

UNIVERSITE DE LIMOGES
Ecole Doctorale Science – Technologie - Santé
Faculté des Sciences et Techniques

Année: 2003

Thèse N° 35-2003

Thèse

Pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE DE LIMOGES

Discipline : "Electronique des Hautes Fréquences et Optoélectronique"

Spécialité : "Télécommunications"

Présentée par

Sylvain HECKMANN

Le 30 octobre 2003

**CONTRIBUTION AU DEVELOPPEMENT D'UNE
FILIERE DE TRANSISTORS BIPOLAIRES A
HETEROJONCTION DE TRES FORTE PUISSANCE
EN BANDES L ET S POUR APPLICATIONS DE
TELECOMMUNICATIONS CIVILES ET RADAR**

Thèse dirigée par Jean-Michel NEBUS

Jury:

M Raymond QUERE	Professeur à l'Université de Limoges	Président
M Jean-Claude DE JAEGER	Professeur à l'Université de Lille	Rapporteur
M Jean-Luc PELOUARD	Directeur de recherche CNRS LPN (Marcoussis)	Rapporteur
M Philippe AUXEMERY	Ingénieur UMS (Orsay)	Examineur
M Didier FLORIOT	Ingénieur Thalès Research&Technology (Orsay)	Examineur
M Luc LAPIERRE	Chef de service CNES (Toulouse)	Examineur
M Nicolas LE GALLOU	Ingénieur Alcatel Space (Toulouse)	Examineur
M François MURGADELLA	Ingénieur Délégation Générale pour l'Armement	Examineur
M Jean-Michel NEBUS	Professeur à l'Université de Limoges	Directeur de Thèse
M Serge VERDEYME	Professeur à l'Université de Limoges	Examineur
M Jean-Marc COUPAT	Ingénieur Thalès Air Défense (Ymare)	Invité
M Raphaël SOMMET	Chargé de Recherche CNRS IRCOM (Brive)	Invité

Remerciements:

Ce travail a été réalisé conjointement au sein de l'Institut de Recherche en Communications Optiques et Microondes de l'Université de Limoges et du centre de recherche de Thalès (Thalès Research and Technology) à Orsay. Je remercie Monsieur le Professeur Raymond Quéré de m'avoir accueilli dans l'équipe de recherche "Circuits et sous-ensembles non-linéaires" à l'IRCOM mais aussi d'avoir accepté la présidence de ce jury de thèse ainsi que Monsieur Jean-Claude Boudenot de m'avoir accueilli dans le département "Composants/Technologies Semiconducteurs" de TRT.

Toute ma reconnaissance va aux deux personnes qui ont efficacement dirigé ce travail et lui ont permis d'aboutir; Jean-Michel Nébus en tant que directeur de Thèse et Didier Floriot, responsable du groupe "Conception Hyper" de TRT en tant que responsable industriel.

J'exprime ma gratitude à Monsieur le Professeur Jean-Claude De Jaeger de l'Institut d'Electronique de Micro-électronique et Nanostructure (IEMN) de Lille et Monsieur Jean-Luc Pélouard Directeur de recherche au Laboratoire de Photonique et de Nanostructures (LPN) de Marcoussis pour avoir accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

J'adresse mes remerciements à Messieurs Jean-Marc Coupat, ingénieur à Thalès Air Défense (Ymare), Luc Lapierre, chef de département au CNES (Toulouse), François Murgadella de la Délégation Générale pour l'Armement et au Professeur Serge Verdeyme de l'Université de Limoges d'avoir accepté d'examiner ce mémoire. J'exprime aussi toute ma gratitude à Monsieur Nicolas Le Gallou, ingénieur à Alcatel Space (Toulouse) dont j'ai partagé quelques temps le bureau à l'IRCOM d'avoir accepté de participer à ce jury.

Je remercie également Messieurs Philippe Auxemery, ingénieur à United Monolithic Semiconductors (UMS) et Raphaël Sommet, chargé de Recherche CNRS d'avoir suivi et collaboré à ce travail au cours de ces trois ans et de participer à ce jury.

Pour m'avoir efficacement guidé et aidé dans mes recherches à Orsay, je remercie Eric Chartier (pour ses conseils sur les modélisations et la réalisation de mesures), Sylvain Delage, Jean-Claude Jacquet, Stéphanie Léger et Stéphane Piotrowicz (pour l'aide apportée dans les phases de conception) mais aussi Raphaël Aubry et Alexandre Kerlain qui auront prochainement l'honneur de soutenir leur thèse. Je remercie également tous les membres du groupe composants pour l'accueil dont ils ont su faire preuve.

Je ne saurais oublier de remercier tous les membres de l'équipe "circuits et sous-ensembles non-linéaires" de l'IRCOM, particulièrement Messieurs Denis Barataud et Jean-Pierre Teyssier qui ont suivi les caractérisations des composants sur les différents bancs de mesure.

Je terminerai par remercier les Thésards de l'IRCOM, en particulier Christophe Charbonniaud et Tony Gasseling pour leur maîtrise respective des bancs de mesure et à qui on doit une partie des résultats expérimentaux de ce travail. Les thésards passés et à venir de l'équipe, Arnaud, Christophe, François, Peter, Stéphane, Sandra et Tibo pour la bonne ambiance dans laquelle se sont déroulées les étapes limousines de ce travail. Mes remerciements vont également à Madame Marie-Claude Lerouge pour son aide afin de traiter les aspects logistiques et administratifs liés à cette thèse.

Table des matières

Introduction générale.....	1
Chapitre I - Contexte de l'amplification de puissance en bandes L et S	5
I - Introduction	7
II - Les applications civiles et militaires en bande L et S	8
II - A - Le marché des stations de base en bande L	8
II - A - 1 - Les différentes générations	8
II - A - 2 - Pourquoi passer à une troisième génération ?	9
II - B - Les applications radar en bande S	10
II - B - 1 - Un peu d'histoire.....	10
II - B - 2 - Le fonctionnement d'un radar.....	11
II - B - 3 - Constitution d'un radar	11
II - B - 4 - Quelques applications des radars en fonction de la fréquence.....	12
III - Les points clés pour l'amplification de puissance en bandes L et S.....	13
III - A - Technologies de transistors répondant à ces besoins de fortes puissances.....	13
III - A - 1 - Caractéristiques de quelques semi-conducteurs.....	13
III - A - 2 - Les technologies à base de silicium	14
III - A - 3 - Les technologies à base d'arséniure de gallium.....	18
III - A - 4 - Le nitrure de gallium	20
III - A - 5 - Récapitulatif de ces technologies	20
III - A - 6 - Quelques résultats en bande X	23
IV - Les limites de fonctionnement d'un transistor bipolaire à hétérojonction	25
IV - A - L'effet Kirk.....	25
IV - B - Le phénomène de claquage	28
IV - B - 1 - L'ionisation thermique.....	28
IV - B - 2 - L'ionisation par impact.....	28
IV - B - 3 - Description physique du phénomène	29
IV - C - Les effets thermiques	31
IV - C - 1 - Le ballast	32
IV - C - 2 - L'évacuation des calories	35
V - Besoins, outils et méthodes pour l'expertise technologique et la conception optimisée d'amplificateurs.....	38
V - A - Simulation électrique	38
V - B - Simulation physique	38
V - B - 1 - Les méthodes Monté-Carlo	39
V - B - 2 - Les modèles dérive-diffusion.....	39
V - B - 3 - Les modèles hydrodynamiques.....	40
V - C - Simulation thermique	40
V - D - La simulation électromagnétique	41
V - E - Les simulateurs couplés	41
V - F - Outils de caractérisation	41
V - G - Stabilité des circuits.....	42
VI - Conclusion	44

VII - Bibliographie	45
Chapitre II - Description et caractérisation de la filière TBH bandes L et S.....	49
I - Introduction	51
II - Le TBH pour les applications en bandes L et S	52
II - A - Rappels sur l'origine de l'hétérojonction	52
II - B - Intérêt des TBH par rapport aux transistors bipolaires silicium.....	53
II - C - Les choix retenus pour cette filière de TBH bandes L et S.....	54
II - C - 1 - Impact des fortes tensions sur l'impédance de charge	55
II - C - 2 - Impact sur la technologie.....	55
II - C - 3 - Les topologies de transistors envisagées.....	56
II - C - 4 - Les solutions de "management" thermique	57
III - Caractérisations thermiques et en puissance des TBH bandes L et S.....	61
III - A - Mesure des résistances thermiques	61
III - A - 1 - Mesure par la méthode de coïncidence	61
III - A - 2 - Correction de la température de fonctionnement	62
III - A - 3 - Influence du dissipateur sur la résistance thermique	64
III - B - Influence de l'épitaxie sur les caractéristiques électriques en fonction de la température	65
III - C - Impact de l'autoéchauffement sur les mesures en puissance	69
III - C - 1 - Schéma du banc pour les mesures de puissance load-pull pulsées.....	69
III - C - 2 - Comparaison : Diamant vs Or fin	70
III - C - 3 - Comparaison : Diamant vs Or épais vs Or fin	73
IV - Conclusion	76
V - Bibliographie	77
Chapitre III - Modélisation des TBH bandes L et S.....	79
I - Introduction	81
II - Modélisation des TBH	82
II - A - Equations gouvernant le modèle statique.....	82
II - A - 1 - Fonctionnement statique	82
II - A - 2 - Modélisation de la partie dynamique.....	86
II - B - Application à la modélisation des TBH bande S	90
II - B - 1 - Modélisation statique.....	90
II - B - 2 - Modélisation dynamique.....	90
III - Implantation du modèle d'avalanche.....	98
III - A - Description des effets de l'avalanche au niveau électrique.	98
III - A - 1 - Montage émetteur commun.....	98
III - A - 2 - Montage base commune	99
III - A - 3 - Récapitulatif des effets de l'avalanche	99
III - B - Mesures de puissance au-delà de la tension de claquage émetteur commun.....	101
III - C - Implémentation du claquage dans le modèle non-linéaire.....	103
III - C - 1 - Fonctionnement en statique	105
III - C - 2 - Validation du modèle par des mesures load-pull à 2GHz	106
IV - Modélisation de l'effet Kirk	108

IV - A - Mise en place dans les autres modèles.....	108
IV - A - 1 - Modélisation dans les transistors bipolaires silicium	109
IV - A - 2 - Modèle UCSD.....	109
IV - B - Mise en place dans le modèle IRCOM	109
V - Conclusion	112
VI - Bibliographie	113
Chapitre IV - Analyse des conditions optimales de fonctionnement des TBH en terme de linéarité.....	115
I - Introduction	117
II - Les critères pour quantifier la linéarité	119
II - A - 1 - Les courbes AM/AM et AM/PM – IP3	119
II - A - 2 - L'intermodulation d'ordre 3	119
II - A - 3 - Le NPR.....	121
II - A - 4 - L'ACPR.....	122
III - Etudes des non-linéarités dans les TBH	123
III - A - Simulations de type load-pull en CW du modèle de transistor.....	123
III - B - La caractéristique $I_C=f(V_{BE})$	126
III - C - Les capacités base-émetteur et base-collecteur	127
III - D - Intermodulation d'ordre 3 à bas niveau en fonction du point de fonctionnement.....	128
III - E - Le sous-circuit thermique.....	131
IV - Impact de l'environnement sur la linéarité– Choix des conditions de fonctionnement.....	134
IV - A - Type de polarisation	134
IV - A - 1 - Impact de la classe de fonctionnement	134
IV - A - 2 - Impact de la résistance de polarisation	135
IV - B - Impact de l'impédance de charge	137
IV - C - Impact de l'impédance de source	139
IV - C - 1 - Type de générateur RF	139
IV - C - 2 - Impact des impédances présentées à basse fréquence	141
IV - C - 3 - Variations de phase.....	141
V - Conclusion	146
VI - Bibliographie	147
Chapitre V - Conception d'un démonstrateur en bande L.....	149
I - Introduction	151
II - Conception du circuit – Optimisation des performances	152
II - A - Cahier des charges	152
II - B - Etude de l'adaptation d'entrée	152
II - B - 1 - Préadaptation des transistors.....	154
II - B - 2 - Circuit de polarisation.....	156
II - B - 3 - Adaptation de sortie.....	156
II - C - Etude de stabilité	158
II - C - 1 - Cas de la préadaptation	158
II - C - 2 - Cas de l'adaptation directe	163

II - D -	Simulations électromagnétiques des circuits d'accès	168
II - E -	Performances du circuit	168
II - E - 1 -	Adaptation, puissance et intermodulation.....	168
II - E - 2 -	Stabilité.....	169
II - E - 3 -	Performances avec des signaux modulés.....	171
II - E - 4 -	Sensibilité aux dispersions	172
III -	Mesures de l'amplificateur.....	178
III - A -	Mesures petit signal.....	178
III - A - 1 -	Premiers montages	178
III - A - 2 -	Remplacement des capacités de préadaptation	183
III - B -	Mesures des amplificateurs en grand signal.....	184
III - B - 1 -	Mesures load-pull à 2.1GHz.....	184
III - B - 2 -	Prise en compte des discontinuités en sortie	185
III - B - 3 -	Mesures de linéarité	188
IV -	Conclusion	195
V -	Bibliographie	196
	Conclusion générale	197

Introduction générale



Les développements dans le secteur des télécommunications ont certes subi un ralentissement mais il n'en demeure pas moins que les besoins en terme d'infrastructure existent toujours et qu'il est toujours nécessaire de chercher à les satisfaire. C'est ce à quoi les industriels s'attachent. Ainsi, une nouvelle norme de téléphonie mobile et toute l'infrastructure nécessaire va se mettre en place. De la même façon, les équipements militaires subissent des évolutions qui engendrent l'utilisation de nouvelles technologies de composants.

Le développement de cette troisième génération de téléphonie mobile a été mené afin d'obtenir des performances bien supérieures à la génération actuelle. Les améliorations concernent un accroissement du débit d'information afin de proposer de nouveaux services aux utilisateurs. Même si les fréquences dédiées à ces applications restent proches de l'actuel GSM, les équipements assurant la transmission des informations devront satisfaire des critères de linéarité supérieurs. Les besoins croissants en terme de débit ont nécessité l'utilisation, lors de la définition de cette nouvelle norme, de modulations plus performantes que celles utilisées pour la génération actuelle (GSM). Ce type de modulation ne laisse plus l'enveloppe du signal constante et oblige les amplificateurs à avoir une dynamique de fonctionnement plus importante sans distordre les signaux à émettre.

De la même façon, les radars de nouvelles générations à antenne active nécessitent de très fortes puissances mais surtout des composants ayant un rendement en puissance ajouté important afin de réduire la puissance dissipée.

Pour répondre à ces besoins, les travaux menés depuis de nombreuses années sur la technologie de transistors bipolaires à hétérojonction (TBH) dans les centres de recherche de THALES et d'UMS ont été mis à contribution. En effet, il a été décidé le développement d'une nouvelle filière répondant à ces besoins. Contrairement à la filière commerciale d'UMS (HB20P) de TBH qui couvrent les besoins en bande X, les applications de téléphonie mobile et certaines applications radars ne nécessitent pas de fréquences aussi importantes, elles se limitent à la bande S. Pour ce type d'applications, il est alors possible de développer des transistors bipolaires à hétérojonction acceptant des tensions de fonctionnement plus importantes en acceptant de réduire les fréquences maximales de fonctionnement, l'utilisation de fortes tensions est intéressante puisqu'elle permet d'augmenter les impédances de charges et facilite la conception des circuits d'adaptation. La chute du gain liée à l'augmentation de la tension reste acceptable.

Ce travail de thèse a donc suivi les développements de cette filière de TBH et s'articulera en cinq parties:

La première partie concernera la présentation du contexte dans lequel la mise au point de cette filière a été réalisée. Les principales performances des autres filières adressant les mêmes applications seront présentées. Le silicium reste majoritairement utilisé que ce soit au travers de la filière LDMOS pour les applications station de base ou encore le transistor bipolaire pour les applications radars. Un tour d'horizon des outils nécessaires pour le développement et la caractérisation d'une nouvelle filière sera présenté à l'issue de ce premier chapitre.

Ensuite, une description de la filière de TBH forte tension et de ses principales caractéristiques feront l'objet du second chapitre. Après un bref rappel sur la technologie et les avantages du TBH sur substrat arséniure de gallium (GaAs) par rapport aux transistors bipolaires à homojonction, on s'attachera à présenter les moyens mis en œuvre pour combler l'un de leurs principaux handicaps: l'évacuation de la chaleur en raison de la faible conductivité thermique du matériau GaAs à travers différentes solutions de radiateurs placés sur les transistors. La seconde partie permettra de présenter les caractérisations effectuées sur ces composants afin de voir apparaître l'impact et les améliorations apportées par ces radiateurs sur le fonctionnement et les performances, que ce soit en régime statique ou hyperfréquences.

La conception de circuits microondes passe en grande partie par l'utilisation de modèle non-linéaires. Une grande précision est de rigueur. Le troisième chapitre traitera de cet aspect avec notamment le rappel de la méthodologie employée à l'IRCOM pour la modélisation des TBH. Méthodologie à laquelle il a été nécessaire de rajouter les phénomènes propres à cette filière, notamment l'impact des fortes tensions et les effets des fortes densités de courant beaucoup plus marqués que sur la filière basse tension modélisée jusqu'alors.

La linéarité est l'une des clés afin de pouvoir répondre au marché des stations de base, les TBH sont reconnus pour avoir de telles caractéristiques. Ce quatrième chapitre va présenter les différents critères de linéarité employés mais aussi permettre d'identifier les principales non-linéarités de notre modèle afin de faire apparaître les conditions de fonctionnement optimales en terme de linéarité à travers le choix des impédances de fermetures, les conditions de polarisation et les circuits d'adaptation.

Toutes ces constatations seront alors mises à contribution afin de concevoir un montage amplificateur en bande L. Ce circuit réalisé en technologie hybride (les transistors sont reportés sur un circuit dans lequel ont été gravées des lignes de transmission et reportés des éléments passifs) n'aura pas été sans poser de difficultés. En effet, ce type de technologie permet de réaliser des amplificateurs dans des temps assez courts mais de nombreux paramètres peuvent rendre les performances assez différentes de celles attendues.

Chapitre I – Contexte de l'amplification de puissance en bandes L et S

I - Introduction

Ce chapitre abordera de nombreux aspects qui permettront de situer ce travail de thèse. L'objectif final étant la conception d'un amplificateur de puissance fonctionnant à 2GHz, il est nécessaire de rappeler les besoins en terme de composants de puissance dans les bandes de fréquences L et S selon les applications civiles (téléphonie mobile) ou militaires (radars). Une étude bibliographique sur les différentes technologies de transistors et les principaux résultats d'amplificateurs fera l'objet d'une seconde partie de ce chapitre, ces résultats concerneront principalement les bandes de fréquence L et S (1 à 4GHz), quelques résultats en bande X seront présentés. L'un des points clé pour aboutir à de fortes puissances est l'augmentation des tensions de polarisation.

Une technologie en cours de développement au sein de THALES et UMS pour répondre à ces besoins civils et militaires est à base de transistors bipolaires à hétérojonction sur Arséniure de Gallium. Nous présenterons les phénomènes physiques qui limitent les performances de tels composants en terme de courant, tension et puissance.

Enfin, nous ferons un tour d'horizon des outils qui sont nécessaires au cours du développement d'une nouvelle filière de composants, qu'il s'agisse de simulations électriques pour les modélisations de composants et les conceptions d'amplificateurs, de simulations physiques pour définir l'épitaxie et la zone active du transistor, de simulations thermiques pour satisfaire les limitations de température de fonctionnement ou encore des bancs de mesures nécessaires à la validation et au test des composants.

II - Les applications civiles et militaires en bande L et S

Avant de présenter les principaux marchés dans ces bandes de fréquences, il est nécessaire de rappeler à quoi elles correspondent: la bande L s'étend de 1GHz à 2GHz, la bande S de 2GHz à 4GHz.

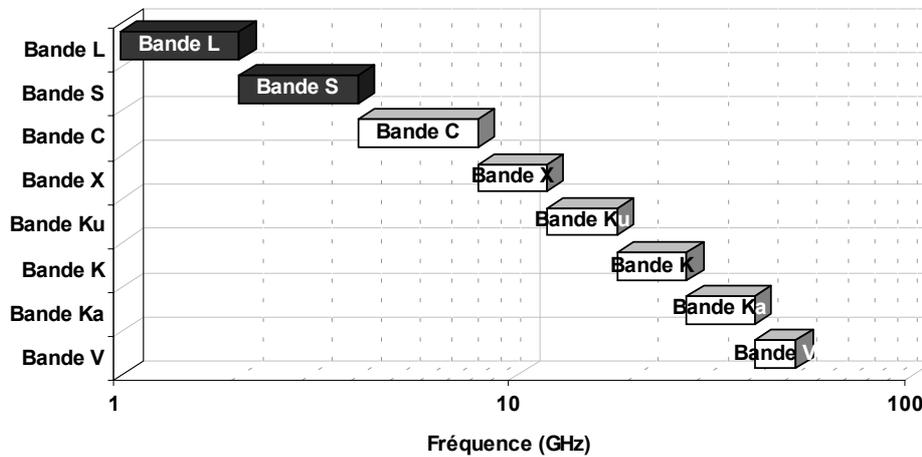


Figure I-1 Bandes de fréquences

II - A - Le marché des stations de base en bande L

Commençons tout d'abord par faire un petit rappel sur l'évolution de la téléphonie mobile dans les vingt dernières années. Il faut rappeler que le premier système sans fil date de 1940 et a vu le jour aux Etats Unis grâce à Bell Systems [1]. Le premier réseau sans fil numérique a été mis en service en 1991 pour l'armement par la France

II - A - 1 - Les différentes générations

Au début des années 80, des systèmes de téléphonie cellulaires analogiques se sont développés en Europe. En France, la première génération a été mise en service en 1985, il s'agissait du Radiocom 2000. Cependant, les réseaux étaient incompatibles entre eux ce qui imposaient des équipements propres à chaque réseau, d'où des coûts importants. En 1982, il a été proposé de développer au niveau européen un service commun de téléphonie mobile à 900MHz. En 1985, le choix d'un système numérique a été fait au détriment d'un système analogique. Les groupes ayant adhéré à ce projet se sont engagés à ouvrir leur réseau en 1991

La seconde génération apparue avec le réseau GSM (Global System for Mobile) 900MHz, est née en 1987, les premiers terminaux sont apparus en 1992. mais c'est seulement en 1993 que SFR et France Telecom ont ouvert le réseau en France. En 1996, Bouygues Telecom commença à exploiter un réseau à une fréquence proche de 1.8GHz, le DCS (Digital Cellular System). Les puissances des terminaux mobiles sont respectivement de 2W et 1W pour le GSM et le DCS. Il s'agit des puissances crêtes, la puissance moyenne pour le GSM étant huit fois plus faible car une fréquence est partagée par huit utilisateurs. Chaque cellule utilise 124 fréquences (375 pour le DCS) pour les communications de mobile vers station de base et autant pour les communications de station de base à mobile. Chaque cellule dispose donc d'un potentiel de 992 canaux. Cependant, dans ce réseau de type cellulaire, les cellules

Chapitre I - Contexte de l'amplification de puissance en bandes L et S

adjacentes ne peuvent pas utiliser les mêmes fréquences, dans une cellule, seul un septième du nombre des fréquences est utilisé.

Le réseau est constitué de cellules dont la taille varie de 100m à 30km selon l'environnement (urbain ou non) et selon les besoins en terme de nombre d'utilisateurs. Les bandes de fréquence allouées sont :

	Reception	Emission
GSM	890-915MHz	935-960MHz
DCS	1805-1880MHz	1710-1785MHz
UMTS	1900-1980MHz	2010-2025MHz
	2110-2170MHz	

Chaque utilisateur dispose d'un canal en émission et en réception dont les fréquences sont définies par:

	canal	Reception	Emission
GSM	$1 < n < 24$	$890 + 0,2 * n$	$890 + 0,2 * n + 45$
DCS	$1 < n < 24$	$1710 + 0,2 * n$	$1710 + 0,2 * n + 95$

La modulation utilisée en GSM est de type MSK. Il s'agit d'une modulation numérique de fréquence FSK (à 2 états de phase). Un filtre de type gaussien est utilisé pour filtrer les signaux et réduire l'encombrement spectral de fréquence induit par les sauts de phase d'où la modulation de type GSMK (Gaussian-filtered Minimum Shift Keying). Le changement d'état correspond à une avance ou un retard de phase de 90° .

L'enveloppe du signal reste constante, de ce fait les amplificateurs peuvent avoir des fonctionnements à fort rendement sans que la linéarité ne soit un handicap.

II - A - 2 - Pourquoi passer à une troisième génération ?

Les normes d'accès au réseau UMTS sont définies dans UTRA (UMTS Terrestrial Radio Acces). Cette troisième génération ne sera pas un standard partout dans le monde. Si pour la première génération, chaque pays a développé ses propres réseaux, la seconde génération a vu une uniformisation au niveau européen avec la norme GSM. Cependant, la troisième génération sera différente selon que l'on se trouve en Asie, en Europe ou en Amérique du Nord.

Les deux systèmes CDMA2000 (US) et W-CDMA (Europe) sont basés sur le CDMA (Coded Division Multiple Access), dont les différences principales [2] concernent :

- Le débit binaire qui vaut 3.84Mcps pour le W-CDMA alors qu'il n'est que de 1.23Mcps pour le CDMA
- La largeur du canal : 1.25MHz pour le CDMA2000 et 5MHz pour le W-CDMA

La principale amélioration par rapport à la deuxième génération concerne le débit de transmission des informations:

- GPRS : le débit de cette évolution du GSM est égal à 57kbps
- CDMA2000 (US) : le débit sera initialement de 144kbps puis atteindra 307kbps
- UMTS : les débits devraient être compris entre 144kbps et 2Mbps.

