc insuffisante. Elle ne donne qu'une condition nécessaire à l'oscillation. Dans le cas particulier où le quadripôle présente une impédance à partie réelle négative la marge de stabilité dépend simultanément des conditions de charge aux deux accès.

Nous avons tracé les cercles de stabilité de notre amplificateur dans la bande où le facteur K est inférieur à un. Les cercles de sortie assurent une stabilité inconditionnelle dans le plan de charge. Par contre nous avons des risques d'oscillation dans le plan du générateur. Pour vérifier les conditions dans lesquelles la stabilité est assurée nous avons balayé systématiquement la fréquence et les impédances de charge. Pour tous ces points de fonctionnement, le module du coefficient de réflexion ne dépasse pas 1,1. La stabilité est assurée tant que le module du coefficient de réflexion du générateur ne dépasse pas $1/1.1=0,9$. Ce qui laisse une marge importante de stabilité.

Résumé

Les signaux traités par les systèmes de télécommunications actuels sont très complexes : multiporteuses modulées, modulation numérique et signaux à spectre étalé. La particularité de ces signaux est d'être des signaux à enveloppe variable. Pour caractériser la linéarité des amplificateurs de puissance de ces systèmes, l'un des critères qui s'impose aujourd'hui est le NPR (Noise Power Ratio).

Après la description des moyens de caractérisations en fonctionnement CW et multiporteuses des amplificateur de puissance ainsi que des outils de simulations, une étude approfondie du facteur de linéarité en fonctionnement multiporteuses (le NPR) est entreprise.

Une méthode de conception d'amplificateur de puissance optimisé en linéarité et en consommation a été développée. Cette méthode fait appel à une nouvelle figure de mérite spécifique $(C/(N+I))=f(Pdc/N)$ qui intègre directement le rapport signal à bruit de la liaison dans l'optimisation conjointe de la consommation et du NPR. Une étude systématique des conditions de fonctionnement optimales des amplificateurs de puissances concernant les impédances de fermeture et les classes de fonctionnement est entreprise. On montre l'intérêt de la prise en compte des impédances de charge et de source à la 2^{ème} harmonique dans la linéarité multiporteuse.

La nouvelle méthodologie de conception est appliquée à la réalisation de deux amplificateurs optimisés en linéarité et consommation. Les étapes successives de la conception sont exposées en présentant en parallèle une vérification expérimentale des résultats. Une caractérisation complète sur banc des deux amplificateurs réalisés est présentée.

Contribution on the optimum design in term of linearity and consumption of multicarrier power amplifiers

Abstract

The signals used in modern telecommunication systems are very complex in the sense that multicarrier signals, digitally modulated and spread spectrum signals are required. The main characteristic of these signals is their time variant envelope. To characterize the linearity of power amplifiers used in these systems, one of the criterions, which is essential today is the NPR (Noise Power Ratio).

After the description of the means of power amplifier characterizations under CW and multicarrier operations as well as CAD tools, an in depth study of the multicarrier linearity factor used (the NPR) is undertaken.

A design method for power amplifier in terms of linearity and consumption was developed. This method is based on the optimisation of a new specific figure of merit $(C/(N+I))=f(Pdc/N)$ which directly integrates the total signal to noise ratio of the system in a joint optimization of consumption and NPR. A systematic study of the optimal loading impedance and the operation classes of amplifiers is performed. One shows the interest of taking into account load and source impedances at the 2nd harmonic.

The new design methodology is applied to the realization of two amplifiers optimized in linearity and consumption. An experimental checking validates the successive steps of the design. A complete characterization on a NPR measurement set-up of the two produced amplifiers is presented.

Discipline : Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique

Spécialité : Télécommunications

Mots clés

NPR	Linéarisation	Amplificateur
Linéarité	Intermodulation	
Distorsion	Rendement	
Consommation	SSPA	

Key words

NPR	Linearization	Amplifier
Linearity	Intermodulation	
Distortion	Efficiency	
Consumption	SSPA	