Chapitre I - Contexte de l'amplification de puissance en bandes L et S

Un point critique concerne la puissance et la linéarité. En ce qui concerne la linéarité, elle est spécifiée en terme de retombée de bruit d'intermodulation dans le canal adjacent (ACPR – Adjacent Channel Power Ratio). Les spécifications sont:

- Pour les terminaux mobiles: 40dB à 5MHz de la porteuse et 55dB à 10MHz.
- Pour les stations de base: 55dB à 5MHz de la porteuse et 60dB à 10MHz.

Techniquement, pour faire cohabiter les stations de base UMTS et GSM sur un même site, il faut ajouter un filtrage avant l'antenne de l'émetteur GSM pour ne pas dégrader les performances de l'UMTS [3].

Voici récapitulées les principales normes de téléphonie mobile apparues sur les différents continents :

	Normes		Etats Unis	Europe	Asie/Australie
1ère generation	AMPS	Advance Mobile Phone System	✓		✓
	NMT	Nordik Mobile Telephone System		✓	
	TACS	Total Access Cellular System		✓	
2nde génération	IS-136	TDMA	✓		
	GSM	Global System for Mobile communication		✓	✓
	PDC	Pacific Digital Cellular			✓
	DCS1800	Digital Cellular System (phase 2 du GSM)		✓	
	IS-95	CDMA	✓		✓
	PCS1900	Personnal communication system (proche du GSM)	✓		
3ème génération	CDMA2000		✓		
	UMTS	Universal Mobile Telephone System		✓	✓

Tableau I-1 Les différentes générations de téléphonie mobile

II - B - Les applications radar en bande S

II - B - 1 - Un peu d'histoire

Dès le début du vingtième siècle, l'idée du radar existait déjà et avait même fait l'objet de dépôt de brevet (1904), l'idée était d'éviter les collisions entre navires.

C'est en 1922 que Marconi a eu l'idée d'émettre des ondes radios et de recueillir les ondes réfléchies par les objets métalliques qu'elles rencontrent pour en trahir la présence. Cela deviendra le radar (RADio Detection And Ranging). Le premier test de cette méthode de détection a été réalisé par Robert Watson-Watt à Daventry en 1935 sur un bombardier de la Royal Air Force qui traversa le faisceau d'un émetteur de la BBC construit par Marconi.

Les recherches sur le sujet ont débuté en 1930 aux Etats-Unis. Mais ce sont les Britanniques qui ont été les premiers à s'équiper d'un réseau de radar afin de prévenir les intrusions de bombardiers. Ils étaient capables de détecter des avions à une distance de 100km. Ce système d'une vingtaine de stations a été opérationnel pour la bataille d'Angleterre et a eu un rôle important dans son issue. Cependant ce premier système utilisait des longueurs d'onde métriques ce qui ne les rendaient pas suffisamment sensibles pour la détection de petits avions. Il était donc nécessaire d'utiliser des longueurs d'ondes plus courtes. Ces longueurs d'ondes étaient alors générées par des cavités magnétrons (mise au

point pour ces applications par T Randall et H A H Boot du "Physics Department" de l'université de Birmingham en février 1940). Ces composants sont toujours utilisés actuellement.

II - B - 2 - Le fonctionnement d'un radar

Il consiste à émettre une grande quantité d'énergie dans une direction et à recueillir ensuite une faible partie de cette énergie réfléchi par un objet. Il est possible d'utiliser deux antennes (l'une d'émission, l'autre de réception) mais ce principe ne permet que d'indiquer la présence d'un objet, il ne permet pas de le localiser. C'est pourquoi l'utilisation d'impulsion est requise. L'énergie est émise durant une courte période, le reste du temps est utilisé pour la détection des échos provenant des objets rencontrés.

Une antenne émet pendant une durée τ une onde sphérique qui se déplace à la vitesse de la lumière C . Après un temps T , cette onde se situe à une distance comprise entre CxT et $Cx(T+\tau)$. Si au bout d'une durée T_1 , l'onde sphérique rencontre un objet, elle sera réfléchi et reviendra sur l'antenne d'émission après une durée égale à T_1 . La distance avec la cible est alors égale à T_1xC . Ce principe permet de déterminer la distance entre l'antenne et l'objet. L'utilisation de plusieurs de ces dispositifs permet de localiser l'objet. Cependant, il sera impossible de distinguer deux cibles séparées d'une distance inférieure à $\frac{C\tau}{2}$ (pouvoir discriminatoire en distance). Il existe également un pouvoir discriminatoire angulaire qui est lié à l'antenne utilisée (diagramme de rayonnement). Il existe alors un volume de confusion qui est lié à ces deux grandeurs : pouvoir discriminatoire en distance et angulaire [4].

En plus de la localisation de cible, il est possible d'accéder à sa vitesse grâce à l'effet Doppler. Lorsqu'une onde de fréquence F atteint un objet en mouvement, sa fréquence est modifiée proportionnellement à la vitesse de l'objet pour devenir F' .

II - B - 3 - Constitution d'un radar

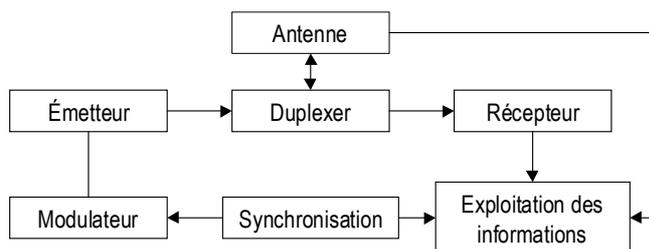


Figure I-2 Synoptique d'un radar

Le duplexeur permet de transmettre un signal de forte puissance de l'émetteur vers l'antenne et dans le même temps un signal très faible de l'antenne vers le récepteur avec un minimum de perte. L'émetteur est chargé de réaliser des impulsions de

forte puissance. Le modulateur est chargé d'emmagasiner de l'énergie entre deux émissions d'impulsion et de la restituer au moment de l'émission permettant ainsi d'atteindre des puissances crêtes importantes.

L'émission est l'un des points clé qui conditionne les performances d'un radar, il en existe deux catégories selon que l'énergie soit directement obtenue par l'oscillation d'un tube de puissance ou alors l'utilisation d'une chaîne d'amplification. La génération de ces fortes

puissances est en grande partie réalisée par des tubes hyperfréquences. Cependant, la mise en forme des impulsions est réalisée par le modulateur

Les cavités magnétron sont couramment utilisées pour la génération des impulsions de forte puissance à un prix raisonnable. Le problème est que la fréquence du signal émis est liée à la cavité et peu subir des variations d'une cavité à une autre [5]. Ces cavités sont utilisées dans les systèmes de détection non cohérent. Lors de l'utilisation de système de type Doppler, la vitesse d'un objet se traduit par une variation de la fréquence de l'onde réfléchi par la formule :

$$F_D = \frac{-2v}{C} f_{RF}$$

où f_{RF} est la fréquence du signal émis

La variation de fréquence, pour un objet dont on exprime la vitesse en Mach (340m/s), est de 2kHz/Mach/GHz. De si faibles variations de fréquence nécessitent de connaître avec précision la phase de l'impulsion émise d'où la nécessité de disposer de systèmes de détection cohérents. Cette stabilité de la phase est grandement liée aux amplificateurs RF.

II - B - 4 - Quelques applications des radars en fonction de la fréquence

Voici en fonction de la fréquence de fonctionnement les applications de différents radars :

- Bandes Ka, K et Ku (12.5 à 40GHz): très petites longueurs d'onde, utilisées dans les premiers radars aéroportés, très peu utilisées de nos jours.
- Bande X (8 à 12.5GHz): très utilisée dans les systèmes radars aéroportés pour la reconnaissance militaire et la cartographie.
- Bande C (4 à 8GHz): répandue dans plusieurs systèmes de recherche
- Bande S (2 à 4GHz): utilisée par le satellite russe ALMAZ.
- Bande L (1 à 2GHz): utilisée par le satellite américain SEASAT et le satellite japonais JERS-1, ainsi que dans le système aéroporté de la NASA.
- Bande P (300MHz à 1GHz): la plus grande longueur d'onde radar, utilisée pour un système aéroporté expérimental de la NASA.

III - Les points clés pour l'amplification de puissance en bandes L et S

Le point clé pour ces applications, qu'elles soient en bande L ou en bande S pour des applications civiles et militaires est la génération de fortes puissances. Une station de base nécessite plusieurs dizaines de watts, un radar des centaines, voir des milliers de watts. Le choix de la technologie est donc de première importance. Nous allons présenter dans la suite les performances publiées des principales filières de composants pour l'amplification de puissance à l'état solide.

III - A - Technologies de transistors répondant à ces besoins de fortes puissances

Voici un aperçu des publications sur les amplificateurs et les composants de fortes puissances pour les applications en bandes L et S. On s'intéresse principalement aux réalisations qui aboutissent à des puissances importantes (supérieures à 10W), ce qui correspond aux puissances visées pour les TBH GaInP/GaAs bandes L et S développés par Thalès et UMS. En ce qui concerne la bande S et plus particulièrement la bande autour de 3GHz, les données concernant les performances d'amplificateurs sont assez rares, en effet, contrairement à la bande 1.9-2.2GHz qui est une bande prévue pour les applications de télécommunication civile, la bande autour de 3GHz a en France des applications militaires. Les données suivantes concerneront principalement les applications à 2GHz.

III - A - 1 - Caractéristiques de quelques semi-conducteurs

Voici quelques-unes des caractéristiques des semi-conducteurs couramment utilisés et dont nous indiquerons ensuite les performances atteintes en terme de puissance aux fréquences microondes.

Propriété		Si	GaAs	4H-SiC	GaN
Gap d'énergie	(eV)	1,11	1,43	3,2	3,4
Constante dielectrique		11,8	12,8	9,7	9
Champ de claquage pour un dopage de 1.10^{17}cm^{-3}	V/cm	6,00E+05	6,50E+05	3,50E+06	3,50E+06
Vitesse de saturation	cm/s	1,00E+07	1,00E+07	2,00E+07	1,50E+07
Conductivité thermique		1,5	0,46	4,9	1,3

Tableau I-2 Caractéristiques physiques de quelques semi-conducteurs

Deux paramètres sont particulièrement importants dans ce tableau : le gap d'énergie qui autorisera des tensions de fonctionnement importantes et la conductivité thermique du matériau qui déterminera sa capacité à dissiper les calories.

Quels sont les paramètres qui limitent les performances de ces différents types de transistors : HFET (HEMT), BJT, HBT, MESFET, MOSFET ?

III - A - 1 - a - Les limitations des composants bipolaires (mettant en jeux plusieurs type de porteurs)

La mobilité des porteurs dans le semi-conducteur détermine les fréquences de fonctionnement et le gain du dispositif, les composants à base d'Arséniure de Gallium sont avantagés par rapport aux technologies silicium. La fréquence est également liée aux épaisseurs des différentes couches. Celles-ci sont bien maîtrisées par différentes technologies de croissance de couche épitaxiale.

III - A - 1 - b - Les limitations des composants à effet de champ:

La fréquence est définie par la longueur de grille, celle-ci est réalisée par gravure. Les hautes fréquences nécessitent des largeurs très faibles, même en bande L ou S, des longueurs de grille de 0.25µm sont utilisées.

III - A - 2 - Les technologies à base de silicium

Le silicium dispose d'atouts pour la génération de forte puissance même si pour des fréquences de 2 à 3GHz, il semble atteindre ses limites en technologie bipolaire, cela se traduit par des gains en puissance assez faibles. En revanche la technologie LDMOS compense ces handicaps.

III - A - 2 - a - Les transistors bipolaires silicium

La technologie bipolaire silicium est particulièrement mature. On ne trouve qu'assez peu de publications, en revanche, de nombreux produits commerciaux existent. L'avantage étant que les données annoncées sont fiables.

Ultra RF (Cree) propose des amplificateurs à base de transistors bipolaires dont les tensions d'avalanche émetteur commun BV_{CES} et BV_{CEO} valent respectivement 60V et 26V autorisant un fonctionnement en classe AB polarisé à 26V. Le gain et la puissance de sortie valent 9dB et 60W pour un rendement collecteur de 44% à 1990MHz [6].

Advanced Power Technology RF [7] propose de nombreux amplificateurs dans différentes bandes de fréquence (2.7-2.9GHz ; 2.7-3.1GHz ; 2.9-3.1GHz et 3.1-3.5GHz). Et notamment dans la bande 2.9GHz-3.1GHz, un amplificateur à base de transistor bipolaire base commune fonctionnant en classe C pour des applications pulsées qui atteint une puissance de 105W polarisé à 42V, le gain est assez faible : 6.2dB, ceci montre les limites de la technologie silicium pour les hautes fréquences, avec de plus un rendement limité. Pour une puissance de sortie de 105W et une puissance d'entrée de 25W, la puissance dissipée vaut 375W, soit un rendement collecteur de 28% et un rendement en puissance ajoutée de 21%.

Bande de fréquence	Puissance (W)	Gain (dB)	Duree des impulsions	Rapport cyclique	Polarisation
2,7-2,9GHz	28	6,5	50µs	10%	40V
2,7-2,9GHz	125	7	100µs	10%	40V
2,7-3,1GHz	1	5,2	100µs	10%	30V
2,7-3,1GHz	50	6	100µs	10%	40V
2,9-3,1GHz	105	6,5	50µs	10%	42V
3,1-3,5GHz	1	5,2	100µs	10%	30V

Tableau I-3 Caractéristiques de transistors bipolaires silicium : Advanced Power Technology RF [7]

En bande L, ce même fabricant propose des transistors en montage base commune fournissant une puissance de 10W avec 40% de rendement collecteur, 8dB de gain, polarisé à 28V à 2GHz. Dans la bande de fréquence 2-2.1GHz, on trouve un amplificateur 25W avec 25% de PAE polarisé à 24V. Les applications linéaires sont obtenues en classe A avec des puissances modestes ($>2.5W$). Il est intéressant de remarquer que ces transistors polarisés à 28V (24V) présentent des tensions d'avalanche valant seulement 50V (40V).

Certes le silicium a été l'un des premiers composants semi-conducteur employé, mais la montée en fréquence se traduit par une chute de gain. L'utilisation de composés IV-IV permet d'en améliorer les performances, on trouve ainsi principalement le carbure de silicium ou le silicium-germanium.

III - A - 2 - b - Les TBH SiGe

Les avantages de cette technologie sont les suivants :

- La maturité des procédés de fabrication issus des technologies silicium
- Un coût de fabrication inférieur à celui de l'arséniure de gallium

Cette technologie a vu le jour au début des années 1980 principalement chez IBM. Les applications étant principalement la réalisation de fonctions logiques. Des fréquences de fonctionnement importantes sont alors nécessaires. Les tensions de claquage sont généralement faibles : inférieures à 8V pour des fréquences f_t et f_{max} de 90GHz. De telles valeurs ne les destinent pas à l'amplification de puissance. Ces composants sont principalement utilisés pour des technologies BiCMOS. Les TBH SiGe utilisent une base métamorphique contrainte pour diminuer le gap d'énergie (ΔE_G) de la base, les TBH sur GaAs utilisent un matériau à grand gap d'énergie dans la base. Le rôle étant le même, créer une hétérojonction limitant le passage des trous de la base vers l'émetteur.

Les TBH SiGe/Si ne semblent pas idéaux pour les applications de fortes puissances contrairement aux composés à grand gap d'énergie tels que le carbure de silicium ou le nitrure de gallium sur lesquels nous reviendrons plus tard. On trouve néanmoins un amplificateur délivrant 230W à 2.8GHz [8] présenté par Northrop Grumman et le « Naval Research Laboratory » en 1996. Les performances annoncées sont inférieures à ce que proposent les autres technologies. En effet, cet amplificateur 230W, fonctionnant en mode pulsé, a un gain en puissance assez faible de 6.9dB avec un rendement collecteur de 46% pour une puissance de 200W. Ce faible gain s'explique par un fonctionnement en classe C. De plus, il s'agit de montage base commune. Les transistors de cette étude ont des tensions d'avalanche base commune et émetteur commun respectivement de 62V et 39V associées à un gain en courant β_{max} de 95.

Les TBH SiGe sont en grande partie destinés aux terminaux de téléphonie mobile où ils offrent des rendements assez importants (proches de 70%) pour des puissances de quelques watts et de faibles tensions de polarisation ($<3.5V$) [9]. Ces forts rendements s'expliquent en grande partie par la faible tension de conduction des jonctions due à l'apport de germanium dans la base.

III - A - 2 - c - Les technologies LDMOS

Une des technologies à base de silicium qui a des performances compatibles avec les besoins des amplificateurs de forte puissance aux fréquences microondes est la filière LDMOS. D'après [10], la technologie LDMOS n'aurait que des avantages par rapport aux transistors bipolaires silicium, notamment la stabilité thermique et un gain supérieur. Des performances intéressantes sont obtenues sur des transistors de la filière LDMOS, une puissance de 120W à 2GHz avec un gain associé de 10.6dB en classe AB et un C/I₃ de -30dBc est présenté dans [11].

L'offre des différents fabricants de transistor en technologie LDMOS est extrêmement développée. Motorola propose des composants (préadaptés ou non) pour des applications stations de base. Les fréquences d'utilisation couvrent la bande 1805MHz à 2170MHz pour des tensions d'alimentation comprises entre 26V et 28V et des puissances comprises évoluant de 4W et 120W. Les gains en puissance sont entre 10.2dB et 15dB. Comme l'illustrent les courbes issues des données de ce constructeur, pour des valeurs d'intermodulation de -35dBc, on obtient des rendements compris entre 17% et 26% associés à un gain en puissance situé entre 12dB et 15dB selon la puissance.

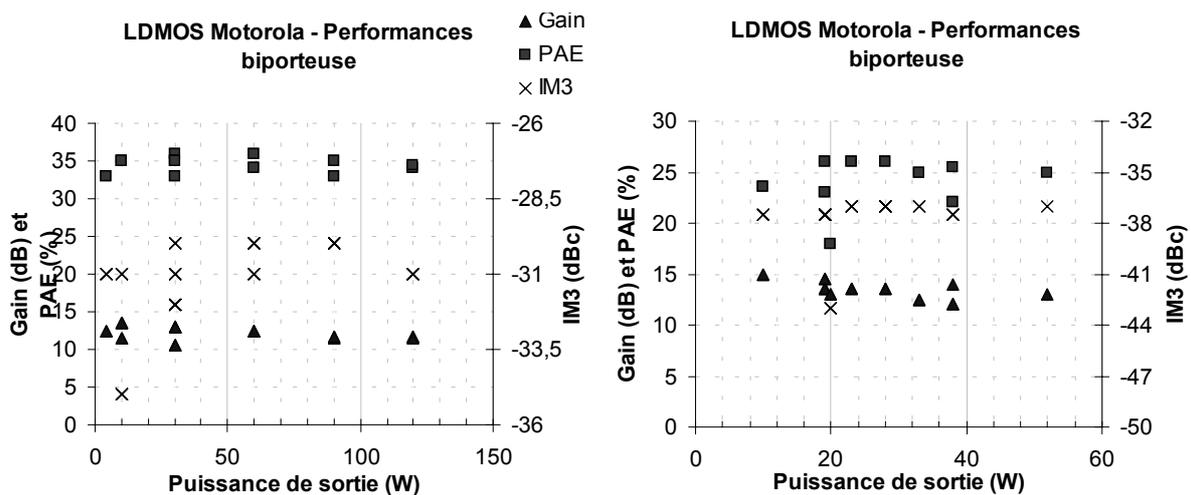


Tableau I-4 Performances des transistors LDMOS Motorola

En dehors des produits commerciaux, certains composants suédois (Ericsson – Infinéon) atteignent des densités de puissance assez importantes (1W/mm à 3.2GHz, cette densité de puissance atteint même 2W/mm à 1GHz) pour des tensions de claquage de 110V permettant d'atteindre des tensions d'alimentation de 50V à 3.2GHz et 70V à 1GHz [12].

Ultra RF (Cree) dont nous reparlons pour la technologie MESFET SiC, propose un large choix d'amplificateurs fonctionnant autour de 2GHz et proposant des puissances allant jusque 90W pour une tension d'alimentation de 28V. En présence de signaux modulés, il a été démontré une puissance de 9W, un gain de 11.5dB et un rendement de 13%.

III - A - 2 - d - Le carbure de silicium

Quelques travaux sur des transistors bipolaires sur SiC ont été publiés [13]. Cependant, la plupart des efforts de recherche se concentrent sur des transistors de type MESFET. Il est difficile de comparer les densités de puissance annoncées selon les technologies. En effet, ces

puissances sont extrêmement variables pour une même technologie selon le type de fonctionnement choisi (pulsé ou continu) et selon la taille des composants. Ainsi, un transistor de petite taille pourra avoir une densité de puissance très importante sans qu'elle ne soit vraiment en rapport avec celle qui sera donnée par un composant d'une dimension utilisable pour fournir de fortes puissances. Voici par exemple un aperçu des performances atteintes ([14], [15] et [16]).

Fréquence	Type de composant	Puissance	Taille	Pulse/CW	Densité de courant	Densité de puissance	PAE	Tension d'alimentation	Gain	Origine
3,1GHz	MESFET	80W	48mm	CW		1,66W/mm	38%	58V	7,6dB linéaires	
9,6GHz	MESFET	30,5W	12mm	pulse		2,54W/mm			7,6dB linéaires	
1,3GHz	SIT	268W	60mm			4,46W/mm		120V		
3,5GHz	MESFET	1,3W	0,25mm	CW		5,2W/mm	63%	50V	11dB associés	Cree
3GHz			0,25mm			7,2W/mm	48%	70V		Cree
3GHz	MESFET	48W	8mm			6W/mm	45%	60V	10dB	Cree
3,5GHz	MESFET	36,3W		pulse			21%	55V	6,5dB associés	
1,8GHz	MESFET	0,9W		CW	300mA/mm	2,8W/mm		54V		
2,1GHz	MESFET	15W		CW		0,83W/mm		30V		
3GHz	SIT	38W		pulse	65mA/mm	1,2W/mm		90V		

Tableau I-5 Principaux résultats sur des transistors ou des amplificateurs SiC ([14] [15] et [16])

Les principales structures utilisées sont donc le MESFET et le SIT (Static Induction Transistors). La structure MESFET permet des applications jusqu'à la bande X alors que la structure SIT se limite à la bande L mais offre des puissances extrêmement importantes.

Voici par exemple les structures utilisées :

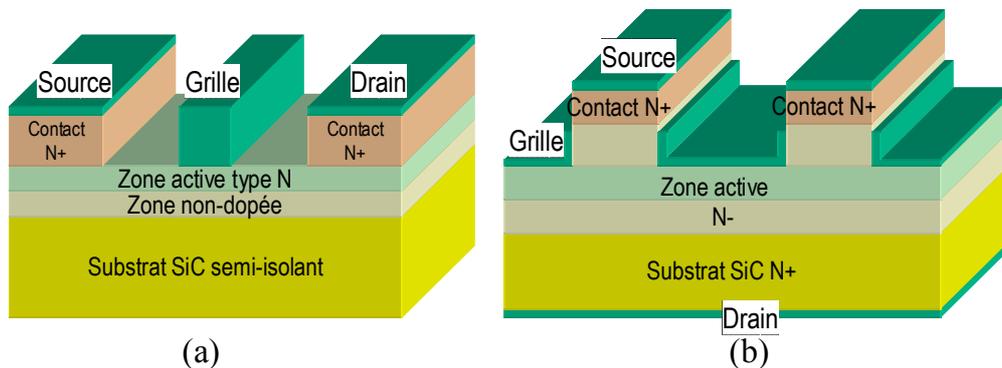


Figure I-3 Topologies de transistors sur SiC : (a) MESFET , (b) SIT

Les performances statiques des MESFET SiC sont liées principalement au dopage et à l'épaisseur du canal. La tension de claquage est dépendante de l'espacement entre la grille et le drain ainsi qu'à des effets de surface.

Contrairement aux MESFET, les SIT ont des structures verticales. Les phénomènes de claquage en surface entre grille et drain n'apparaissent donc pas et autorisent des tensions plus importantes. Par rapport au MESFET où l'épaisseur du canal est définie par épitaxie, le canal de ces composants est défini par gravure. Le canal étant plus large, il est nécessaire d'en réduire le dopage. La fréquence maximale d'oscillation est typiquement inférieure à 10GHz alors qu'un MESFET SiC avec une longueur de grille de $0,7\mu\text{m}$ a un f_{max} de 16GHz [15]. Technologiquement, la réalisation de structure SIT est beaucoup plus délicate.

En ce qui concerne des amplificateurs pour station de base, Cree propose 22W à 1dB de compression sur 400MHz de bande autour de 2.1GHz avec 12dB de gain. A 2GHz, une puissance de 75W est atteinte en fonctionnement continu [16].

A 3GHz, Lockheed Martin et General Electric ont publié [17] les performances d'un MESFET SiC fonctionnant en impulsion de 250 μ s (10%) fournissant 27W polarisé à 40V (1.9W/mm). Le gain linéaire est proche de 10dB, le rendement en puissance ajoutée maximum est inférieur à 35%.

Citons également les résultats obtenus par TRT [18] avec des MESFET SiC à une fréquence un peu plus faible de 500MHz avec une densité de puissance de 1.73W/mm pour un développement de 10.8mm, soit une puissance de 18.7W avec un gain associé de 8dB et un rendement de 50% polarisé à 40V. Des résultats pas encore publiés ont été obtenus en interne à 2.1GHz.

III - A - 3 - Les technologies à base d'arséniure de gallium

III - A - 3 - a - Les amplis HFET

Le HFET (ou HEMT) est apparu dans les années 1980 chez Fujitsu et Thomson. Pour la bande L, cette filière propose une puissance de 60W avec un rendement associé de 54% à 1.5GHz [19].

Un dérivé de cette technologie nommée FP-HFET (pour field-modulating plate) propose de plus fortes tensions de fonctionnement (la tension de claquage BV_{GD} passe de 22V à 36V) et atteint 100W pour une densité de puissance de 1.16W/mm, la polarisation du drain étant de 30V et le courant de drain maximal de 325mA/mm. Cette technologie augmente les tensions de fonctionnement mais a tout de même l'inconvénient de réduire le gain. Ces 100W sont obtenus dans une configuration push-pull combinant deux transistors de 50W, le gain linéaire est de 12.6dB et le rendement de 45.7% à 1.96GHz [20].

Le FP-HFET offre donc de plus fortes tensions de claquage mais nécessite toujours deux tensions de polarisation. Ces deux sources de polarisation de signes opposées sont un handicap pour les applications et tendraient à favoriser les transistors bipolaires. Cependant, d'autres compagnies (Motorola et Agilent) améliorent leur technologie PHEMT en développant le e-PHEMT (pour Enhanced-mode PHEMT [21]) pour supprimer ce handicap. Ces composants permettent de supprimer la polarisation négative et la commutation qui permet d'annuler le courant de drain au repos et simplifier l'aspect circuit de polarisation. Cette technologie est destinée aux applications mobiles.

En 2001, NEC [22] a présenté un amplificateur de 240W pour une utilisation dans des stations de base à 2.12GHz. Le rendement est égal à 50% et le gain linéaire de 12dB. La tension de polarisation est 12V. Un ACPR de -35dBc est obtenu pour une puissance de sortie de 45dBm et un rendement de 28%. NEC propose également un amplificateur push-pull à base de HFET AlGaAs/GaAs 140W avec 11.5dB de gain et des bons résultats d'intermodulation. La tension de polarisation est de 12V et le rendement vaut 42% [23].

Mitsubishi Electronics propose également des amplificateurs à base de transistors HFET atteignant une puissance de 160W.

C'est sur la base d'une technologie HFET qu'a été trouvée l'une des rares publications portant sur des amplificateurs fonctionnant autour de 3GHz. Dans [24] il est proposé un module fonctionnant dans la bande 2.6GHz – 3GHz délivrant une puissance de 48.3dBm avec un rendement de 32%. Le type de montage est assez proche de celui envisagé pour le test des composants TBH à forte tension de claquage de THALES et UMS. Il s'agit en effet d'un montage de type hybride.

III - A - 3 - b - Les amplis MESFET

A 2.2GHz, 100W sont obtenus avec 11dB de gain, 47% de rendement pour une polarisation de drain de 10V. Ce même amplificateur permet d'atteindre une puissance de 120W en le polarisant à 12V [25].

Les transistors de type Enhanced-FET offrent de bonnes performances en terme de linéarité et de puissance pouvant les destiner aux applications de stations de base. Fujitsu annonce avoir obtenu 150W à partir de quatre transistors de 40W chacun en configuration push-pull et un gain linéaire de 12.8dB. En terme de linéarité, un IM3 de -36dBc est obtenu avec une puissance de sortie de 47dBm et 35% de rendement [26]. Fujitsu présente également un amplificateur push-pull à base de quatre FET GaAs de 60W chacun aboutissant à une puissance totale de 240W avec 11.2dB de gain et 54% de rendement à 2.14GHz [27].

Beaucoup de réalisations qui offrent de fortes puissances sont réalisées à partir de montages push-pull. D'autres choisissent plutôt des diviseurs de Wilkinson afin de proposer par exemple 120W, 50% de rendement et 11dB de gain à 2.16GHz pour une tension de polarisation de 12V. Cette configuration a l'avantage d'après les auteurs [28] d'être plus compacte et de réduire les pertes par rapport à la configuration push-pull. Un IM3 de -42dBc est obtenu pour une puissance de sortie de 10W.

III - A - 3 - c - Les Transistors Bipolaires à Hétérojonction

Ce travail de thèse porte sur ce type de composants avec de fortes tensions de claquage. Nous allons donc voir les technologies de TBH forte tension déjà publiées. Le problème principal est de disposer de ces fortes tensions d'avalanche tout en conservant des performances suffisantes aux fréquences microondes. On trouve par exemple dans [29] des tensions d'avalanche base ouverte et émetteur ouvert respectivement de 106V et 134V (la définition de ces différentes tensions sera faite dans un prochain chapitre). Cependant les performances hyperfréquences sont assez limitées à en juger par les fréquences f_t et f_{max} qui valent respectivement 1.16GHz et 3GHz. Ces très fortes tensions de claquage s'expliquent par l'épaisseur de 9 μ m du collecteur. Il est annoncé qu'un transistor bipolaire sur silicium de taille comparable aura les mêmes tensions de fonctionnement mais des performances hyperfréquences plus faibles en raison des temps de transit plus importants (vitesses de saturation et mobilités plus faibles). Toujours à partir de l'hétérostructure AlGaAs/GaAs, des tensions de claquage base ouverte de 70V sont atteintes avec une épaisseur et un dopage de la région collecteur de 2.8 μ m et 7.5.10¹⁵cm⁻³ respectivement [30], [31]. Il est annoncé une

Chapitre I - Contexte de l'amplification de puissance en bandes L et S

puissance de 20W en CW polarisé à 28V avec 32% de rendement, le rendement collecteur valant 70% sur un composant de 2mm en classe B. Cependant, cette longueur de 2mm est la longueur cumulée de tous les doigts d'émetteur. La puissance atteinte n'est pas seulement fonction de cette longueur mais aussi de la largeur des doigts d'émetteur. Dans le cas de ces résultats, la largeur des doigts est de 4 μ m. Une densité de puissance de 12.5W/mm est d'ailleurs annoncée.

Des TBH fortes tensions sont également présentés dans [32] par Ericsson pour des applications en bande L à 2GHz. Les composants de cette étude devaient fonctionner à 24V en classe AB mais ne supportent pas des tensions supérieures à 22V, les meilleures performances étant obtenues à 18V. Les tensions de claquage de ces composants sont 51V à 53V pour BV_{CB0} et de 34V à 36V pour BV_{CE0} . La structure du collecteur pour atteindre ces tensions est une épaisseur de 2.5 μ m et un dopage de 2.10^{15} . Les performances annoncées restent assez modestes avec une puissance de 1.02W et un gain de 9.1dB à 2GHz sur un transistor comportant 12doigts de surface 4x30 μ m (soit 1440 μ m²).

Les démonstrations de TBH fortes tensions concernent pour la plupart des applications à assez basse fréquence, comme récemment publié dans [33] où des résultats à 900MHz sont présentés, montrant sans doute la difficulté de conjuguer de fortes tensions avec de hautes fréquences.

III - A - 4 - Le nitrure de gallium

Ce type de matériaux est particulièrement prometteur pour les applications de forte puissance sur une large bande de fréquence. La plupart des transistors de type HEMT (ou HFET) GaN sont issus de la croissance de nitrure de gallium sur un autre substrat (saphir ou SiC). Des records de puissances sont régulièrement atteints : NEC annonce en effet pouvoir obtenir 100W. Cree détient le précédent record avec 51W mais annonce aussi une puissance de 108W à 2GHz

Voici quelques performances atteintes ([15] et [16]).

Fréquence	Type de composant	Puissance	Taille	Pulse/CW	Densité de puissance	PAE	Tension d'alimentation	Gain	Origine
3,5GHz	HEMT		0,5mm	pulse 10 μ s, 0,1%	12,1W/mm		90V		Cree
				CW	9W/mm				
4GHz	HEMT	12,5W				46%	30V	>10dB	Cree
2GHz	HEMT	108W (2,6dB compr)	24mm	CW	4,5W/mm	54% max			Cree

Tableau I-6 Principaux résultats sur des transistors ou des amplificateurs GaN

Cree propose un amplificateur 11W à 1dB de compression sur 400MHz de bande autour de 2GHz avec 17dB de gain.

Des recherches concernent également la réalisation de TBH sur GaN [34].

III - A - 5 - Récapitulatif de ces technologies

Voici le récapitulatif des résultats présentés précédemment :

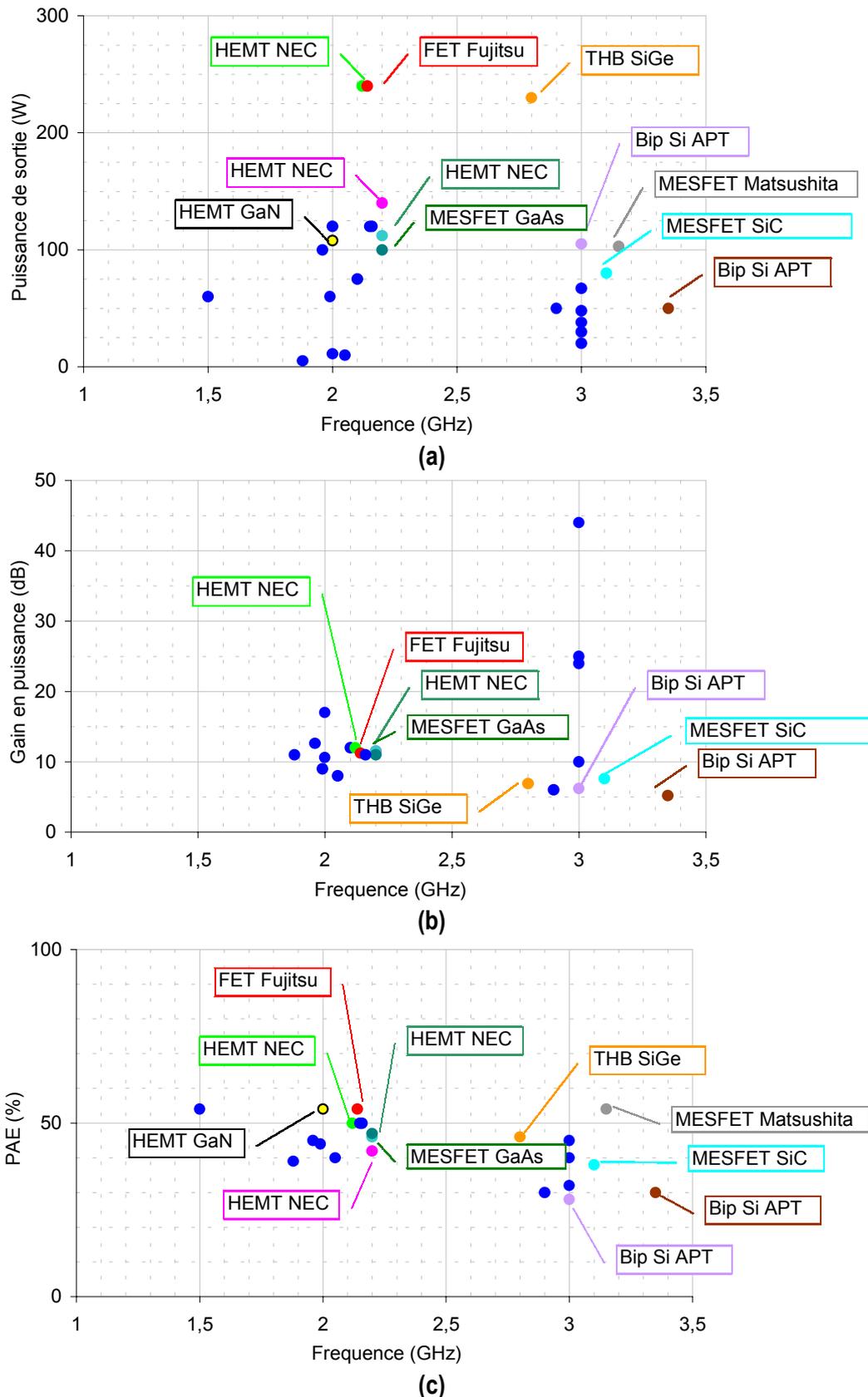


Figure I-4 Récapitulatif des performances d'amplificateurs de puissance en bande L et S publiés ou commercialisés : (a) Puissance, (b) gain et (c) PAE

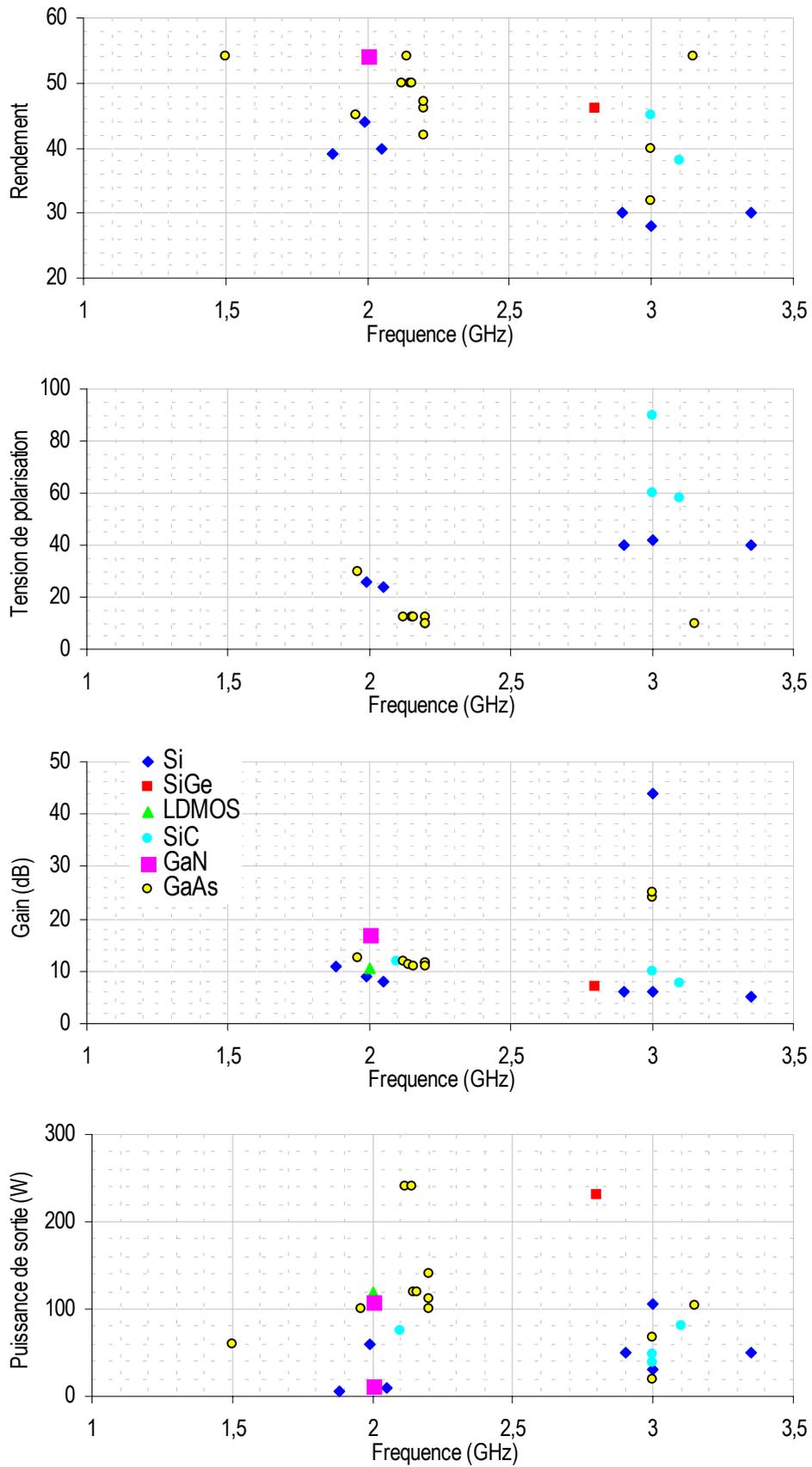


Figure I-5 Récapitulatif des performances d'amplificateurs de puissance en bandes L et S suivant le type de semi-conducteur

Sur ces différents résultats, en dehors des montages à plusieurs étages qui atteignent des gains importants, le gain en bande L (2GHz et 2.2GHz) est inférieur à 13dB. En bande S (3GHz) le gain est inférieur à 10dB. Le rendement en puissance ajoutée dépasse rarement 55% dans ces deux bandes. On regrettera l'absence de résultats concernant les technologies HEMT GaN à forte puissance dans ces fréquences aux vues de certains résultats sur cette technologie en bande X (6.7W, 6.7W/mm et 47% de rendement [17]).

III - A - 6 - Quelques résultats en bande X

Dans [35], on trouve une synthèse des résultats atteints en 2000 sur différentes technologies de puissance. Les technologies à base d'arséniure de gallium (PHEMT et MESFET) proposaient des puissances de 5 à 10W avec des rendements supérieurs à 35%. Ces composants ont typiquement des densités de puissance de 0.5 à 1W/mm. Les technologies SiC proposent, sur de petits transistors 4.3W/mm, 9dB de gain en puissance et 20% de rendement en puissance ajoutée à 10GHz (Cree) [36]. A cette même fréquence, le nitrure de gallium atteint 6.9W/mm, 9dB de gain et 51% de rendement en puissance ajoutée.

Les performances d'amplificateurs

En 2000, un amplificateur en technologie flip-chip à base de transistors GaN a été présenté dans [37]. Il atteint 14.1W et 9dB de gain à 8.5GHz

En 2001, Northrop Grumman a présenté de nouvelles architectures de TBH permettant d'améliorer les performances en bande X [38]. Une cellule élémentaire fournissant 29.6dBm avec 10dB de gain et 58% de rendement à 10.5GHz. A partir de cette cellule, un amplificateur deux étages a été réalisé aboutissant à 5W, 23dB de gain et 43% de rendement.

Si en bande S la réalisation d'amplificateurs hybrides est courante, la montée en fréquence privilégie les technologies monolithiques. La réduction de taille est donc une priorité afin de réduire les coûts. Ainsi en 2000, M/A-COM présentait [39] un amplificateur à base de FET GaAs 12W à 3dB de compression avec 40% de rendement sur une surface de 21mm².

Une comparaison des technologies MESFET (Infineon), HEMT (Triquint) et TBH (UMS) sur GaAs a été réalisée par la DGA [40], et a consisté en la réalisation de trois amplificateurs fonctionnant autour de 10GHz avec 20% de bande passante, ils atteignent des puissances à 2dB de compression comprises entre 37 et 39dBm (les surfaces des puces sont de l'ordre de 20mm²). L'amplificateur en technologie HEMT a montré une forte rotation de phase par rapport aux deux autres amplificateurs.

En bande X aussi, les fortes tensions de fonctionnement sont un avantage, de la même façon qu'en bande S, en 2003, la DARPA [41] (US MoD) a montré la comparaison entre deux amplificateurs bande X de 10W, l'un sur base de GaAs (Raytheon), l'autre sur GaN (Cree), l'amplificateur sur GaN a des impédances de charges dix fois plus importantes.

Fabriquant		Surface	Tension d'alimentation	Densité de courant
Raytheon	GaAs	5,7x3,3mm ²	7V	75mA/mm
Cree	GaN	1,6x1,2mm ²	30V	223mA/mm

La technologie TBH sur GaAs a aussi de bonnes performances en bande X en fonctionnement impulsionnel (80 μ s, 30%). De plus la technologie UMS HB20P est mature et des amplificateurs 10W sont réalisés, comme dans [42], où sur une même puce sont intégrés l'amplificateur et un circuit de stabilisation thermique évitant la dérive du courant de repos en fonction de l'état thermique de l'amplificateur. La tension d'alimentation est de 9V.

IV - Les limites de fonctionnement d'un transistor bipolaire à hétérojonction

L'objectif d'un composant électronique destiné à l'amplification de puissance est comme son nom l'indique de fournir un maximum de puissance en fonction des applications auxquelles il est destiné. Selon les fréquences visées, certaines technologies sont plus appropriées que d'autres. Dans le cas des transistors bipolaires, les fréquences de fonctionnement détermineront la technologie à mettre en œuvre : BJT, HBT... Cependant, il existe un point commun quel que soit le type de transistor bipolaire ou unipolaire : l'obtention de fortes puissances passera par l'augmentation des excursions du courant de sortie et/ou de la tension de sortie. Malheureusement, les valeurs de courant et tension maximales sont fortement soumises à des limitations. Nous allons expliquer l'origine des limitations (courants et tensions) auxquelles les transistors bipolaires sont soumis grâce aux équations principales de la physique des composants semi-conducteurs. De la même façon qu'il existe des limites de courant et tension, les effets thermiques restreignent également la plage d'utilisation.

On retrouve synthétisées ci-dessous les limites de fonctionnement d'un transistor bipolaire :

- L'effet Kirk qui limite le courant
- L'avalanche qui limite la tension
- La tension d'offset (liée à la somme des résistances $R_E + R_C$ et au type de jonction) qui réduit le rendement
- Les effets d'emballage thermique qui limitent la puissance dissipée supportable

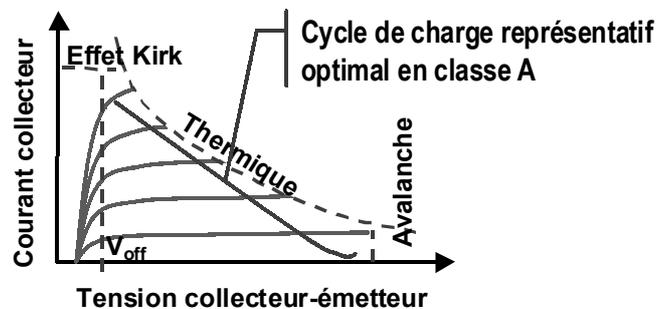


Figure I-6 Limites de fonctionnement dans un transistor bipolaire

L'origine physique de ces différents phénomènes est expliquée par la suite.

IV - A - L'effet Kirk

Ce phénomène, appelé également "base push-out" est à l'origine de la chute de la fréquence de transition (f_T) des transistors qui apparaît aux fortes densités de courant [43].

Sous l'action de la charge dynamique des électrons stockés dans la zone de charge d'espace base-collecteur, le profil de potentiel de cette jonction est déformé et la densité de trous dans cette région augmente.

On s'intéresse au cas d'un transistor NPN pour décrire ce phénomène.

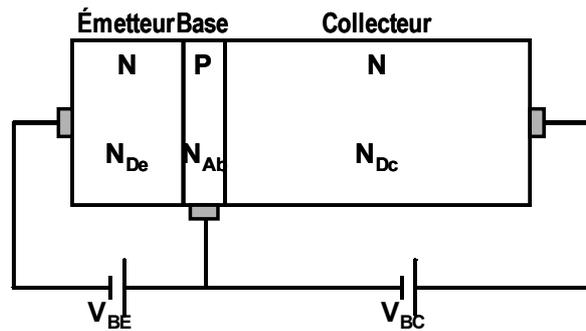


Figure I-7 Structure de transistor bipolaire en polarisation normale

A faible et moyen courant, le champ électrique dans la zone déserte base-collecteur dépend principalement du dopage mais aussi de la tension appliquée à la jonction, la densité de porteurs de charges libres est négligeable par rapport au dopage dans la zone neutre, la charge s'écrit à l'aide de l'équation de Poisson.

$$\rho = q(N_D - N_A + p - n)$$

si on se place dans le cas d'un transistor NPN, la charge dans le collecteur devient :

$$\rho = q(N_D - n)$$

Dû à ces charges traversant la zone déserte, il apparaît un courant égal à :

$$J_C = -qv_D(x)n(x)$$

L'équation de Poisson peut se mettre sous la forme :

$$\frac{dE}{dx} = \left(N_D - \frac{J_C}{qv_D(x)} \right)$$

La résolution de cette équation est simplifiée si on considère que la vitesse des particules est constante dans la zone déserte : $v_D(x) = v_{lim}$.

Le calcul du champ électrique, par intégration de l'équation de Poisson avec en $x=0$, $E(x=0) = E(0)$ donne :

$$E(x) = E(0) + \frac{q}{K\epsilon_0} \left(N_D - \frac{J_C}{qv_{lim}} \right) \cdot x$$

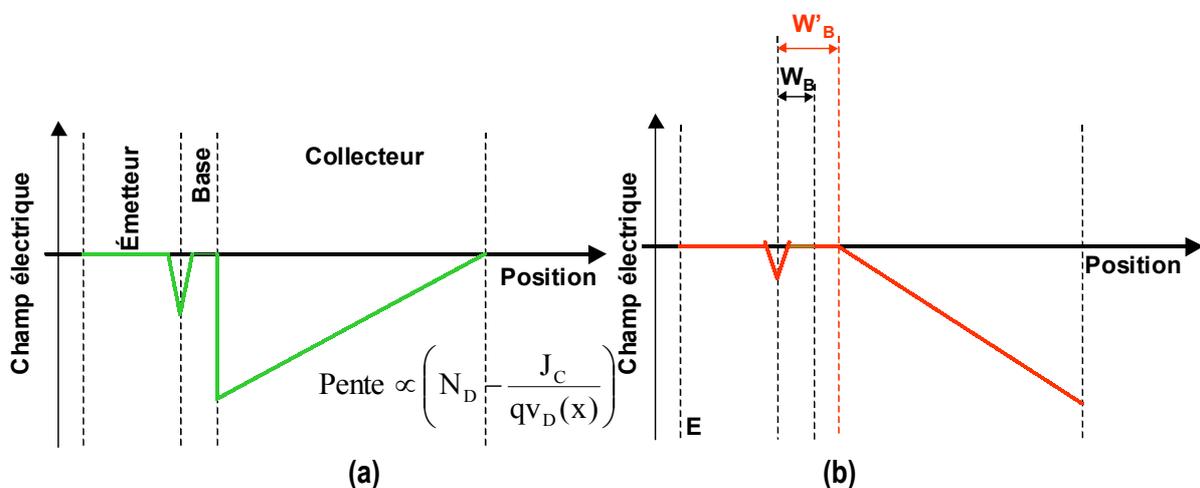


Figure I-8 Profil du champ électrique dans un transistor bipolaire en fonctionnement normal (a) et en régime de forte injection (b)

La pente du champ électrique est fonction du dopage de la région collecteur mais aussi de la densité de courant. Lorsque la densité de courant augmente, il arrive une valeur de courant pour laquelle la pente du champ électrique s'annule. Une valeur de courant limite est donnée par :

$$J_0 = q\mu_N N_D \frac{V_{CB}}{W_C}$$

Cette valeur de courant limite augmente avec le dopage du collecteur mais diminue avec l'épaisseur du collecteur. Lorsque la densité de courant dans le collecteur devient trop importante, il apparaît une zone au voisinage de la base où le champ électrique est nul, cette zone devient équivalente à la région de base.

Messenger et Kirk ont décrit l'évolution de la zone déplétée aux courants supérieurs à J_0 . Ils supposent une injection d'un grand nombre de trous dans le collecteur dopé N. L'intégration de l'équation de Poisson devra donc prendre en compte les électrons en transit dans le collecteur en plus du dopage en atomes donneurs.

Des électrons sont alors stockés dans le collecteur pour compenser le dopage lorsque le champ électrique est nul. Une partie du collecteur devient alors équivalente à la base dopée P. Puisque l'épaisseur de la base se trouve augmentée, le temps de transit des électrons est alors plus important, ce qui diminue la fréquence de transition du composant.

Ce phénomène dégrade donc fortement les caractéristiques hyperfréquences des composants à fort courant. On trouve ci-après une mesure du gain petit signal en fonction du courant qui l'illustre. Nous reviendrons plus en détails sur ces mesures dans un chapitre suivant :

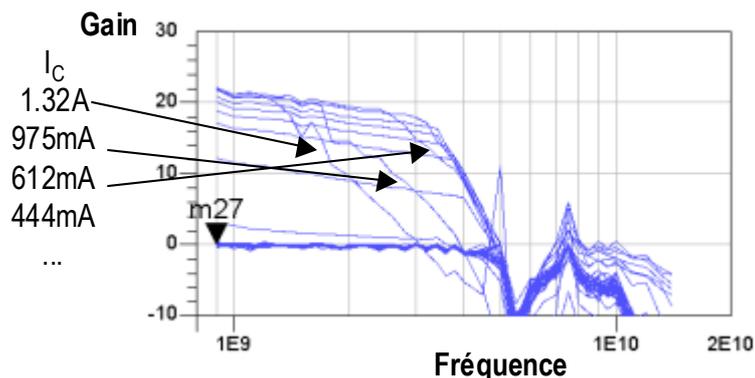


Figure I-9 Manifestation de l'effet Kirk sur des mesures de gain petit signal en fonction du courant

Il faut donc retenir que l'augmentation du courant passe, au niveau de la structure du collecteur par une augmentation du dopage N_C et une diminution de son épaisseur W_C .

Voici par exemple des valeurs typiques de courant limite en fonction du dopage et de l'épaisseur du collecteur:

$$J_K = -qv_{\text{sat}}N_D$$

avec $v_{\text{sat}}=2.5.10^7 \text{cm.s}^{-1}$ dans l'AsGa.

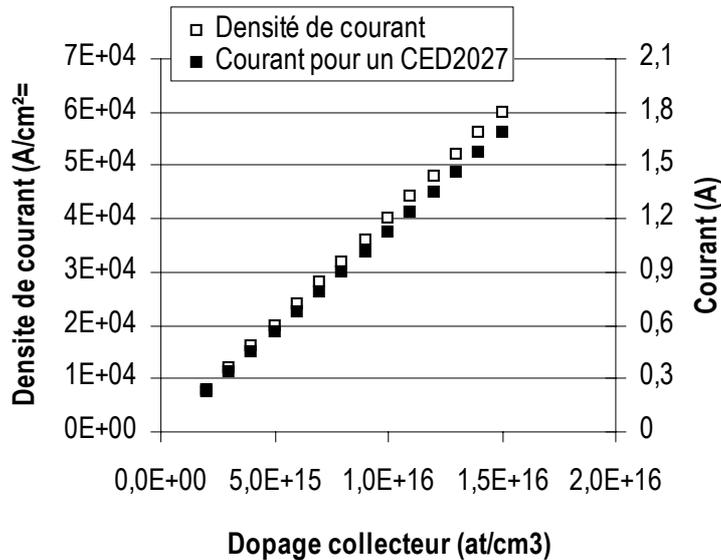


Figure I-10 Densité de courant (et courant dans un transistor de 20 doigts de $2 \times 70 \mu\text{m}^2$) en fonction du dopage du collecteur

IV - B - Le phénomène de claquage

Le point de départ du phénomène de claquage dans un semi-conducteur est l'ionisation par génération de paires électrons-trous. Cependant, il existe plusieurs types d'ionisations et tous ne conduisent pas au claquage.

IV - B - 1 - L'ionisation thermique

Le premier type est inévitable, il s'agit de l'ionisation thermique. L'agitation thermique est présente dès lors qu'on ne se trouve plus à une température de 0K. En effet au zéro absolu, il n'existe aucune particule mobile. Des températures différentes conduisent à la rupture de quelques liaisons covalentes du cristal et autorisent des électrons à atteindre des énergies suffisantes pour qu'ils ne soient plus liés à un atome, ils deviennent alors des porteurs de charges libres. La vitesse moyenne des électrons est égale à la vitesse thermique, définie par $v_{\text{th}}=(3kT/m_e^*)^{0.5}$ (de l'ordre de 10^7cm/s). La liaison covalente ayant perdue un électron fait apparaître un trou. Ce phénomène ne conduit pas au claquage, en effet, il n'est pas cumulatif, de plus, une partie des porteurs libres créés par l'agitation thermique se recombine afin de créer de nouvelles liaisons covalentes. Il s'établit donc un équilibre entre le nombre de porteurs libres et le nombre de porteurs qui se recombinent.

IV - B - 2 - L'ionisation par impact

L'ionisation par impact pour sa part peut conduire à la destruction du composant. A l'origine de ce type d'ionisation, on trouve un barreau semi-conducteur soumis à un fort champ électrique. Nous allons tenter d'expliquer de façon assez simple ce phénomène.

Un barreau semi-conducteur sans qu'aucune différence de potentiel ne lui soit appliquée n'est traversé par aucun courant, les porteurs de charges mobiles (dus à l'agitation thermique) se déplacent indépendamment les uns des autres, sans direction privilégiée. Si maintenant on applique une différence de potentiel à ce semi-conducteur, le champ électrique qui dérive de ce potentiel est :

$$\vec{E} = -\text{grad } V$$

La vitesse moyenne des charges mobiles devient alors non-nulle sous l'action du champ électrique. Ainsi, le déplacement des trous se fait dans le sens du champ électrique tandis que le déplacement des électrons se fait en sens inverse. Les trous et les électrons se déplacent alors à des vitesses qui sont en rapport avec le champ électrique auquel ils sont soumis :

$$\vec{V}_p = \mu_p \vec{E}$$

$$\vec{V}_N = -\frac{qE\tau_e(E)}{m_e^*} = -\mu_N \vec{E}$$

Où μ_N et μ_p sont les mobilités des électrons et des trous. τ_e est le temps moyen entre deux collisions appelé « libre parcours moyen ».

L'énergie cinétique d'une particule peut dans certains cas (lorsque les porteurs de charges atteignent de très grandes vitesses) atteindre des valeurs suffisantes pour que lors d'un choc sur un autre élément du cristal, elle rompe une liaison covalente créant ainsi une nouvelle paire électron-trou. Il faut remarquer que les phénomènes d'ionisations sont déclenchés par des électrons, en effet, leur mobilité est beaucoup plus importante que celle des trous, ce qui implique qu'ils atteignent de plus grandes vitesses sous un même champ électrique. Il existe alors en plus du premier électron qui a provoqué le premier impact, un nouvel électron issu de la paire électron-trou qui va lui-même déclencher d'autres collisions puisqu'il sera également soumis à un fort champ électrique. Il s'agit donc d'un effet cumulatif, chaque paire électron-trou déclenche de nouvelles ionisations.

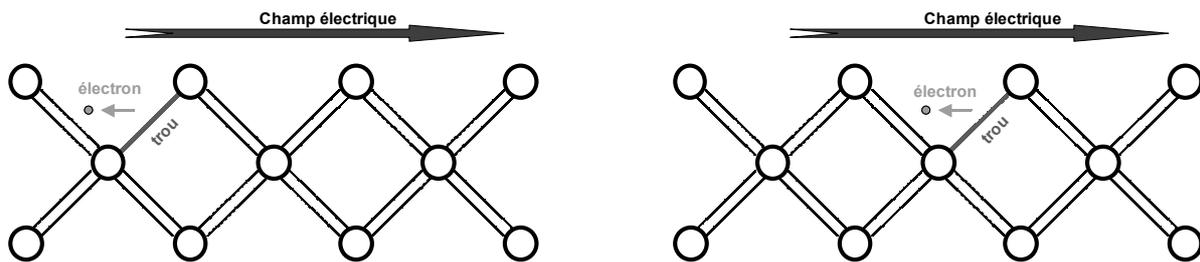


Figure I-11 Principe de l'ionisation par impact

IV - B - 3 - Description physique du phénomène

Pour comprendre le mécanisme de claquage dans le transistor bipolaire, nous allons nous intéresser à la jonction base-collecteur puisque c'est au niveau de cette jonction que le champ électrique et le potentiel appliqué sont les plus forts. Considérons donc une jonction PN abrupte. La base (P) et le collecteur (N) se caractérisent respectivement par les dopages N_A et N_D .

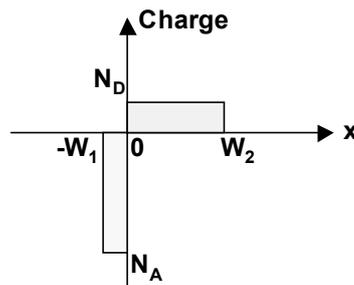


Figure I-12 Répartition des charges à l'équilibre thermodynamique au niveau d'une jonction PN
 W_2 et $-W_1$ représentent les épaisseurs de la zone de charge d'espace.

En appliquant la loi de Poisson entre $-W_1$ et 0 et entre 0 et W_2 , il vient (si on fait l'approximation qu'il n'y a qu'il n'y a pas de charges mobiles) :

$$\frac{d^2V}{dx^2} = \frac{q}{\epsilon} N_A$$

$$\frac{d^2V}{dx^2} = -\frac{q}{\epsilon} N_D$$

En intégrant ces deux relations, les expressions du champ électrique apparaissent

$$E = -\frac{dV}{dx} = -\frac{q}{\epsilon} N_A x + k_1$$

$$E = -\frac{dV}{dx} = \frac{q}{\epsilon} N_D x + k_2$$

Les constantes k_1 et k_2 sont obtenues en appliquant les conditions aux limites en $x=-W_1$ et en $x=W_2$, on obtient donc les expressions du champ E dans la jonction.

- Entre $x=-W_1$ et $x=0$ $E = -\frac{q}{\epsilon} N_A (W_1 + x)$
- Entre $x=0$ et $x=W_2$ $E = -\frac{q}{\epsilon} N_D (W_2 - x)$

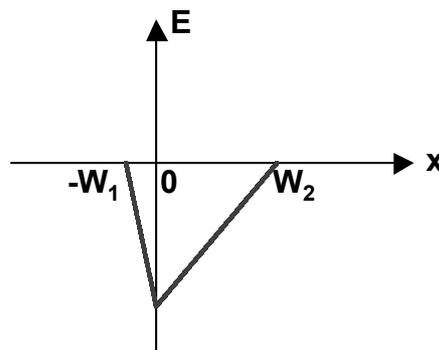


Figure I-13 Profil du champ électrique au niveau d'une jonction PN polarisée

Le champ électrique entre $x=0$ et W_2 peut donc s'exprimer en fonction de sa valeur maximale au niveau de la jonction.

$$E(x) = -E_{MAX} + \frac{q}{\epsilon} N_D x$$

Avec

$$E_{MAX} = \frac{q}{\epsilon} N_A W_1 = -\frac{q}{\epsilon} N_D W_2$$

A partir des expressions du champ électrique, il est possible de revenir au potentiel.

Les équations ci-dessus montrent que pour un matériau donné, avec un champ maximal de claquage imposé, il faudra faire un compromis entre le dopage et l'épaisseur de la couche dopé. Dans une configuration de transistors, il faudra lier l'épaisseur du collecteur avec son dopage. Une augmentation de l'épaisseur du collecteur conduira à une augmentation de la tension de claquage mais imposera aussi une limitation du dopage du collecteur, d'où une limitation du courant dû à l'effet Kirk.

Il faut passer alors par une intégration de ces deux expressions, sachant que $E = -\frac{dV}{dx}$ pour revenir au potentiel. Pour calculer ce potentiel, on appelle N_C le dopage du collecteur et W_C son épaisseur, on suppose que la région collecteur est entièrement déplétée, $W_2 = W_C$.

$$V = \int_0^{W_C} \frac{q}{\epsilon} N_D (W_C - x) dx = \int_0^{W_C} E_{MAX} - \frac{q}{\epsilon} N_D x dx$$

$$V = W_C \cdot E_{MAX} - \frac{1}{2} \frac{q \cdot W_C^2 \cdot N_C}{\epsilon}$$

Cependant, ceci n'est qu'une approximation permettant d'évaluer l'influence du dopage et de l'épaisseur du collecteur sur la tension de claquage. La valeur du champ maximum n'est pas une constante mais dépend des coefficients d'ionisation du matériau considéré et du profil du champ électrique.

Une forte tension de claquage s'obtiendra par une augmentation de l'épaisseur du collecteur et une diminution du dopage.

Voici par exemple des valeurs typiques de tensions limites en fonction du dopage, de l'épaisseur du collecteur et du champ critique [44]:

Collecteur		Tension d'avalanche	
Epaisseur (µm)	Dopage (cm-3)	BVcb0	BVce0
1	2,00E+16	28	13
2,8	2,00E+16	40	18
2,8	8,00E+15	54	26
2,8	6,00E+15	63	33
2,8	4,00E+15	69	41

Figure I-14 Tensions de claquage en fonction de l'épaisseur et du dopage du collecteur

Ces deux grandeurs BV_{CB0} et BV_{CE0} seront définies dans le chapitre III. La différence entre ces deux termes est liée au type de polarisation du transistor et peuvent être reliées par une relation faisant intervenir le gain en courant du composant.

IV - C - Les effets thermiques

L'arséniure de gallium ayant une très mauvaise conductivité thermique en comparaison avec le silicium, il a été développé des méthodes afin de permettre des puissances dissipées

importantes tout en fonctionnant à des températures de jonction les plus faibles. Il s'est donc agi de réduire la résistance thermique des composants de puissance ou de repousser les phénomènes d'emballage thermique. Cependant, même si la conductivité thermique du GaAs est moins favorable que celle du Si, les effets de la température sur les caractéristiques électriques du transistor sont différents entre ces deux matériaux.

Plusieurs niveaux d'actions sont possibles pour améliorer la résistance thermique des composants :

- Une modification de l'épithaxie elle-même afin d'insérer des résistances de ballast. Il s'agit de réaliser une contre-réaction sur la tension de commande base-émetteur lorsqu'une augmentation de température apparaît.
- Une modification de l'environnement du composant afin de réduire la résistance thermique, ce qui correspond à faciliter l'évacuation des calories créées au niveau des jonctions en utilisant par exemple un drain thermique. Il ne s'agit plus de modifier les caractéristiques électriques du composant.

IV - C - 1 - Le ballast

Le ballast consiste en l'ajout d'une résistance série au plus près du transistor afin de repousser les phénomènes d'emballage thermique.

IV - C - 1 - a - Principe de fonctionnement du ballast

Afin de comprendre le rôle d'une résistance de ballast dans un transistor bipolaire à hétérojonction, il faut déjà rappeler les effets de la température de fonctionnement sur les performances d'un transistor en prenant dans un premier temps le cas d'un doigt élémentaire. Nous allons considérer un transistor en montage émetteur commun en fonctionnement statique, polarisé tel qu'il le serait dans un amplificateur de puissance par une tension collecteur-émetteur V_{CE0} et par une source de courant ou une source de tension sur la base (I_{B0} ou V_{BE0}). Nous ne parlerons pas de la polarisation mixte.

Au niveau statique, l'effet principal de la température de jonction sur le transistor est une diminution du gain en courant β ainsi qu'une diminution de la tension de conduction des jonctions. Les variations du gain en courant dépendent du type de composant, la chute de gain en courant avec la température est présente seulement dans le cas des hétérojonctions, le gain en courant augmente dans les transistors à homojonction sur silicium augmentant ainsi les risques d'emballage. Voici de façon schématisée les effets sur les caractéristiques statiques d'un transistor à hétérojonction (en supposant des conditions isothermes).

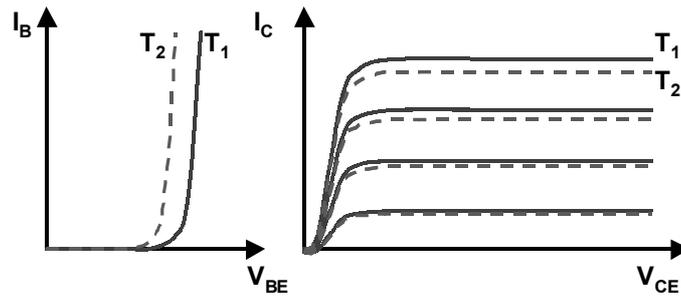


Figure I-15 Effet de la température sur les caractéristiques statiques

L'origine du décalage de la tension de conduction ainsi que la diminution du gain en courant statique avec la température s'explique par la modification des bandes d'énergie notamment au niveau de l'hétérojonction. Nous reviendrons sur ces phénomènes dans le chapitre suivant.

Supposons une augmentation de température :

- Dans le cas d'un courant base fixé, il apparaît une diminution du courant collecteur correspondant, entraînant donc une diminution de la puissance dissipée et donc de la température de fonctionnement, on obtient donc une sorte d'asservissement qui tend à retrouver un état d'équilibre.
- Dans le cas d'une tension base-émetteur fixée, la caractéristique courant-tension de la jonction base-émetteur étant modifiée, on obtient donc une augmentation du courant de base. Même si le gain en courant β diminue, l'augmentation du courant base peut globalement faire augmenter le courant collecteur et donc la puissance dissipée, on assiste alors à un phénomène d'emballement conduisant à la destruction du composant.

On voit donc que l'emballement est dû à une augmentation du courant base. Cependant, s'il était possible de réduire la tension base-émetteur lorsque la température augmente, il serait possible de repousser l'emballement thermique.

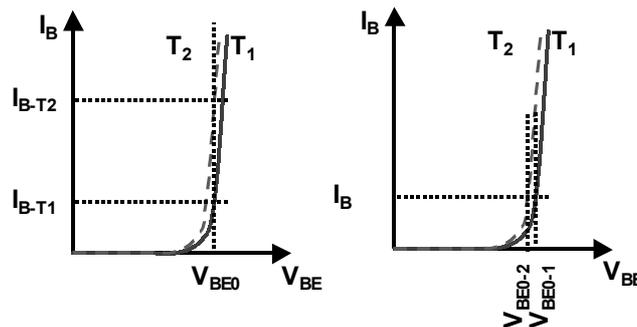


Figure I-16 Stabilisation du point de fonctionnement

Un tel phénomène s'obtient en ajoutant des résistances de contre-réaction ("ballast" dans la littérature). Elles peuvent être soit en série sur la base, soit sur l'émetteur. Leur but est, lors d'une augmentation du courant base et/ou d'émetteur sous l'effet de la température d'entraîner une chute de potentiel au niveau de la résistance, réduisant ainsi la tension aux bornes de la jonction. Ainsi pour une tension de polarisation externe V_{BE0} fixée, la tension au niveau de la jonction sera plus faible.

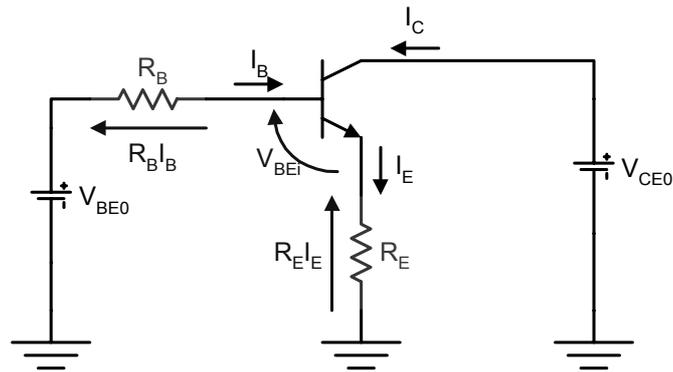


Figure I-17 Principe de la résistance de ballast

Le courant I_B étant plus faible que le courant I_E , on peut se rendre compte que ces deux résistances ont un rôle équivalent, à condition que la résistance R_B soit plus importante que R_E d'un facteur β . Voici une explication des phénomènes d'instabilité thermique valable pour les transistors monodoigts, le cas des transistors multidoigts est plus compliqué puisqu'il y a échauffement mutuel et répartition non-uniforme de courant dans chaque doigt.

IV - C - 1 - b - Réalisation technologique.

On a donc vu que pour être efficace, un ballast sur la base [45] doit avoir une résistance importante (avec un rapport β par rapport à un ballast sur l'émetteur). Une telle résistance de base dégrade les performances hyperfréquence du transistor. Le ballast sur la base n'est d'ailleurs pas appliqué aux transistors multidoigts sur silicium puisque le gain en courant augmente avec la température (phénomène inverse par rapport au TBH sur GaAs en raison de l'hétérojonction).

Il a été envisagé par THALES [46] d'atténuer la dégradation des caractéristiques hyperfréquences due à cette résistance de ballast sur la base en ajoutant une capacité de découplage en parallèle sur cette résistance. Ce montage ne s'applique pas aux transistors silicium : en effet, leurs fréquences de fonctionnement étant plus faibles, la capacité nécessaire pour découpler la résistance occupe une surface importante.

La résistance de ballast sur la base nécessite des valeurs importantes et dégrade les caractéristiques hyperfréquences, c'est pourquoi, le ballast est le plus souvent intégré dans la zone d'émetteur. Dans cette configuration, cette résistance est placée au plus près de la source de chaleur, ce qui est avantageux lorsque les matériaux utilisés pour ce ballast ont une résistivité qui augmente avec la température [47]. On montre également que cette couche résistive homogénéise le courant dans le doigt d'émetteur. Cet effet ne pouvant être obtenu avec cette même résistance placée en série à l'extérieur du composant. De plus une résistance plus faible placée au plus près de la zone active offre les mêmes performances qu'une forte résistance placée à l'extérieur. Technologiquement, le ballast est réalisé par l'ajout dans l'épitaxie d'une couche faiblement dopée dans l'émetteur, voici par exemple une épitaxie brevetée par THALES [48] comprenant une résistance de ballast dans l'émetteur.

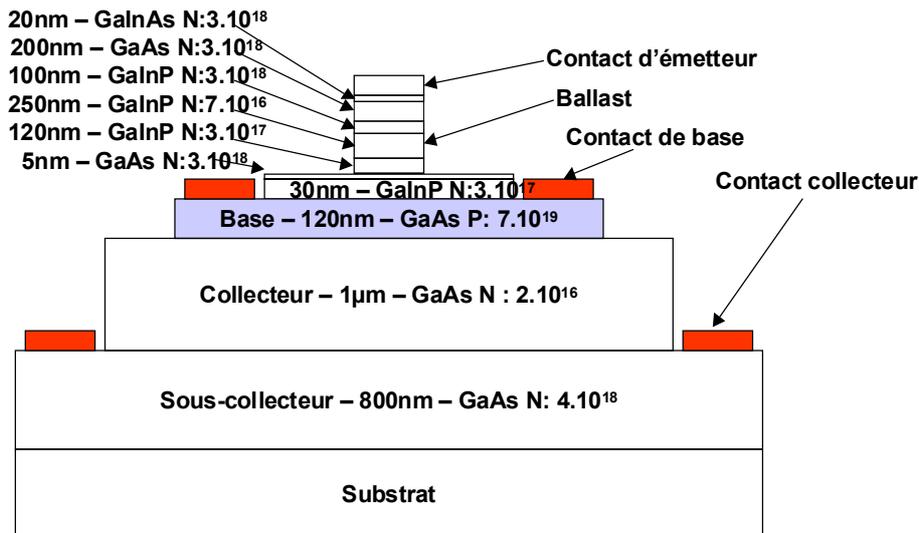


Figure I-18 Épitaxie d'un TBH GaInP/GaAs comportant un ballast dans le collecteur

Cependant, le ballast réduit les performances des composants, notamment en réduisant la fréquence f_{max} [49].

IV - C - 2 - L'évacuation des calories

Il est possible d'agir sur les caractéristiques électriques du transistor afin de repousser les phénomènes d'emballage thermique. Une autre possibilité consiste à modifier la géométrie du transistor, de son support ou la disposition des doigts, le but étant de permettre une meilleure évacuation des calories créées au niveau de la zone active, diminuant ainsi sa température. Rappelons tout d'abord que la chaleur est créée au niveau du collecteur, donc celle-ci peut s'évacuer soit par le collecteur puis le sous-collecteur et le substrat tout ceci en GaAs, très mauvais conducteur thermique, pour finalement atteindre la face arrière de la puce métallisée. L'amincissement du substrat est parfois envisagé dans la littérature. L'autre possibilité est d'évacuer la chaleur par la base puis l'émetteur.

Nous allons rapidement passer en revue les différentes méthodes pour réduire la résistance thermique :

IV - C - 2 - a - Radiateur

Le rôle de ce radiateur, reposant sur les doigts d'émetteur, est de rendre uniforme la répartition de température dans chaque doigt d'une structure multidoigts afin de limiter les phénomènes de focalisation du courant dans les doigts centraux. Voici le type de structure déposée par THALES appliquée aux TBH multidoigts [50] :

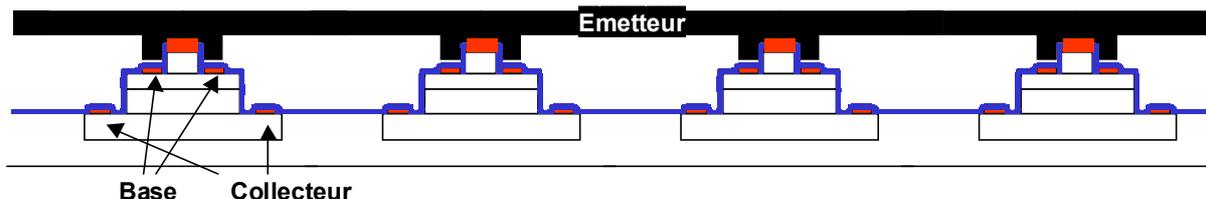


Figure I-19 Principe du couplage thermique entre les doigts d'un TBH par un pont thermique

Typiquement, le drain thermique a une épaisseur de 5µm, des versions plus épaisses de 35µm sont également étudiées.

IV - C - 2 - b - Disposition des doigts

La disposition des doigts est, elle aussi, soumise à une attention particulière. En effet, un espacement important de chaque doigt permet de les découpler thermiquement, en revanche, cela pose le problème de la densité de puissance RF qui pourra être obtenue sur une surface donnée. De plus, les performances en hautes fréquences peuvent être altérées si l'espace inter-doigt est trop grand.

IV - C - 2 - c - Technique flip chip

Le principal problème est l'évacuation de la chaleur générée par la zone active. Les méthodes énoncées précédemment consistent à extraire la chaleur et à l'évacuer loin de la zone active en ajoutant un pont (drain thermique).

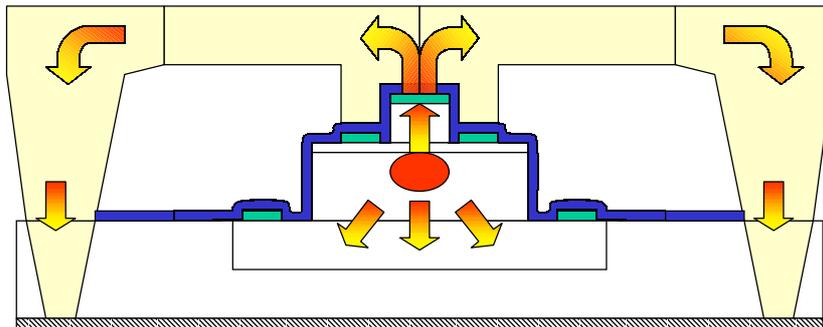


Figure I-20 Evacuation de la chaleur par le drain thermique

La technologie flip chip consiste à retourner le composant et à le reporter sur un matériau à forte conductivité thermique.

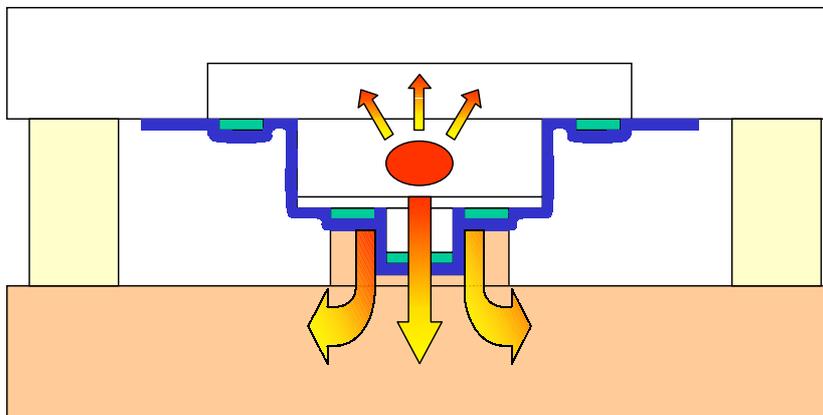


Figure I-21 Evacuation de la chaleur par le report flip chip

Dans le cas d'un montage classique avec drain thermique, certes les calories sont évacuées par le drain thermique mais devront retraverser le substrat par les trous métallisés pour être dissipée au niveau de la face arrière. Dans le cas du report flip chip, les calories sont directement évacuées dans un matériau à forte conductivité thermique. Il en résulte alors une résistance thermique globalement plus faible dans le cas du montage classique. Il reste toujours le problème lié à l'hétérojonction émetteur-base en GaInP qui a une très faible conductivité thermique et qui devra être franchie dans les deux cas. Technologiquement le report flip chip ne peut s'appliquer qu'à des amplificateurs de type hybride et pas aux technologies monolithiques. Dans le cas de technologie hybride, il faut alors prévoir une

conception utilisant des lignes de transmission coplanaires comme dans [51]. Ce type de montage ne paraît pas entraîner de dégradations des caractéristiques électriques.

Il faut aussi rappeler qu'un montage flip chip ou standard avec un drain thermique n'apporte pas de réel avantage dans le cas de fonctionnement pulsé, en effet, les impulsions courtes ne permettent pas à la chaleur d'atteindre des distances importantes.

V - Besoins, outils et méthodes pour l'expertise technologique et la conception optimisée d'amplificateurs.

Comme nous l'avons vu dans les pages précédentes, de nombreux paramètres entrent en considération lorsqu'il s'agit de concevoir des amplificateurs qu'ils soient à base de composants bipolaires ou à effet de champ.

Tout d'abord lors de l'étude et de la réalisation des composants, il est nécessaire de prédire au mieux les performances du composant afin de réduire les essais technologiques nécessaires pour obtenir un composant opérationnel. Des étapes de simulations physiques permettent, par le « bandgap engineering », d'optimiser la zone active. Une fois la zone active déterminée, la disposition des composants élémentaires est optimisée afin de satisfaire aux exigences de dissipation thermique mais aussi de dégradation minimale des performances hyperfréquences.

Ensuite, lorsque le composant est disponible, il est nécessaire d'en déterminer et d'en extraire les performances maximales, ceci passe donc par des étapes de caractérisation, de modélisation et de conception. Quand la phase de conception est terminée, d'autres outils sont nécessaires pour s'assurer du bon fonctionnement de la future réalisation et notamment garantir l'absence d'oscillations donc sa stabilité. Une fois l'amplificateur réalisé, d'autres étapes de caractérisation seront mises en œuvre pour en vérifier les performances.

V - A - Simulation électrique

C'est ce type de simulation qui est le plus utilisé pour la conception de circuit, en effet, à partir de modèles rigoureux, il est possible de s'assurer au mieux des performances d'une réalisation future. Elles sont basées principalement sur des modèles analytiques de composants qu'ils soient actifs ou passifs et des circuits équivalents électrothermiques implantables dans les logiciels de CAO.

V - B - Simulation physique

Le point de départ de ces simulations est une connaissance des propriétés physiques des matériaux. Il convient de connaître les caractéristiques physiques du matériau à étudier. La simulation physique repose sur l'étude du comportement des porteurs (électrons et trous) soumis à différentes excitations dans un semi-conducteur.

Prenons l'exemple d'un semi-conducteur de type N, il existe alors un grand nombre d'électrons dans la bande de conduction dont la vitesse moyenne est nulle en l'absence de champ électrique. Lorsqu'un champ électrique est appliqué, l'énergie des électrons augmente, donc ils montent dans la bande de conduction et leur vitesse moyenne n'est plus nulle. Les collisions (de différents types) qui interviennent font diminuer l'énergie de l'électron, en modifie sa direction et sa vitesse. Il existe alors un régime stationnaire qui correspond à l'équilibre entre l'accélération des particules par le champ électrique et les décélérations dues

aux collisions. Le champ électrique et la vitesse des électrons, en régime stationnaire, sont dans la même direction. Typiquement ce régime stationnaire est atteint après qu'un certain nombre de collisions ait eu lieu, ce qui se traduit en fait par une distance parcourue importante.

Voici une liste des collisions et des interactions qui sont rencontrées :

- Les interactions avec des impuretés
- Les interactions avec des phonons acoustiques
- L'absorption par des phonons optiques polaires
- L'émission par des phonons optiques polaires
- Les changements de vallées

Tous ces phénomènes sont quantifiés en fonction de l'énergie d'un électron et sont le point de départ des simulations de type Monté-Carlo.

V - B - 1 - Les méthodes Monté-Carlo

Les simulations de type Monté-Carlo sont utilisées pour résoudre l'équation de transport de Boltzman. Elles permettent de décrire le déplacement des électrons soumis à un champ électrique. Si un électron est soumis à un champ électrique, la connaissance des probabilités pour qu'il interagisse avec l'un des phénomènes présentés précédemment permet de déterminer son état et sa position après un instant donné. Un grand nombre de tirages permet ainsi d'obtenir de façon statistique les densités de porteurs dans une structure où règnent des champs électriques. Ces simulations de Monté-Carlo peuvent ensuite être utilisées pour déterminer des modèles comportementaux qui seront ensuite implémentés pour d'autres types de simulations physiques telles que celle décrites par la suite.

V - B - 2 - Les modèles dérive-diffusion

Un autre type de simulation concerne la résolution des équations de Poisson et des équations de continuité. Ce modèle dérive-diffusion considère qu'une densité de porteurs réagit instantanément au champ électrique qui lui est appliqué. La température est imposée et est la même pour toutes les particules. Une mise en œuvre de ce type de modèle a été réalisée au Laboratoire Central de Recherche de Thomson-CSF (devenu depuis Thales Research & Technology France). Ce simulateur physique dédié à l'étude des transistors bipolaires à hétérojonction a ensuite été repris et réorganisé afin de pouvoir être intégré dans un simulateur de type circuit [52]. Il permet de décrire des structures à une dimension, ce qui permet une bonne approximation du fonctionnement d'un transistor bipolaire. Une limitation de ce simulateur est la non-prise en compte des effets de survitesse. Néanmoins, il a été jugé suffisant, dans le cadre d'un couplage avec un simulateur circuit, de ne pas prendre en compte ces effets de survitesse en raison de l'épaisseur limitée du collecteur des structures étudiées (1 μ m) [53].

V - B - 3 - Les modèles hydrodynamiques

Ce type de résolution comble une partie des handicaps des modèles dérive-diffusion. La température n'est plus une constante dans tout le réseau et les effets de sur-vitesse peuvent être pris en compte. Sachant que les méthodes Monté-Carlo décrivent mieux ce phénomène

V - B - 3 - a - Les effets de survitesse

Les effets de survitesse sont des effets non-stationnaires qui apparaissent lorsqu'un échelon de champ électrique est appliqué à un électron. Celui-ci peut alors, dans les premiers instants (transport balistique jusqu'à ce que les premières collisions interviennent) atteindre des vitesses beaucoup plus importantes qu'en régime stationnaire [54].

Cependant, il faut distinguer deux choses: la vitesse d'un électron soumis à un champ électrique donné en fonction du temps et la vitesse d'un électron en fonction du champ électrique appliqué. Ces deux types de courbes ont des allures similaires mais n'ont pas les mêmes origines. Dans le cas d'un tracé de la vitesse en fonction du temps, le maximum de vitesse est observé dans les instants très courts et correspond au transport balistique de l'électron, mettant en évidence des phénomènes non-stationnaires. Dans le cas du tracé en fonction du champ électrique, l'allure de la courbe est due à l'évolution de la mobilité en fonction du champ électrique en régime stationnaire.

Dans le cadre de la simulation physique, les phénomènes de survitesse sont pris en compte par un modèle de mobilité des porteurs qui dépend de l'énergie des porteurs.

V - C - Simulation thermique

Ce type de simulation est particulièrement utilisé pour l'optimisation des structures de composant, qu'il s'agisse de déterminer la dimension des composants élémentaires, leur éloignement les un par rapport aux autres... Il est ainsi possible de connaître de façon précise l'état thermique atteint à un point d'une structure, grandeur qu'il n'est pas possible de déterminer expérimentalement.

Le principe de la simulation physique repose sur la résolution de l'équation de la chaleur discrétisée par une méthode de type éléments finis ou différences finies. Les logiciels commerciaux comme Ansys et des outils développés dans les centres de recherche utilisent des méthodes de type éléments finis [55].

Des méthodes de mesure [56] existent mais s'appliquent difficilement aux structures verticales telles que celle des transistors bipolaires. Dans ces structures, la zone chaude est recouverte par le dissipateur thermique, rendant la température en surface peu en rapport avec la température atteinte au cœur de la structure. Sachant que c'est la température dans la zone active qui est soumise à une limitation pour des raisons de fiabilité, il est important d'estimer au mieux la température du point chaud.

V - D - La simulation électromagnétique

Elle est basée sur la résolution des équations de Maxwell. Cette résolution peut être effectuée sur des structures à 2 ou 3 dimensions selon les cas. Parmi les méthodes de calcul, on trouve des simulateurs dit 2.5D qui permettent de traiter des problèmes telles que des structures planaires. Les méthodes par éléments ou différences finis peuvent traiter de la même façon des structures à 2 ou 3 dimensions.

V - E - Les simulateurs couplés

La précision donnée par les simulations électromagnétiques, physiques (sur les performances électriques d'une structure) ou par les simulations thermiques (sur les températures de fonctionnement) est bien supérieure à celle qu'offre la simulation électrique avec toutefois une mise en œuvre beaucoup plus difficile. En revanche, la simulation électrique à l'avantage de réduire les temps de calcul. C'est pourquoi, au sein de l'IRCOM, le couplage de ces différents types de simulation a été réalisé.

Parmi les limitations de la simulation de type circuit, on trouve la modélisation des éléments distribués tels que les lignes de transmission. Les modèles de lignes de transmission sont assez fidèles, il n'en est pas de même pour la modélisation des discontinuités (Té, transitions...), c'est pourquoi, il est parfois préférable de simuler ces éléments de façon électromagnétique et d'utiliser ensuite ces résultats dans les simulations électriques [57].

En ce qui concerne les méthodes électromagnétiques, les couplages sont proposés dans les logiciels commerciaux. Par exemple, une structure complexe simulée en électromagnétisme est mise sous la forme d'une matrice de paramètres [S] permettant de l'utiliser dans les simulations de type circuit. En ce qui concerne le couplage entre un simulateur électrique et un simulateur physique, il a été réalisé et appliqué au cas des TBH par Raphaël Sommet [52]. Quant au couplage entre les simulations thermiques et les simulations électriques, il n'est pas directement réalisé puisque les simulations thermiques sont extrêmement longues. En revanche, celles-ci servent de base à la création de modèles distribués qui permettent de recréer au niveau d'un circuit électrique le comportement transitoire de la température et de déterminer les couplages thermiques qui existent entre différents points d'une structure. Ces données sont alors mises sous la forme d'un sous-circuit « spice » et offre une grande précision dans le cadre de la création de modèle électrothermique [55].

V - F - Outils de caractérisation

L'IRCOM possède principalement deux bancs de mesure dédiés à la caractérisation de composants de puissance. Le premier permet une caractérisation statique et petit signal des composants et permet de réaliser des modélisations non-linéaires de composants discrets. Ces caractérisations peuvent être faites dans les conditions suivantes [58]:

- Bande de fréquence: de 500MHz à 40Ghz

- Tension et courant maximale: l'utilisation de générateur d'impédance interne 50ohms permet d'atteindre un courant maximal de 2A en court-circuit et une tension maximale de 100V en circuit-ouvert.
- Plage de température: -65°C à +200°C.

Ce banc repose sur l'utilisation d'un oscilloscope réalisant l'acquisition du point de fonctionnement continu et d'un analyseur de réseau vectoriel pour la mesure de paramètres [S] et d'outils logiciels développés spécifiquement pour ces applications.

Le second est un banc de type "loadpull" qui permet une caractérisation en fort signal des circuits microondes ne se limitant pas seulement aux composants discrets. L'un des points clé de ce banc est la mesure des ondes de puissances grâce à un analyseur de réseau. Il permet alors d'avoir accès facilement aux impédances présentées aux accès du dispositif sous test. Une extension pour des mesures de type pulsées a été mise en place [59] permettant de caractériser des composants pour des applications radar et ce jusqu'à une fréquence de 18GHz [60].

V - G - Stabilité des circuits

Un transistor étant un dispositif potentiellement instable, il est nécessaire de s'assurer de la stabilité pour ces conditions de fonctionnement. De nombreux critères existent pour vérifier la stabilité d'un dispositif. L'un des plus connu et des plus simple à mettre en œuvre est le facteur K (facteur de Rollet).

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

Le dispositif sera inconditionnellement stable si $K > 1$ et $|\Delta| < 1$.

Lorsque K est inférieur à 1, il existe des conditions de fermeture (Γ_L en entrée et Γ_S en sortie) pour lesquelles le dispositif sera instable. En effet, l'instabilité apparaît lorsque les coefficients de réflexion en entrée ou en sortie (S_{11} et S_{22}) devient égal à 1 [61] :

$$S'_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$
$$S'_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S}$$

A partir de cette expression sont définis des cercles de stabilités.

Cependant, ce critère n'est pas suffisant pour s'assurer de la stabilité linéaire d'un dispositif. La limitation principale est le fait que le circuit soit étudié à partir de ses deux accès (étude des modes pairs) alors que des rétroactions internes (modes impaires) peuvent être la source d'instabilités qui ne seront pas détectées par le facteur K. Des méthodes comme le NDF permettent d'étudier ce type d'oscillations. Le NDF repose sur l'étude de fonctions de transfert en boucle ouverte. Cette méthode permet de détecter les interactions et les risques de

bouclages entre les différents transistors constituant un amplificateur. Sa mise en œuvre pour l'étude de la stabilité linéaire est présentée dans [62].

L'étude de la stabilité en fonctionnement grand signal présentée dans [63], considère l'étude d'une perturbation qui est ajoutée à une composante grand signal.

VI - Conclusion

Pour répondre aux besoins des nouvelles générations de téléphonie mobile ou de radars, il est nécessaire de disposer de composants permettant de fournir de fortes puissances. Un fort rendement permet de réduire la température de fonctionnement des composants, améliorant leur longévité. Les fortes tensions de polarisation sont un point clé permettant notamment de réduire les pertes dans les circuits d'adaptation, augmentant ainsi le gain des montages amplificateurs. De nombreuses technologies permettent d'atteindre de fortes puissances en bande L et S, mais elles sont plus rares à proposer des gains importants: la technologie bipolaire silicium notamment atteint ses limites de gain et même lorsque le gain est suffisant, il n'est atteint que sur une plage de fonctionnement réduite en raison de la classe de polarisation couramment utilisée (classe C). La technologie TBH permettra de combler ces lacunes en proposant un gain plus important et des fonctionnements plus linéaires, ce qui permettra de les rendre utilisable dans des amplificateurs à forte linéarité pour stations de base.

Les technologies grand gap (MESFET SiC et HEMT GaN) sont prometteuses pour ces applications, le principal handicap du carbure de silicium est l'impossibilité de réaliser des structures HEMT, ce qui limite le gain. En ce qui concerne la technologie GaN, elle reste en phase de développement même si des résultats prometteurs sont régulièrement atteints.

Le point clé pour autoriser de fortes tensions d'alimentation d'un transistor bipolaire à hétérojonction (ou d'un transistor bipolaire en général) réside dans les compromis nécessaires qu'il faut réaliser lors de la définition de la structure du collecteur entre dopage et épaisseur. Cependant, même lorsque les objectifs de tensions d'alimentation sont atteints, les aspects thermiques nécessitent une attention particulière. La chapitre à venir s'attachera à décrire plus précisément cette technologie de composants et les solutions mises en œuvre pour satisfaire les contraintes thermiques.

VII - Bibliographie

- [1] E Sicard et S Delmas-Bendhia, "*Une introduction au GSM*", Bulletin de l'union des physiciens Vol 96, février 2002
(<http://bose.cnam.fr/hebergement/udp/bup/pj0202/08410329.pdf>): 329-340.
- [2] Agilent, "*Designing and Testing CDMA2000 base station*", Application Note.
- [3] G Delgado, "*The UMTS-GSM Co-Siting Problem*", MFC-net Outsourcing May 2001.
- [4] J Darricau, "*Physique et Théorie du Radar*", 2 éd., vol. 1 Sodipe, 1981.
- [5] J.W. Arthur, "*Modern SAW-based Pulse Compression Systems for Radar Applications*", Electronics & Communication Engineering Journal (Décembre 1995): pp 236-246.
- [6] "*Cree Microwave 2001 Data Book Supplement*",
http://www.creemicrowave.com/assets/applets/2001supplement_1.pdf .
- [7] <http://www.advancedpower.com>
- [8] P A Potyraj, Kenneth J Petrosky, "*A 230 Watt S-Band SiGe Heterojunction Bipolar Transistor*", IEEE Transactions on Microwave Vol 44, No 12 (Decembre 1996): pp 2392-2397.
- [9] X Zhang, Chone Saycocie et Al., "*A SiGe HBT Power Amplifier with 40% PAE for PCS CDMA Applications*", IEEE MTTs Digest (2000).
- [10] S Juhel, "*RF Power Transistors: Comparative Study of LDMOS versus Bipolar Technology*", Application Note ST AN1223 (Juillet 2000).
- [11] A. Wood, W. Brakensick, C. Dragon et W. Burger., "*120 Watt, 2 GHz, Si LDMOS RF power transistor for PCS base station applications*", MTT-S Digest 98 (vol 2) 1998: pp 707-710.
- [12] J. Olsson, N. Rorsman et L. Vestling et al., "*1W/mm Power Density at 3.2GHz for a Dual-Layer RESURF LDMOS Transistor*", IEEE Electron Device Letters Vol 43, No 4 (Avril 2002).
- [13] Y. Tang and T.P. Chow, "*An Implanted-Emitter 4H-SiC Bipolar Transistor with High Current Gain*", CPES Seminar Proceedings Session III: Semiconductor Devices (2000).
- [14] R.C. Clarke and J.W Palmour , "*SiC Microwave Power Technologies*", Proceedings of the IEEE Vol 90, No 6 (juin 2002): pp 987-992.
- [15] C.E Weitzel and K.E Moore, "*Performance Comparison of Wide Bandgap Semiconductor RF Power Device*", Journal of Electronic Materials Vol 27, No 4 special issue paper (1998): pp 365-369.
- [16] R S. Pengelly, "*2002 IEEE Topical Workshop onPower Amplifiers for Wireless Communications*", Cree Microwave , Durham, NC 27703 USA, 2002.
- [17] A.P. Zhang, L.B. Rowland, E.B. Kaminsky et al., "*Microwave Power SiC MESFET and GaN HEMTs*", Solid State Electronics Vol 47 (2003): pp 821-826.
- [18] F Villard, J-P Prigent, E Morvan et al., "*Trap-Free Process and Thermal Limitations on Large-Periphery SiC MESFET for RF and Microwave Power*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 51, No 4 (Avril 2003): pp 1124-1134.

- [19] J. Morikawa, K. Asano, K. Ishikura, H. Oikawa, M. Kanamori et M. Kuzuhara, "*60W L-band power AlGaAs/GaAs heterostructure FETs*", 1997 MTT-S Digest (vol 3) 1997: pp 1413-1416.
- [20] N. Sakura, K. Matsunaga, K. Ishikura, I. Takenaka, K. Asano, N. Iwata, M. Kanamori and M. Kuzuhara, "*100 W L-band GaAs power FP-HFET operated at 30 V*", MTT-S Digest (vol 3) 2000: pp 1715-1718
- [21] Y. Tkachenko, Y. Zhao, C. Wei and D. Bartle, "*Enhancement/Depletion Mode InGaP/AlGaAs PHEMT for High Efficiency Power Amplifiers*", Microwave Journal, Avril 2001.
- [22] I Takenaka, K. Ishikura, K. Takahashi et al., "*A 240W Power Heterojunction FET with High Efficiency for W-CDMA Base Station*", IEEE MTTs (2001).
- [23] I Takenaka, H Takahashi, K Asano et al., "*Improved IMD Characteristics in L/S-Band GaAs FET Power Amplifier by lowering Drain Bias Circuit Impedance*", IEICE Trans. Electron Vol E82-C, No 5 (Mai 1999): pp 730-736.
- [24] T. Murae, K Fujii et T Matsuno, "*A Compact S-Band MMIC High Power Amplifier Module*", IEEE MTTs-Digest (2000).
- [25] K. Ebihara, H. Takahashi, Y. Tateno, T. Igarashi et J. Fukaya, "*Lband 100-watts pushpull GaAs power FET*", 1998 MTT-S Digest (vol 2) 1998: pp 703-706.
- [26] Y. Tateno, H. Takahashi, T. Igarashi et J. Fukaya, "*A 150 W E-mode GaAs power FET with 35% PAE for W-CDMA base station*", MTT-S Digest (vol 3) 1999: pp 1087-1090
- [27] K. Inoue, K. Ebihara, H. Haematsu, T. Igarashi, H. Takahashi et J. Fukaya, "*A 240 W push-pull GaAs power FET for W-CDMA base stations*", MTT-S Digest (vol 3) 2000: pp 1719-1722 .
- [28] S. Morimoto, M. Maeda, T. Yokoyama, H. Ishida, M. Nakamura, Y.I. Ota et D. Ueda, "*A compact, high efficiency, 120 Watts GaAs power amplifier module for the 3rd generation cellular base stations*", MTT-S Digest (vol 1) 1999-2000: pp 325-328 .
- [29] A.G Baca, P.C Chang, F.H. Klem et Al, "*Vertical AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistors with 106V breakdown*", Solid-State Electronic (2001): pp 721-725.
- [30] D. Hill, HQ Tsern, T. Kim and M Tutt, "*Single-chip 30W CW AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor at 3GHz*", Proc GaAs IC Symp (1996): pp 229-232.
- [31] D. Hill and KIM, "*28V Low Thermal Impedance HBT with 20W CW Output Power*", IEEE Transaction on MTT Vol 45, No 12 (decembre 1997): pp 2224-2228.
- [32] T. Johansson, J. Soderstrom, L.F. Eastman et al, "*A Study of L-band GaAlAs/GaAs HBTs for High Voltage RF Power*", International Journal of Electronics Vol 87, No 4 (2000): pp 497-510.
- [33] N.L. Wang, C. Dunnrowicz, X. Chen et al, "*High Efficiency 28V Class AB InGaP/GaAs HBT MMIC Amplifier with Integrated Bias Circuit*", IEEE MTT-S Digest (2003): pp 707-710.
- [34] L.S. McCarthy, "*Aluminium Gallium Nitride/ Gallium Nitride Heterojunction Bipolar Transistor*", University of California, Santa Barbara, Decembre 2001.
- [35] B.A. Kopp, "*X-Band Transmit/ Receive Module Overview*", IEEE MTT-S Digest Vol 2 (2000): pp 705-708.

- [36] S.T. Allen, W.L. Pribble, R.A Sadler et al, "*Progress in High Power SiC Microwave MESFETs*", IEEE MTT-S Digest Vol 1 (1999): pp 321-324.
- [37] Y-F Wu, D Wapolnek, J Ibbetson et al, "*14- W GaN-Based Microwave Power Amplifiers*", IEEE MTT-S Digest Vol 2 (2000): pp 963-965.
- [38] M. Salib, H.-K. Hahn, J. Kositz et al, "*A Novel Base Feed Design for High Power, High Frequency Heterojunction Bipolar Transistors*", IEEE MTT-S digest (2001).
- [39] E L Griffin, "*Invited: X-Band GaAs MMIC Size Reduction and Integration*", IEEE MTTs Digest (2000).
- [40] F Murgadella, P Coulon et C Moreau, "*X-Band Technologies and MMICs Comparison for Active Phased Array Radar*", GaAs Conference Londres (2001).
- [41] J C Zolper, "*WFJ: Research and Development of Wide Bandgap Semiconductor Electronics for DoD*", IMS 2003 Workshop WFJ: Wide Bandgap Semiconductors for Microwave Transmitter Applications (2003).
- [42] Z Ouarch, "*X_band GaInP HBT 10W High Power Amplifier Including on-chip Bias Control Circuit*", IEEE MTTs Digest (2003): pp 855-858.
- [43] R.J. Whittier, D.A. Tremers, "*Current Gain and Cutoff Frequency Falloff at High Current*", IEEE Transaction on Electron Device Vol 16, No 1 (Janvier 1969): pp 39-57.
- [44] P Kurpas, F Brunner, W Doser et al, "*Development and Characterization of GaInP/GaAs HBTs for High Voltage Operation*", GaAs Mantech (2001).
- [45] William Liu, "*The use of base ballasting to prevent the collapse of current gain in AlGaAs/GaAs heterojunction bipolar transistor*", IEEE transactions on electron devices Vol 43, No 2 (Fevrier 1996): pp 245-251.
- [46] S Delage, D Floriot, H Blanck et P Roux, "*Composant Semi-conducteur à Transistors Bipolaires, Stabilisés Thermiquement*", Institut National de la Propriété Intellectuelle FR 2 726 125 - A1 (25 octobre 1994).
- [47] J K Twynam, M Yagura, "*Thermal stabilisation of AlGaAs/GaAs power HBTs using n-AlxGa1-xAs emitter ballast resistors with high thermal coefficient of resistance*", Solid State electronics Vol 39, No 9 (1995): pp 1657-1661.
- [48] S Delage, M-A Poisson, C Brilinsky et H Blanck, "*Bipolar Transistor with Optimized Structure*", United States Patent US005668388A (16 septembre 1997).
- [49] C.Y. Chu, J.J. Sheu, G.P. Li, "*Effect of Ballasts Resistors on Power and ESD Performance in AlGaAs/GaAs Heterojonction Bipolar Transistors*", GaAs Mantech (1999).
- [50] S Delage, S Cassette, H Blanck et E Chartier, "*Semiconductor Component with Integrated Heat Sink*", United States Patent US005719433A (17 février 1998).
- [51] O. Vendier, J-P. Fraysse, C. Schaffauser et al, "*Flip-chip mounted, Ku band power amplifier compliant with space applications*", IEEE MTT-S digest (2002): pp 1389-1392.
- [52] R Sommet, "*Intégration d'un Modèle Physique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction dans l'Environnement de la CAO Non-linéaire des Circuits Monolithiques Microondes*", Thèse de l'Université de Limoges, 3 octobre 1996, N° d'ordre 38-96.

- [53] R Sommet, Y Perréal et R Quéré, *"A Direct Coupling Between the Semi-conductor Equation Describing a GaInP/GaAs HBT in a Circuit Simulator for the Co-design of Microwave Devices and Circuits"*, GaAs Symposium (1997): pp 149-152.
- [54] S Laval, *"Physique des semiconducteurs III-V"*, Ecole d'été d'optoélectronique,.
- [55] D Lopez, *"Intégration dans un environnement de Simulation Circuit d'un Modèle Electrothermique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction Issu de Simulations Thermiques Tridimensionnelles"*, Thèse de l'Université de Limoges, 11 mars 2002, N° d'ordre 10-2002.
- [56] R Aubry, C Dua, J-C Jacquet et al, *"Measurement of Temperature in AlGaIn/GaN High-Electron-Mobility Transistors using Micro-Raman Scattering Spectroscopy"*, European Physical Journal - Applied Physics (à paraître).
- [57] E Byk, *"Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale des composants et modules millimétriques de forte puissance"*, Thèse de l'Université de Limoges, 2002, N° d'ordre 62-2002
- [58] J-P Teyssier, P Bouysse, Z Ouarch et al., *"40GHz/150ns Versatile Pulsed Measurement System for Microwave Transistor Isothermal Characterization"*, IEEE Transaction on MTT Vol 46, No 12 (Decembre 1998): pp 2043-2053.
- [59] C Arnaud, D Barataud, J-M Nébus et al., *"An Active Pulsed RF and Pulsed DC Load-Pull System for the Characterization of Power Transistors Used in Coherent Radar and Communication Systems"*, IEEE MTT-S Digest (2000): pp 1463-1466.
- [60] T Gasseling, Thèse en cours, soutenance fin 2003
- [61] S. Piotrowicz, *"Intégration Monolithique de HEMT's sur Substrat InP en Vue de l'Amplification en Bande V"*, Université des Sciences et Techniques de Lille, 26 mars 1999 (No d'ordre 2506).
- [62] M. Campovecchio, *"Méthodes et Outils d'Aide à la Conception des Dispositifs Actifs Haute Fréquence"*, Université de Limoges, 19 décembre 2000 (Diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches)
- [63] S. Mons, *"Nouvelles Méthodes d'Analyse de Stabilité Intégrées à la CAO des Circuits Monolithiques Microondes Non-linéaires"*, Thèse de l'Université de Limoges, 27 janvier 1999 (No d'ordre 8-1999).

Chapitre II – Description et caractérisation de la filière TBH bandes L et S

I - Introduction

Ce chapitre a pour but de présenter la technologie TBH forte tension développée par THALES et UMS pour les applications en bandes L et S. Nous commencerons par un rappel sur l'intérêt de l'hétérojonction dans l'émetteur d'un transistor bipolaire. Les aspects technologiques propres à la réalisation de tels composants ne seront pas abordés, en revanche, nous présenterons les principales différences par rapport à la filière commerciale HB20P d'UMS ainsi que certains problèmes qui sont apparus au cours du développement, en particulier au niveau des tensions de claquage. Nous nous attarderons plus longuement sur les aspects thermiques et les différentes solutions mises en œuvre pour garantir une bonne évacuation de la chaleur générée au cœur des composants puisque il ne suffit pas d'être capable de générer un maximum de puissance, il faut pouvoir garantir une température de fonctionnement la plus faible possible de chacun des transistors pour leur assurer une longévité satisfaisante.

La seconde partie de ce chapitre se consacrera à la caractérisation des composants, la plupart des mesures présentées sont issues des différents bancs de caractérisation de l'IRCOM, qu'il s'agisse de mesures de caractéristiques statiques et de paramètres [S] pulsées ou des mesures de puissance de type load-pull. Ces mesures permettront de voir apparaître les améliorations apportées par les différents types de dissipateurs thermiques au niveau des valeurs de résistance thermique (en fonctionnement continu) mais également au niveau des variations de puissance ou de phase en fonctionnement impulsionnel.

II - Le TBH pour les applications en bandes L et S

Nous passons maintenant à la technologie qui fait l'objet de cette thèse, à savoir la technologie TBH à forte tension de claquage, en commençant par un rappel sur le rôle de l'hétérojonction dans l'émetteur d'un transistor bipolaire.

II - A - Rappels sur l'origine de l'hétérojonction

L'idée de fabriquer des transistors à partir de matériaux possédant des gaps d'énergie différents est ancienne. Dès 1957 [1], il était envisagé la réalisation de transistors bipolaires avec un émetteur constitué d'un matériau à grand gap d'énergie. L'arrivée de nouvelles méthodes d'épitaxie (MBE et MOCVD) ont permis dans les années 1970 de concrétiser des structures imaginées plusieurs dizaines d'années plus tôt.

Quel est l'intérêt d'utiliser un matériau à grand gap d'énergie dans l'émetteur ? Pour le comprendre, nous allons considérer le cas d'un transistor bipolaire NPN

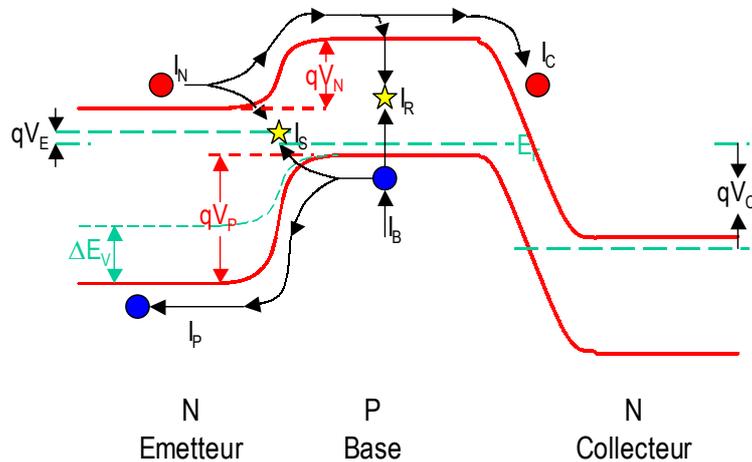


Figure II-1 Déplacement des électrons et des trous dans la structure de bande d'un TBH

Cette structure, constituée d'une jonction PN polarisée en direct (BE) et d'une seconde jonction PN polarisée en inverse fait apparaître les courants suivants :

- I_N : Courant d'électron injecté de la région N à la région P
- I_P : Courant de trous injectés de la région P à la région N
- I_R : les courants de recombinaison dans la zone P
- I_S : Le courant de recombinaison dans la zone de charge d'espace

En considérant ce diagramme de bande d'énergie d'un transistor bipolaire, le courant principal est le courant d'électron I_N , les autres termes sont des termes parasites qu'il est nécessaire de réduire au mieux. Les courants d'émetteur, de collecteur et de base s'écrivent alors de la façon suivante :

- $I_E = I_N + I_P + I_S$
- $I_C = I_N + I_R$
- $I_B = I_P + I_R + I_S$

L'un des facteurs de mérite de cette structure est le gain en courant qui est égal à :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_N - I_R}{I_p + I_R + I_S} < \frac{I_N}{I_p} = \beta_{\max}$$

Où β_{\max} est défini comme la valeur maximale du gain obtenu quand le courant collecteur est suffisamment élevé pour rendre les recombinaisons à l'interface émetteur-base négligeables devant celles présentes dans le volume de la base. Cette valeur ne dépend pas du courant et est une donnée intrinsèque d'une structure. L'apport d'un matériau à grand gap dans l'émetteur améliore principalement cette grandeur comme le montrent ces relations :

- Dans le cas d'un transistor à homojonction, $\beta = \frac{N_E \cdot W_E \cdot D_{nB}}{N_B \cdot W_B \cdot D_{pE}}$
- Dans le cas d'un transistor à hétérojonction, $\beta = \frac{N_E \cdot W_E \cdot D_{nB}}{N_B \cdot W_B \cdot D_{pE}} e^{-\frac{\Delta E_V}{kT}}$ où ΔE_V correspond à la grandeur représentée sur la Figure II-1.

Cette relation montre la forte influence de la température sur le gain en courant

En raison de la réduction du courant de trou dans la jonction émetteur-base et de l'augmentation du gain en courant, le dopage de l'émetteur peut être réduit. La diminution du dopage de l'émetteur permet de réduire la capacité de jonction base-émetteur améliorant ainsi les performances dynamiques aux très hautes fréquences. Le dopage de la base peut être augmenté sans dégrader fortement le gain en courant β . L'amélioration principale apportée par l'augmentation du dopage de la base est une réduction de la résistance de base. Ainsi, la diminution de R_B et de C_{BC} contribuent à augmenter le gain en puissance puisque la fréquence maximale d'oscillation augmente :

Le dopage important de la base empêche également la zone désertée de s'étendre dans la région base, augmentant ainsi la tension d'Early d'où une plus faible conductance de sortie [2]. L'effet Early est lié à la modification de l'épaisseur de la base en fonction des variations de la tension base-collecteur. Si le dopage de la base est plus faible, la zone de charge d'espace s'étend dans le collecteur et dans la base sous l'effet de la polarisation base-collecteur. L'effet Early entraîne principalement une réduction de l'épaisseur de base, contrairement à l'effet Kirk qui en augmente l'épaisseur.

II - B - Intérêt des TBH par rapport aux transistors bipolaires silicium

Tout d'abord, l'arséniure de gallium a des performances en terme de mobilité par rapport au silicium qui sont supérieures :

Materiaux	Mobilité à 300K (cm ² /V-s)	
	Type de porteurs Electrons	Trous
Silicium	1500	450
Arséniure de Gallium	8500	400

Tableau II-1 Mobilité des porteurs dans le silicium et l'arséniure de gallium

Ces mobilités sont à l'origine des performances hyperfréquences supérieures des transistors sur GaAs, en effet, la fréquence de transition est proportionnelle à :

$$f_T \propto \frac{1}{2\pi \left(\frac{W_{\text{collecteur}}^{\text{déplétée}}}{2 \cdot v_{\text{sat}}} + \frac{W_{\text{base}}^2}{2 \cdot D_n} + \tau_E + \tau_{C'} \right)}$$

Où τ_E et $\tau_{C'}$ sont les temps de charge des capacités base-émetteur et base-collecteur.

L'hétérojonction permet d'augmenter le dopage de la base, réduisant ainsi la valeur de la résistance de base et augmentant le gain en courant :

$$R_B \propto \frac{1}{N_{\text{base}}}$$

Cette résistance de base faible améliorant alors la fréquence maximale d'oscillation :

$$f_{\text{max}} = \sqrt{\frac{f_T}{8 \cdot \pi \cdot R_B \cdot C_{BC}}}$$

Ensuite, il est fait état dans [3] de l'intérêt majeur de l'hétérojonction GaInP/GaAs par rapport à l'hétérojonction GaAlAs/GaAs du point de vue de la fiabilité. Les raisons énoncées sont la réalisation d'un dopage graduel dans le cas de GaAlAs qui pose des problèmes de reproductibilité et ont un impact sur les mécanismes de dégradation. Le fait d'utiliser une jonction abrupte entre GaInP et GaAs réduit une partie des dispersions. Une grande partie des phénomènes de dégradation est liée au carré de la densité de courant, une augmentation de la tension de fonctionnement pour la génération de puissance permet une réduction du courant de fonctionnement et améliore ainsi la fiabilité. L'électromigration fait partie de ces phénomènes de dégradation et détériore les contacts en augmentant leur résistance.

II - C - Les choix retenus pour cette filière de TBH bandes L et S

Jusqu'alors, les TBH développés par UMS et TRT étaient destinés à des applications en bande X. Pour aboutir à un gain en puissance hyperfréquence suffisant, une épaisseur et un dopage collecteur respectivement de $1\mu\text{m}$ et $2 \cdot 10^{16} \text{at/cm}^{-3}$ étaient utilisés. Le développement de cette filière pour les bandes L et S avait les objectifs suivants :

- Augmenter la tension de fonctionnement d'un rapport 2 à 3
- Réduire le courant dans les mêmes proportions.
- Augmenter la densité de puissance et en conséquence le management thermique

L'augmentation de la tension passe nécessairement par une diminution du courant car les limites imposées par l'avalanche et l'effet Kirk sont gouvernées en grande partie par le dopage et l'épaisseur du collecteur. Une augmentation de la tension de claquage nécessite une diminution du dopage, réduisant ainsi la valeur du courant pour lequel apparaît l'effet Kirk.

II - C - 1 - Impact des fortes tensions sur l'impédance de charge

Les impédances de charges sont particulièrement avantagées par ces fortes tensions. Par exemple, si on compare deux composants d'une même technologie, l'un fonctionnant avec une tension de polarisation de 8V (valeur pour l'actuelle filière bande X d'UMS HB20P), l'autre une tension de 26V (comme le vise la technologie bande S HB20S), pour une même puissance, il faudra une excursion dynamique de courant beaucoup plus importante dans le premier cas, d'où une impédance de charge plus faible. Ces impédances sont encore réduites dans le cas de la mise en parallèle de composants. Il se pose alors le problème des pertes introduites dans les circuits d'adaptation et de recombinaison lorsque le rapport de transformation nécessaire est important.

II - C - 2 - Impact sur la technologie

Les développements de cette filière ont été réalisés en trois lieux, THALES, UMS et le FBH (centre de recherche allemand). Voici les différentes évolutions qui ont été réalisées pour mettre au point cette filière de TBH bandes L et S:

- TBH fabriqués par le FBH, ils furent parmi les premiers à proposer des tensions de claquages importantes (50V sur les composants dont nous avons disposé). Ce sont les premiers à avoir publié des résultats sur cette filière ([4] et [5]). Les transistors qui ont été mis à disposition pour les mesures à l'IRCOM étaient issus du masque KMV
- TBH issus du masque Boréal fabriqués à TRT. Ce masque proposait un grand nombre de topologies. Les plaques mesurées à l'IRCOM portaient les références:
 - Lot R1 RMS1827 et RMS1825
- TBH issus du masque Aurora (UMS), les différentes topologies sont issues du masque Boréal. Provenance des transistors:
 - AURORA V39071 4R59
 - AURORA 10
- TBH issus du masque Narvik (UMS). A partir des résultats issus de Boréal et Aurora, seules certaines topologies sont maintenues sur Narvik.
 - NARVIK 3 K190821 R61
 - NARVIK 3 K190826 R14

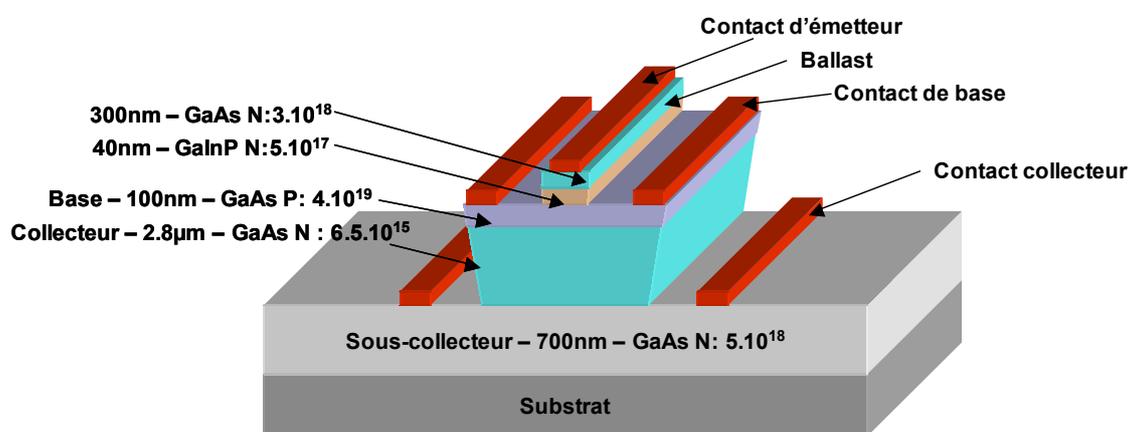


Figure II-2 Structure d'un doigt élémentaire

Pour la bande S, le collecteur a une épaisseur de $2.8\mu\text{m}$ et un dopage de $6.5.10^{15}\text{at/cm}^3$ permettant d'atteindre des tensions de claquage en base commune de 60 à 70V. Cependant, ce collecteur très épais n'a pas été sans poser de problèmes. En effet, une réduction de la tension de claquage base commune BV_{CB0} conduisant à un claquage prématuré des composants en raison d'un effet de pointe du champ électrique a été observé et des solutions pour résoudre ce problème sont proposées dans [6].

II - C - 3 - Les topologies de transistors envisagées

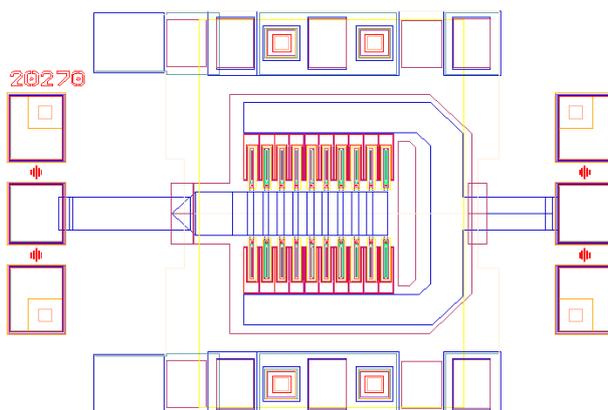
Afin d'atteindre des puissances importantes tout en gardant une surface raisonnable, il est nécessaire d'augmenter le développement de chaque transistor, les paramètres sont: la largeur et la longueur ainsi que le nombre de doigts d'émetteur

Pour les applications en bande X, l'optimisation des structures multidoigts a été réalisée dans [7]. Voici les constatations qui ont été faites:

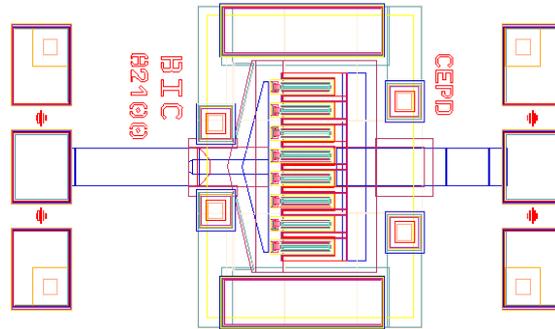
- L'espacement entre les doigts dégrade le gain hyperfréquence. Un espacement faible dans la mesure où il serait réalisable technologiquement est favorable, en revanche, au niveau de la température de fonctionnement, les doigts doivent être suffisamment espacés pour réduire les couplages thermiques.
- Le pont reliant tous les doigts d'émetteur réduit également le gain, la largeur du ruban base doit être augmentée.

Dans [8], l'impact du nombre de doigt et de leur longueur a été étudié. En ce qui concerne le nombre de doigts, il a été observé pour les applications bande X une inhomogénéité des impédances présentées à chacun des doigts lorsqu'un grand nombre de doigts est présent, lié notamment au fait que tous les doigts d'émetteur sont reliés entre eux par le radiateur, la self-inductance d'émetteur varie selon la position du doigt dans la structure. L'impact de la longueur des doigts, l'aspect distribué de la self-inductance de base apparaît et rend non-uniforme la puissance le long du doigt.

II - C - 3 - a - Les topologies distribuées



II - C - 3 - b - Les topologies parallèles



II - C - 3 - c - Structure des doigts élémentaires

En plus de la structure classique d'un doigt de transistor, sur cette filière ont été ajoutés des doigts appelés "bi-cellule".

Chaque cellule possède deux doigts d'émetteur et est en fait équivalente à deux doigts standards [9]. Ce type de structure est également présenté dans [10] et ne s'applique pas seulement à la bande S. Voici une coupe simplifiée d'un doigt classique et d'un doigt "bic".

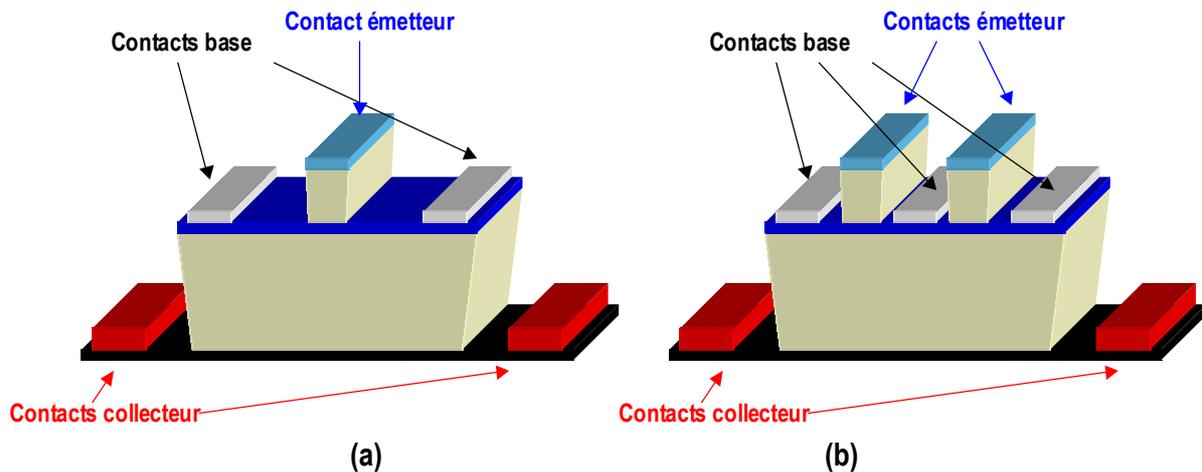


Figure II-3 Structures d'un doigt standard (a) et d'un doigt "bicellule" (b)

La bi-cellule correspond à deux doigts en parallèle, augmentant ainsi la densité de puissance par unité de surface.

II - C - 4 - Les solutions de "management" thermique

Un inconvénient majeur des transistors sur arséniure de gallium est la très mauvaise conductivité thermique de ce substrat.

materiau	conductivite thermique
GaAs	0,46
GaNP	0,052
Si	1,31
SiC	4
Cuivre	3,85
Or	3,5
Diamant	6 à 20

Tableau II-2 Conductivités thermiques de quelques matériaux

Le développement de cette filière a fait appel à de nombreuses simulations thermiques afin d'aboutir à la meilleure solution quant à la dissipation de la chaleur. L'évaluation de ces

méthodes de façon expérimentale sera réalisée dans la suite de ce chapitre. Ces méthodes de management thermique reposent toujours sur l'idée d'uniformiser la température de fonctionnement des doigts élémentaires par l'utilisation d'un radiateur afin de réduire les risques d'emballage thermique.

II - C - 4 - a - Le radiateur en or

C'est la première évolution mise en œuvre par THALES dans le but de réduire la résistance thermique des composants de puissance [11]. Ce radiateur d'or a deux usages: relier tous les doigts d'émetteur entre eux et aussi permettre l'évacuation de la chaleur par l'intermédiaire de trous métallisés vers la face arrière (montages émetteur commun). Les résultats obtenus par cette méthode concernent:

- Une réduction assez importante de la résistance thermique globale du composant multidoigt.
- Une uniformisation des résistances thermiques de chaque doigt élémentaire, réduisant ainsi les risques d'apparition de points chauds et d'emballage thermique.

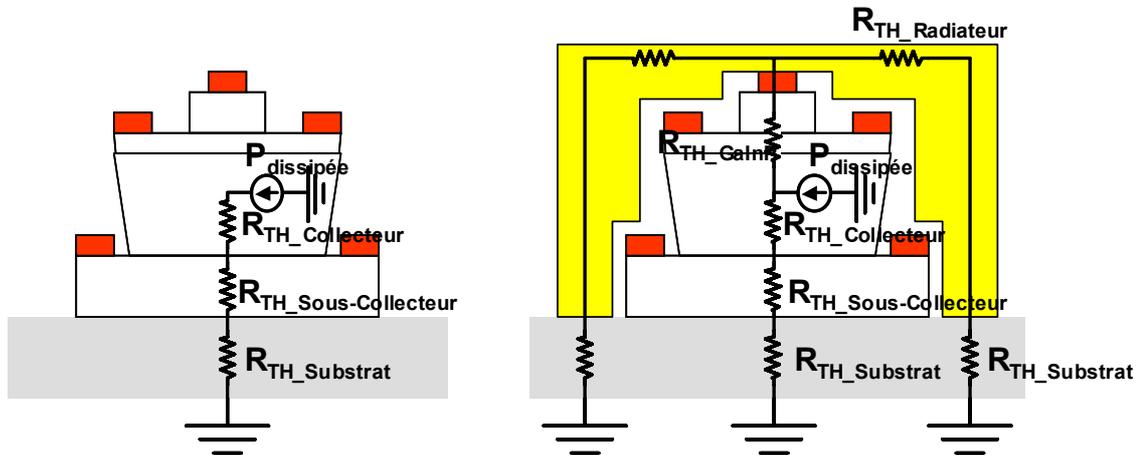


Figure II-4 Illustration de la diminution de la résistance thermique avec l'utilisation d'un radiateur

En supposant une puissance dissipée dans un doigt élémentaire $P_{dissipée}$, dans le cas où aucun pont n'est placé sur l'émetteur, l'élévation de température vaut:

$$\Delta T = (R_{TH_Collecteur} + R_{TH_Sous-Collecteur} + R_{TH_Substrat}) \cdot P_{dissipée}$$

Avec un radiateur, il y a certes l'influence de la couche de GaInP (dont la conductivité thermique est dix fois plus faible que la GaAs), mais globalement, l'élévation de température est plus faible.

$$\Delta T = (R_{TH_Collecteur} + R_{TH_Sous-Collecteur} + R_{TH_Substrat}) // (R_{TH_GaInP} + R_{TH_radiateur} + R_{TH_Substrat}) \cdot P_{dissipée}$$

L'épaisseur de ce pont est de $5\mu m$.

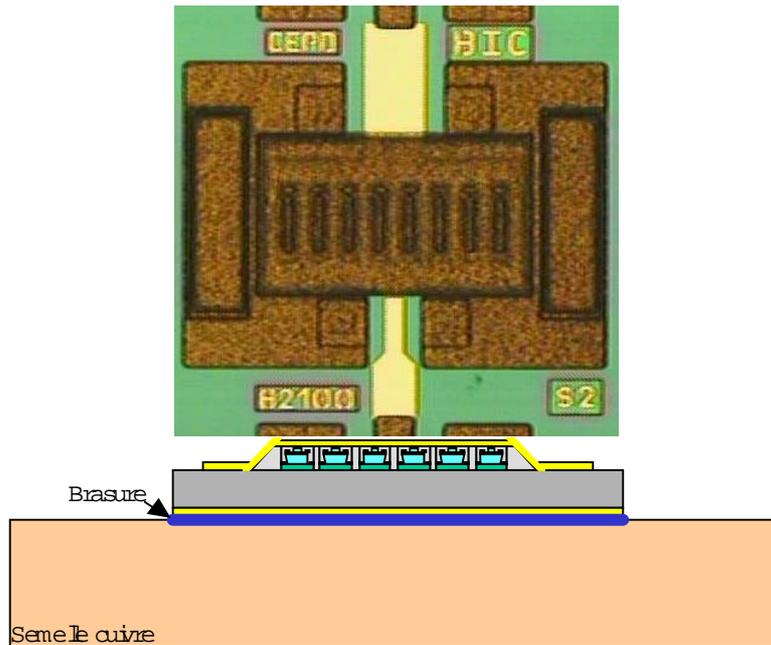


Figure II-5 Transistor avec radiateur d'or 5µm

II - C - 4 - b - Le radiateur en or épais

Cette évolution du dissipateur thermique, reprend le même type de radiateur que celui présenté plus haut, sur cette couche de 5µm d'or, une nouvelle pellicule de 30µm d'or est ajoutée afin d'améliorer encore la dissipation de la chaleur.

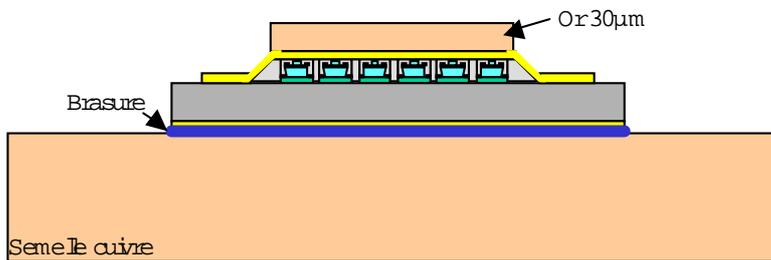


Figure II-6 Schéma avec radiateur d'or 35µm

II - C - 4 - c - Le radiateur en or fin + diamant

Toujours sur la base du pont en or de 5µm, l'originalité de cette méthode repose sur le fait qu'un autre matériau possédant une conductivité thermique importante est reporté sur le radiateur d'or. Cette idée est d'ailleurs protégée [12] et donne de bons résultats d'après les simulations thermiques. L'homogénéité de la température dans chacun des doigts est encore améliorée.

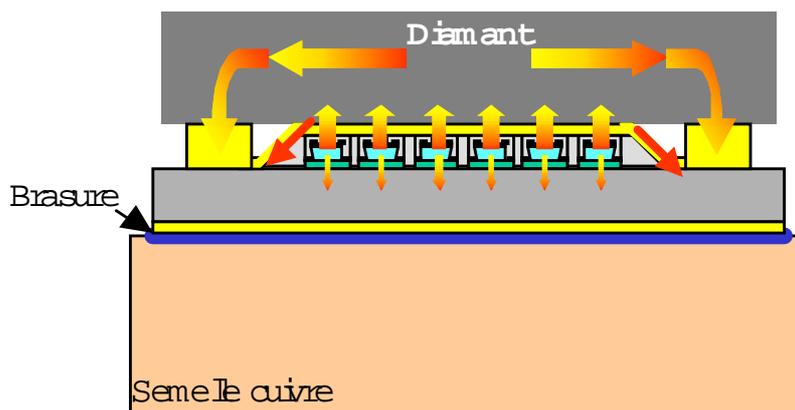


Figure II-7 Illustration de l'effet du diamant sur le comportement thermique

Ce montage a surtout un rôle de capacité thermique et apporte une meilleure évacuation de la chaleur en fonctionnement impulsionnel, l'évacuation de la chaleur (pour des fonctionnements continus) se fait toujours par l'intermédiaire du substrat de GaAs et des trous métallisés et donc reste limitée. Le report du diamant sur le transistor se fait de deux façons: par thermocompression ou brasure. Ci-dessous se trouvent des images d'un transistor sur lequel le diamant ne repose que sur une moitié du radiateur, ce montage permet seulement d'observer le contact entre le diamant et l'or. Pour les montages standards, le diamant repose sur l'ensemble du pont.

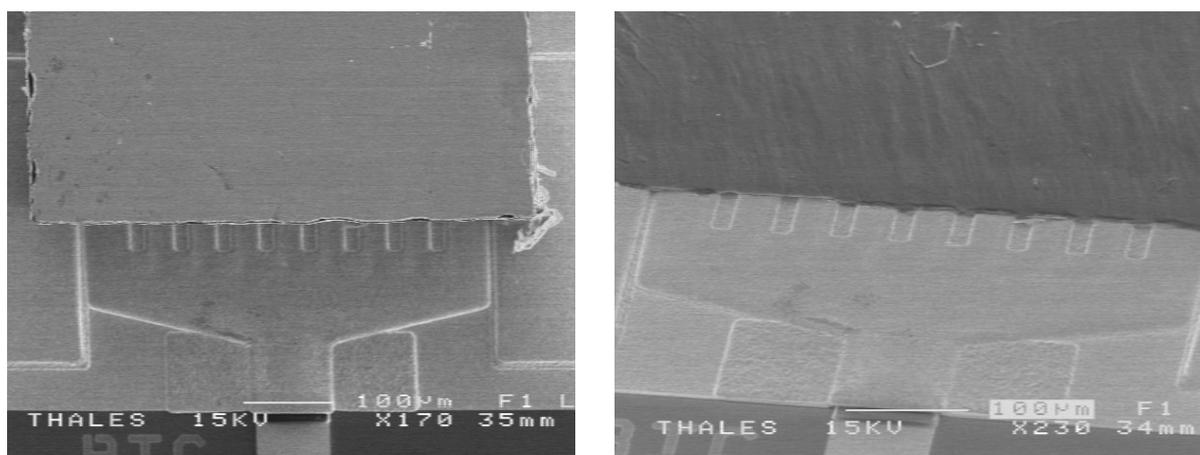


Figure II-8 Report du diamant sur le radiateur – Visualisation du contact entre or et diamant

III - Caractérisations thermiques et en puissance des TBH bandes L et S

On se propose dans cette partie d'évaluer les caractéristiques des composants vis à vis de la température ainsi que différentes solutions mises en œuvre pour améliorer l'évacuation de la chaleur. Plusieurs mesures peuvent être utilisées pour voir apparaître les améliorations :

- Mesure des résistances thermiques : cependant, certaines solutions appliquées pour accroître la dissipation thermique ne font qu'améliorer le comportement thermique dans les états transitoires, sans toutefois apporter de modifications significatives de la résistance thermique (définie comme étant le rapport entre l'élévation de température à l'état établi et la puissance dissipée).
- Une autre solution consiste à observer les effets de l'élévation de température sur le comportement du composant dans des régimes transitoires.

Les travaux effectués ([13] et [14]) sur le banc de mesure load-pull de l'IRCOM permettent tout particulièrement de détecter et de quantifier ces effets thermiques sur le fonctionnement en fort signal des composants. Il est en effet possible de mesurer au cours d'une impulsion de plusieurs centaines de microsecondes la puissance et le déphasage entrée/sortie à différents instants d'une impulsion. Nous y reviendrons au cours de ce chapitre.

Trois types de composants seront présentés en ce qui concerne la gestion des aspects thermiques. Cependant, une autre variable est apparue lors de ces caractérisations. En effet, tous ces composants sont issus de différents lots, ces lots n'étant pas réalisés à partir de substrats et d'épitaxies rigoureusement identiques. Ces variations rendent difficiles l'identification du type de management thermique le plus efficace.

III - A - Mesure des résistances thermiques

Dans le cas de transistor bipolaire à hétérojonction, il est difficile de faire une mesure directe de la température comme il est possible de la faire sur des composants où le transport du courant est en surface comme des transistors HEMT [15]. Pour les TBH, des méthodes optiques sont utilisées dans certains cas [16], lorsque la zone active n'est pas recouverte d'un radiateur trop épais. Pour les transistors de cette étude, le point chaud n'est pas directement accessible, il faut passer par des méthodes électriques pour estimer la température. Les méthodes proposées sont pour la plupart basées sur une méthode de coïncidence [17].

III - A - 1 - Mesure par la méthode de coïncidence

C'est une méthode de coïncidence qui est utilisée pour déterminer les résistances thermiques dans ce travail. On utilise le fait que la tension base-émetteur subit une décroissance, à un courant fixé, lors d'une élévation de la température de jonction. En superposant une mesure de la caractéristique $I_B=f(V_{BE})$ isotherme à une mesure en continu (Figure II-9), on connaît en chaque point d'intersection la température et la puissance dissipée, on accède ainsi à une valeur de résistance thermique.

Les courbes Figure II-9 l'illustrent. On y a superposé les mesures en impulsion ($V_{CE}=6V$) à différentes températures (22, 50, 100 et 150°C) à des courbes mesurées en continu. Ces courbes en continu sont obtenues pour différentes tensions V_{CE} (5V, 10V et 15V) afin de pouvoir atteindre des puissances dissipées importantes en limitant le courant dans les pointes de mesure

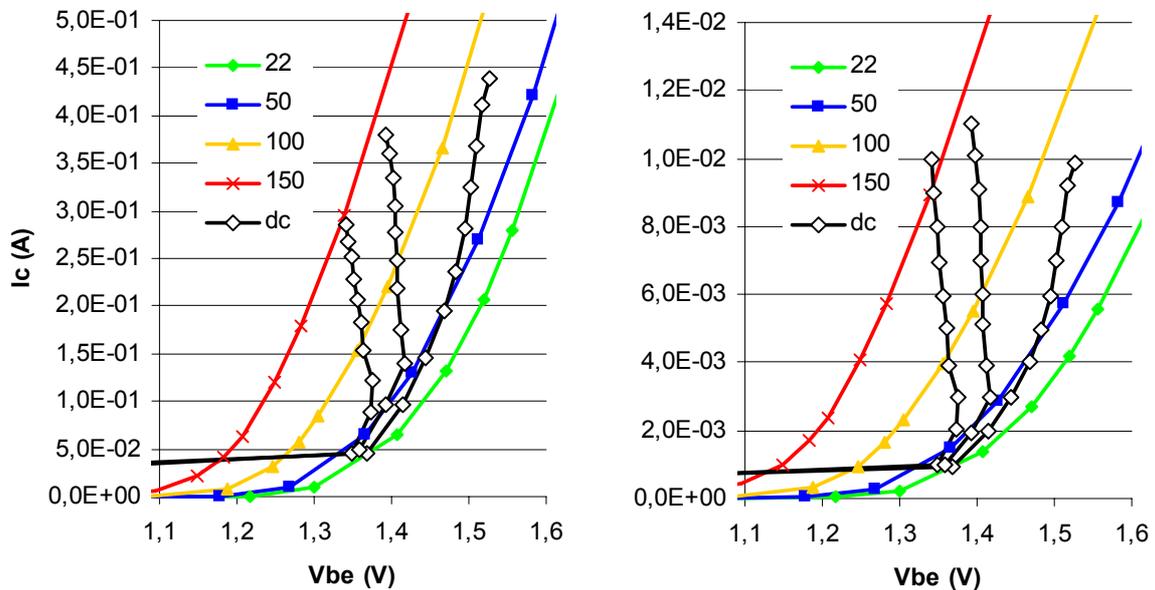


Figure II-9 Méthode de coïncidence pour la mesure de résistance thermique sur un CED2027 (NARVIK 3 K190821 R61)

Il est également possible de prendre l'intersection des courbes $I_C=f(V_{BE})$ mais on aboutit à des points d'intersection différents: Ces différences sont liées au fait que même durant les mesures en impulsion de 400ns, le transistor subit un auto-échauffement. Si on appelle les courants et tensions:

- Du point de mesure en impulsion: $V_{BEpulse}$, I_{Bpulse} , $V_{CEpulse}$ et I_{Cpulse}
- Du point de mesure en continu: V_{BECW} , I_{BCW} , V_{CECW} et I_{CCW}

On utilise le fait d'avoir $V_{BEpulse}=V_{BECW}$ et $I_{Bpulse}=I_{BCW}$ pour déterminer une température. Cependant, on n'a pas $I_{Cpulse}=I_{CCW}$ ce qui signifie que le gain en courant n'est pas constant pour ces deux points de fonctionnement, le fonctionnement du transistor n'est donc pas le même entre ces deux types mesures (impulsion/continu).

III - A - 2 - Correction de la température de fonctionnement

Une limitation de cette méthode vient du fait que l'état thermique du transistor évolue au cours des impulsions, la température de fonctionnement sera supérieure à celle imposée en raison de l'autoéchauffement dans l'impulsion. Les incertitudes sur la température sont liées :

- A la longueur des impulsions utilisées : On utilise des impulsions de 400ns, la température du transistor à l'issue de ces 400ns est susceptible d'avoir été modifiée en raison de l'impulsion appliquée.
- Au rapport cyclique de 10% choisi : l'état thermique du transistor dans l'impulsion dépend de son état thermique lors de l'impulsion précédente.

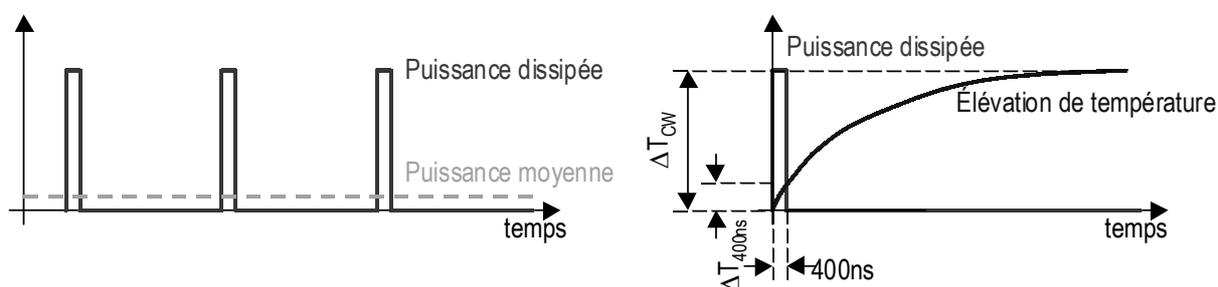
L'estimation de la température de fonctionnement du transistor devra donc prendre en compte ces deux termes qui s'ajouteront à la température de l'enceinte, la température dans l'impulsion sera donc :

$$T_{\text{Junction}} = T_{\text{Chuck}} + d.\Delta T_{\text{CW}} + (1 - d)\Delta T_{400\text{ns}}$$

où :

- T_{Chuck} est la température de l'enceinte thermique.
- ΔT_{CW} est la température qui serait atteinte à l'état établi pour un point de fonctionnement donné.
- $\Delta T_{400\text{ns}}$ est la température atteinte au bout de 400ns.
- d est le rapport cyclique.

Voici graphiquement les corrections qui sont apportées :



Supposons une impulsion, correspondant à une puissance dissipée par le transistor $P_{\text{dissipée}}$. Au niveau de l'état thermique du composant, la température se stabilise après un temps important et correspond à un échauffement ΔT_{CW} . Dans le cas où on considère une impulsion de 400ns, l'échauffement sera plus faible et égal à $\Delta T_{400\text{ns}}$. Donc la température au sein du transistor, à la fin de l'impulsion sera égale à la température de l'enceinte thermique à laquelle on ajoute ce terme $\Delta T_{400\text{ns}}$. Ceci en ne considérant que la première impulsion, dans le cas où un train d'impulsion de rapport cyclique d est envoyé, une température moyenne s'établit et s'ajoute à la température de l'enceinte.

Ce qui nous intéresse pour l'extraction de la valeur de la résistance thermique, c'est de connaître pour un point d'intersection entre une mesure quasi-isotherme et une mesure continue la température réelle du composant. Sans ces corrections, la température est sous-estimée et conduit à des valeurs de résistance thermique trop faibles.

Initialement, les valeurs de résistances trouvées sont trop optimistes, les corrections apportées permettent d'être plus proche des valeurs théoriques données par des simulations thermiques (Figure II-10).

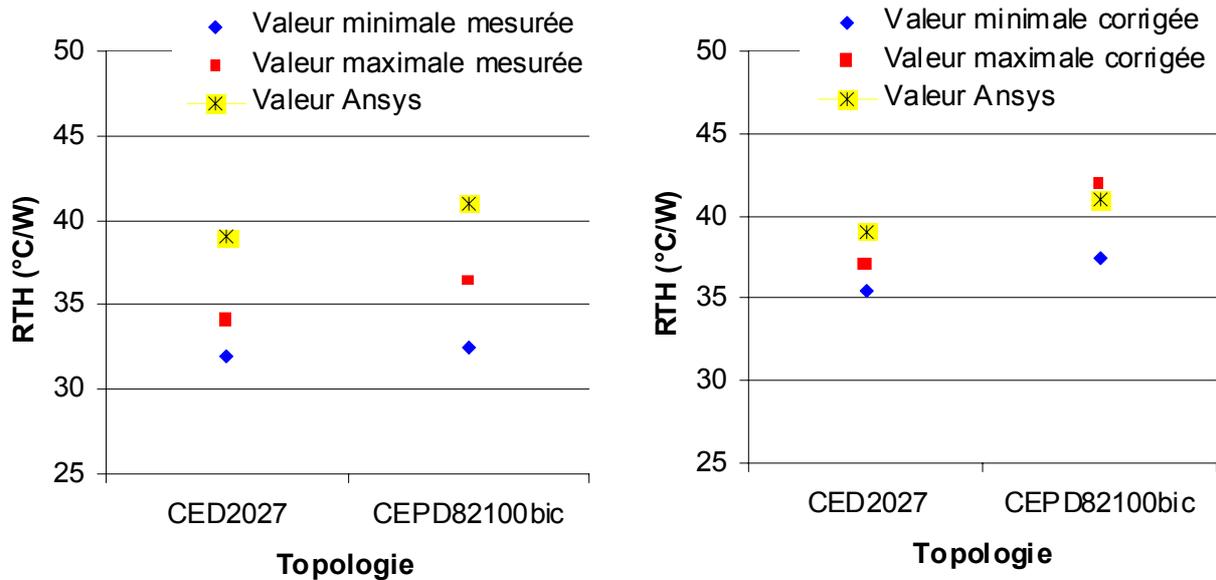


Figure II-10 Mesure de résistance thermique par la méthode de coïncidence avec/sans correction de la température – Comparaison aux valeurs des simulations thermiques – Plaque NARVIK 3 K190821 R61

La résistance thermique ne caractérise pas seulement le transistor (sa zone active) mais caractérise plutôt son environnement. En effet, la zone active (l'empilement des différentes couches de semi-conducteur) a peu d'influence même si la présence de l'hétérojonction en GaInP est un phénomène limitatif lors de l'utilisation d'un dissipateur thermique sur les doigts d'émetteur d'une structure « émetteur en haut ». En effet, la conductivité thermique du GaInP est très mauvaise (10 fois plus faible que l'AsGa), cette couche bloque l'évacuation de la chaleur.

III - A - 3 - Influence du dissipateur sur la résistance thermique

Voici les valeurs de résistances thermiques mesurées par la méthode de coïncidence sur deux transistors CED2027 (issus de deux plaques différentes), l'un possédant un diamant, l'autre un radiateur en or de 30µm.

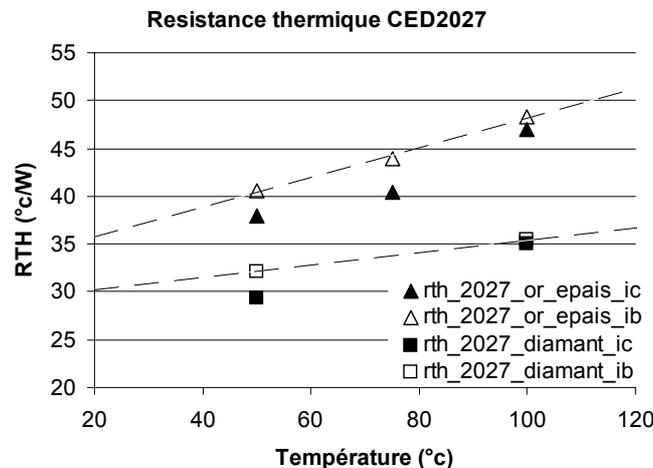


Figure II-11 Mesures de résistances thermiques de CED2027 avec radiateur en or 35µm (NARVIK 3 K190826 R14) ou or 5µm+diamant (NARVIK 3 K190821 R61)

Une résistance thermique plus faible est observée sur le transistor possédant un diamant en plus du pont d'or de 5 μ m.

Les améliorations apportées par le report d'un matériau à forte conductivité thermique sur le radiateur d'or peuvent être observées à partir de mesures en statique. En envoyant une impulsion de courant sur la base, on observe l'évolution de la tension base-émetteur, donnant ainsi une indication sur la température moyenne de la zone active du composant.

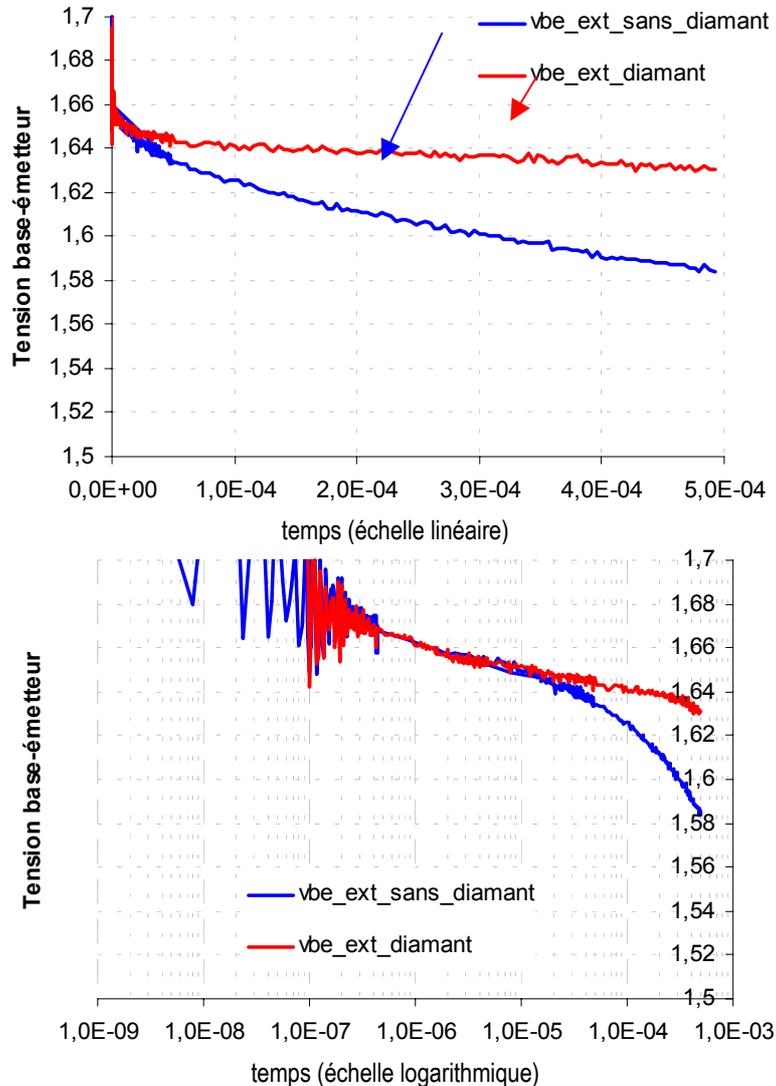


Figure II-12 Effet d'une impulsion de courant base sur la tension base-émetteur avec un radiateur en or 5 μ m et un diamant (AURORA)

Le rôle du diamant apparaît à partir de quelques dizaines de microsecondes, en effet, pour des durées plus courtes, le flux de chaleur créé au niveau de la zone active n'a pas eu le temps d'atteindre le dissipateur.

III - B - Influence de l'épitaxie sur les caractéristiques électriques en fonction de la température

Les variations de température se traduisent par des modifications des tensions de conduction des différentes jonctions mais également, sur certains composants par des modifications des valeurs des résistances d'accès. Par exemple, des modifications de la valeur

de la résistance d'émetteur ont été observées à partir des mesures de gain petit signal. Même si la valeur de la résistance thermique est une donnée très importante qui montre la capacité d'un composant à dissiper la puissance, les caractéristiques électriques ont également une forte influence. En fonction de la température à laquelle il fonctionne, un transistor verra ses performances modifiées : au niveau statique, cela se caractérise principalement par une chute du gain en courant β lorsque la température croît et une modification de la tension de conduction des diodes, ainsi, pour un courant fixé, la tension BE est donnée d'après [18] par :

$$V_{BE} = I_C \cdot R_E + \frac{E_{G0}}{q} - \frac{T \cdot \beta^*}{q} + \frac{\eta k T}{q} \ln \left(\frac{I_C}{I_{S0}} \right)$$

Dans laquelle : E_{G0} est le gap d'énergie à 0K et β^* est un coefficient de rétrécissement du gap d'énergie avec la température.

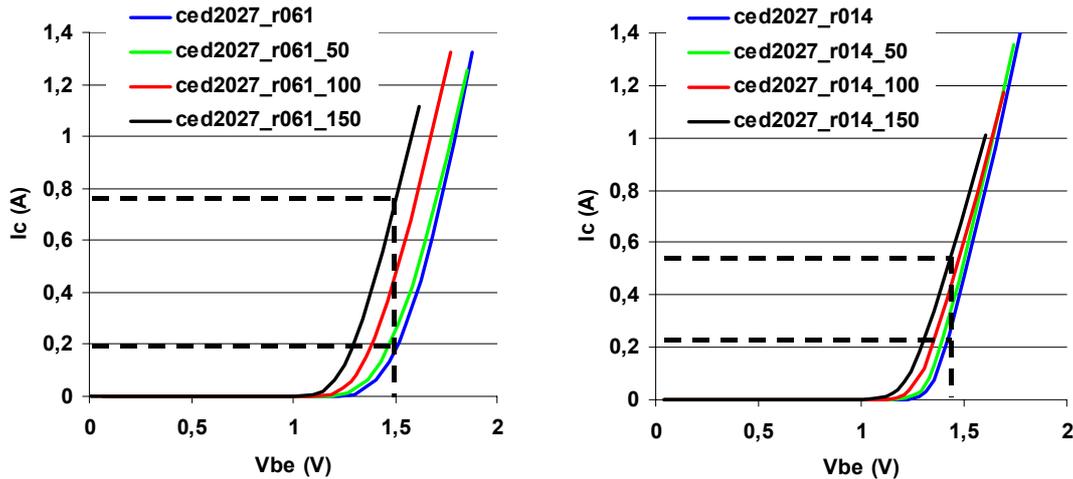
A un courant collecteur fixé, la valeur de la tension BE correspondante dépendra de l'état thermique par l'intermédiaire du terme β^* mais également des éventuelles variations de la résistance d'émetteur. Le principal handicap des fortes températures, en plus de réduire la longévité est de provoquer des phénomènes d'instabilités thermiques. Toujours dans [18], l'auteur indique un critère de stabilité thermique défini comme étant :

$$S = \left. \frac{d}{dT} (R_{TH} \cdot V_{CE} \cdot I_C) \right|_{V_{BE} = \text{Const}}$$

$$S = R_{TH} \cdot V_{CE} \cdot \left(\frac{\partial I_C}{\partial T} + \frac{I_C}{R_{TH}} \frac{\partial R_{TH}}{\partial T} \right) \Bigg|_{V_{BE} = \text{Const}}$$

Les instabilités thermiques sont dues en partie à la valeur de la résistance thermique (et à ses variations en fonction de la température) et en partie aux variations du courant collecteur avec la température.

Comme annoncé en introduction, il est apparu des différences entre des composants identiques mais réalisés à partir d'épitaxies différentes. Ces différences observées lors de mesures en impulsions ne peuvent pas être attribuées à l'une ou l'autre des solutions de management thermique. En effet, même si l'échauffement dans ces impulsions de 400ns existe et n'est pas négligeable, le flux de chaleur généré n'a pas le temps en 400ns d'atteindre le dissipateur d'or. Ces comportements différents sont donc dus à ce qui se passe au cœur de la zone active. Voici des mesures du courant collecteur en fonction de la tension base-émetteur pour deux transistors équivalents issus de plaques différentes :

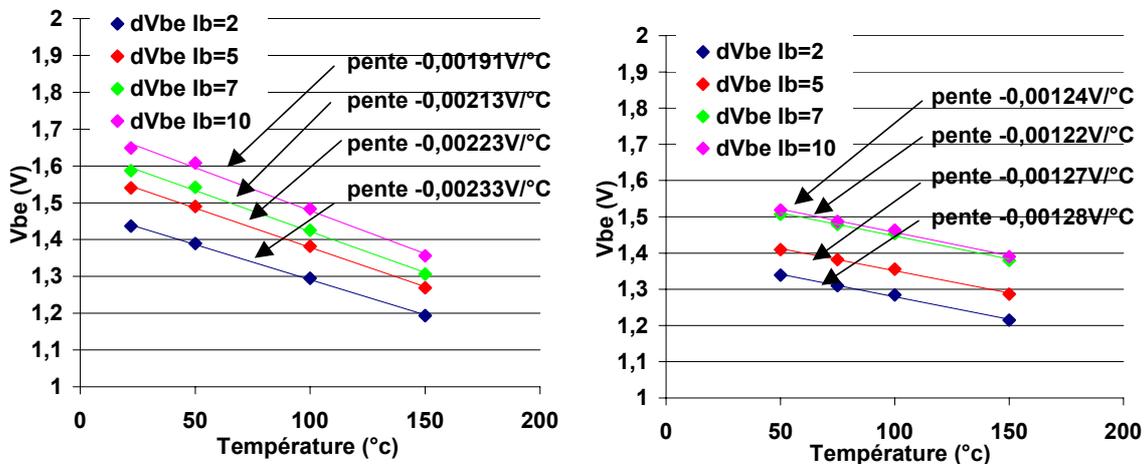


a - NARVIK 3 K190821 R61

b - NARVIK 3 K190826 R14

Figure II-13 Mesure de $I_c(V_{BE})$ à $V_{CE}=5V$ pour différentes températures d'enceinte : transistors CED2027, épitaxies différentes (a - NARVIK 3 K190821 R61) et (b - NARVIK 3 K190826 R14)

Ces courbes permettent de se rendre compte que les transistors avec l'épitaxie (a) seront plus sensibles aux risques d'emballement thermique. En effet, si on considère la tension base-émetteur correspondant à un courant collecteur de 200mA, une élévation de température, pour une même tension B-E aura des effets beaucoup plus importants sur le courant collecteur par rapport à l'épitaxie (b). Le tracé des variations de la tension base-émetteur en fonction de la température à un courant base ou collecteur fixé confirme ces résultats :



a - NARVIK 3 K190821 R61

b - NARVIK 3 K190826 R14

Figure II-14 Variations de V_{BE} en fonction de la température à un courant base fixé pour différentes températures d'enceinte : transistors CED2027, épitaxies différentes (a - NARVIK 3 K190821 R61) et (b - NARVIK 3 K190826 R14)

La pente est peu modifiée en fonction de la valeur du courant, la résistance R_C n'a donc pas de grande influence (en effet cette résistance est vue à fort courant). Cette pente s'écrit d'après [19] :

$$\phi = - \left. \frac{dV_{BE}}{dT} \right|_{I_C=Cste} = \frac{\beta^*}{q} - \frac{\eta k}{q} \ln \frac{I_C}{I_{S0}}$$

L'épitaxie (b) montre une variation de l'ordre de 1.2mV/°c (ce qui est la valeur généralement observée) alors que l'épitaxie (a) donne des valeurs de l'ordre de 2mV/°c. De

plus, pour un même courant, on observe un décalage de la tension base-émetteur de l'ordre de 100mV pour ces deux composants. Une explication pourrait être des différences au niveau des bandes d'énergie et notamment une différence de la valeur ΔE_C au niveau de l'hétérojonction.

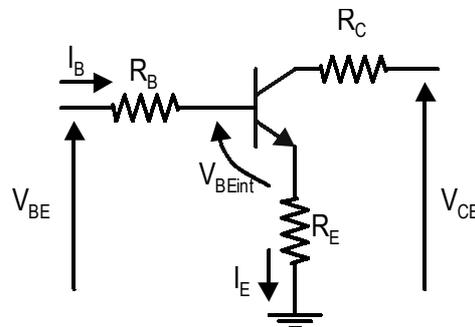
Deux phénomènes sont donc observés

- Le décalage de la tension BE pour un même courant collecteur entre les deux épitaxies
- Les valeurs différentes de $\left. \frac{dV_{BE}}{dT} \right|_{I_B=cste}$.

Les phénomènes peuvent être provoqués par une différence du comportement de la discontinuité de la bande de conduction au niveau de l'hétérojonction (ΔE_C). En effet, les interfaces entre les différentes couches de semi-conducteurs peuvent être différentes selon le fournisseur de l'épitaxie.

Des écarts de performances apparaissent entre différents lots de composants. Ces écarts apparaissent sur les caractéristiques des diodes (comme présenté plus haut) mais aussi sur les mesures de réseaux statiques ($I_C=f(V_{CE})$ et $V_{BE}=f(V_{CE})$).

Sur d'autres composants (Boréal – TRT), il est apparu un comportement qui pouvait être attribué à une résistance d'émetteur non-linéaire avec la température. Si le réseau de sortie $I_C=f(V_{CE})$ donne accès à la somme des résistances d'émetteur et de collecteur, la caractéristique d'entrée $V_{BE}=f(V_{CE})$ fait apparaître la résistance d'émetteur. En effet, la tension V_{BE} mesurée dépend de R_E .



$$V_{BE} = V_{BEint} + R_E \cdot I_E + R_B \cdot I_B$$

Si on calcule la variation de la tension V_{BE} lorsque que le courant I_B varie d'une quantité ΔI_B à deux températures, on trouve:

$$\text{à } T_{J1}, \quad \Delta V_{BE}(T_{J1}) = \Delta V_{BEint}(T_{J1}) + (R_E(\beta(T_{J1})+1) + R_B)\Delta I_B$$

$$\text{à } T_{J2}, \quad \Delta V_{BE}(T_{J2}) = \Delta V_{BEint}(T_{J2}) + (R_E(\beta(T_{J2})+1) + R_B)\Delta I_B$$

Cette grandeur ΔV_{BE} devrait rester constante, les variations que nous avons observées (Figure II-15) peuvent être attribuées:

- à une résistance d'émetteur non-linéaire. Cependant, et il en sera fait état dans le chapitre III, ces aspects de non-linéarité de la résistance d'émetteur ont été introduit lors des phases de modélisation des composants.

- à des variations de ΔV_{BEint} liés à la présence de l'hétérojonction

Les mesures indiquent à 22°C et 122°C des valeurs de ΔV_{BE} respectivement de 0.19V et 0.12V pour une variation de 7mA du courant base.

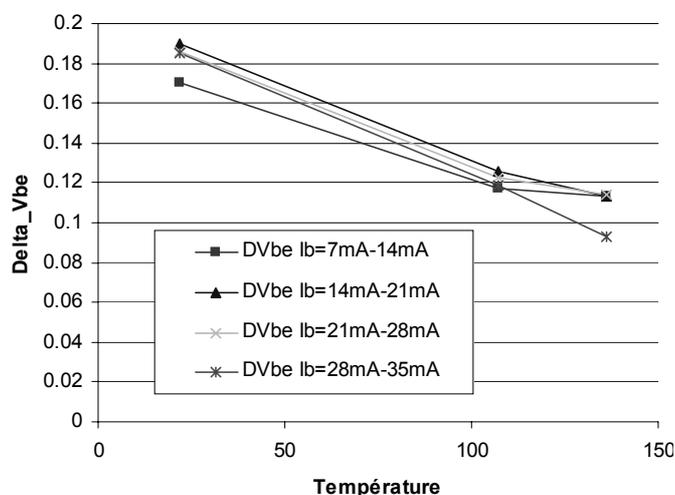


Figure II-15 Variation de la tension base-émetteur en appliquant des variations de courant base de 7mA en fonction de la température (Boréal RMS1827)

Dans le chapitre suivant, nous reviendrons sur la modélisation de ces phénomènes.

III - C - Impact de l'autoéchauffement sur les mesures en puissance

Après avoir observé les effets de la température sur le fonctionnement statique des composants, on peut également observer un impact sur les performances en puissance à travers des mesures load-pull pulsées.

III - C - 1 - Schéma du banc pour les mesures de puissance load-pull pulsées

Voici l'architecture du banc de mesures load-pull de l'IRCOM utilisé sachant que des explications précises sur ces mesures load-pull pulsées se trouvent dans [13] et [14].

L'utilisation d'un analyseur de réseaux vectoriel offre l'avantage de donner accès aux amplitudes des signaux à l'entrée et à la sortie du dispositif sous test (donnant ainsi les valeurs de puissance, gain...) mais également aux déphasages entre ces grandeurs (notion de conversion de phase AM/PM: évolution du déphasage entrée/sortie en fonction du niveau de puissance. Ainsi on s'intéressera aux déphasages entre les ondes de puissance entrée (a_1) et sortie (b_2)).

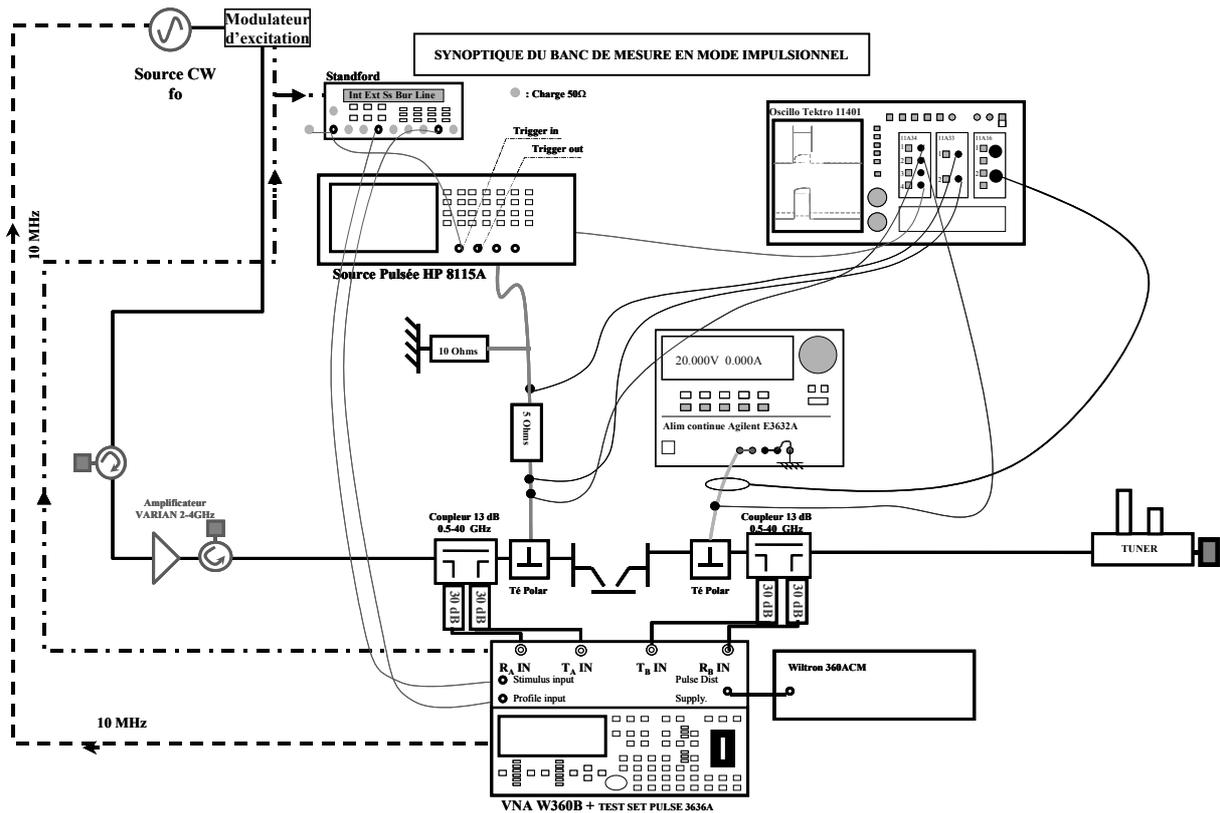


Figure II-16 Banc de mesure load-pull pulsé

La polarisation de la base est réalisée par un générateur de tension continue qui possède une impédance interne de 50Ω. Une résistance de 10Ω en parallèle et une résistance de 5Ω en série sont placées à la sortie de ce générateur tel que l'impédance de Thévenin présentée soit de 14Ω. La résistance de 5Ω est utilisée pour la mesure du courant moyen de base. En ce qui concerne les impulsions utilisées, leur durée est de 300μs et le rapport cyclique de 10%.

III - C - 2 - Comparaison : Diamant vs Or fin

Parmi toutes les topologies de transistors imaginées lors du lancement de cette filière de transistor à forte tension de claquage, seules quelques-unes seront retenues en raison de leurs performances prometteuses pour les futures applications, parmi ces topologies, on trouve un transistor possédant 20 doigts d'émetteur de $2 \times 70 \mu\text{m}^2$. C'est sur ce composant que sera réalisée l'étude de l'efficacité des différents dissipateurs thermiques. Parmi les différentes versions de ces composants, on s'intéresse à deux d'entre elles : la première possède un radiateur d'or d'épaisseur 5μm, la seconde possède ce même radiateur sur lequel est reporté un matériau à forte conductivité thermique.

De nombreuses mesures load-pull en classe B ont été réalisées à 2.2GHz afin de voir apparaître des effets significatifs [20] de la température sur les performances des composants. Il est apparu des différences de comportement entre les deux composants seulement à partir d'une tension de polarisation V_{CE0} de 24V. Ces différences portaient sur plusieurs choses :

- La variation de phase de $\frac{b_2}{a_1}$ dans l'impulsion: elle était négligeable aux faibles tensions de polarisation, mais est devenue beaucoup plus importante avec le transistor possédant simplement le radiateur de $5\mu\text{m}$ d'or par rapport à celui qui possède un diamant.
- Les variations de la puissance de sortie et du rendement: la puissance pouvait varier dans l'impulsion de plus d'un watt au bout de $300\mu\text{s}$ pour une puissance de sortie de 8W en début d'impulsion.

Voici par exemple, dans une impulsion de $300\mu\text{s}$ l'évolution de la phase des ondes de puissance $\frac{b_2}{a_1}$ de ces deux transistors pour un même niveau de puissance.

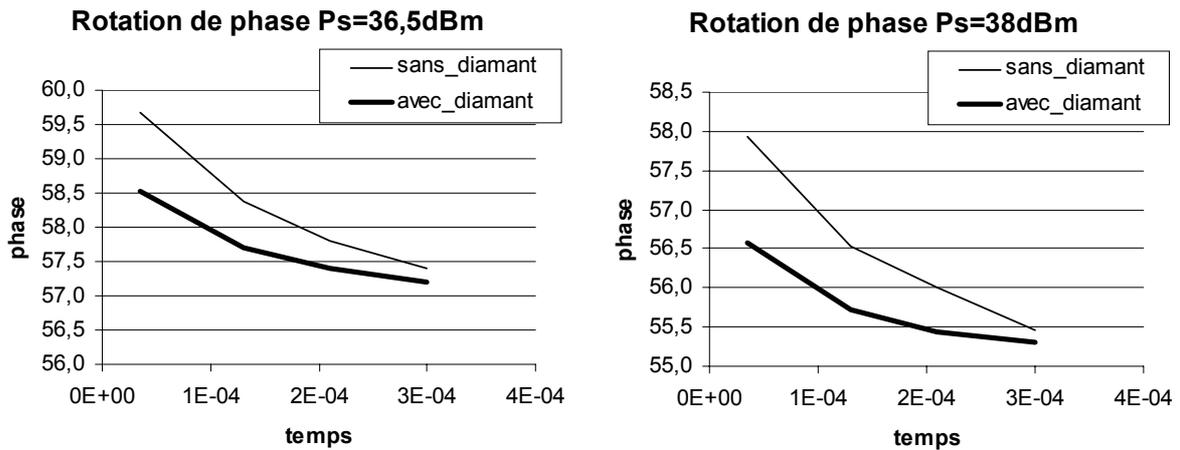


Figure II-17 Rotation de phase dans l'impulsion: $V_{CE0}=26\text{V}$ (Boréal RMS1827, diamant thermocompressé)

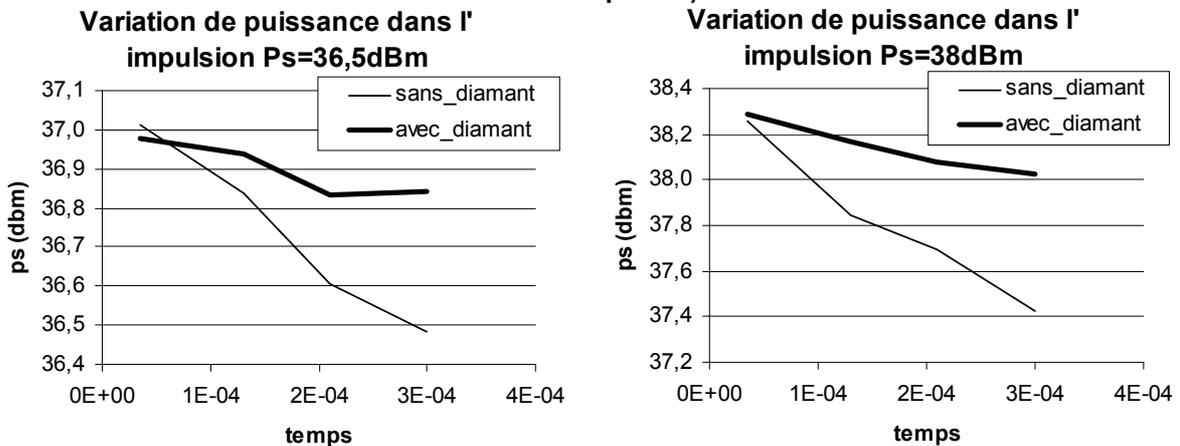


Figure II-18 Variation de puissance dans l'impulsion: $V_{CE0}=26\text{V}$ (Boréal RMS1827, diamant thermocompressé)

Des variations plus importantes apparaissent sur les courbes en traits fins (radiateur $5\mu\text{m}$ d'or) par rapport aux courbes en traits épais (radiateur + diamant). De la même façon, les courbes suivantes présentent pour deux tensions de polarisation $V_{CE0}=24\text{V}$ et 26V les performances en fonction du niveau de puissance obtenues sur les deux transistors au début et à la fin d'une impulsion de $300\mu\text{s}$. Les courbes (Figure II-18 et Figure II-19) avec les traits épais correspondent au transistor avec radiateur + diamant, les courbes en traits fins correspondent au transistor avec seulement le pont d'or.

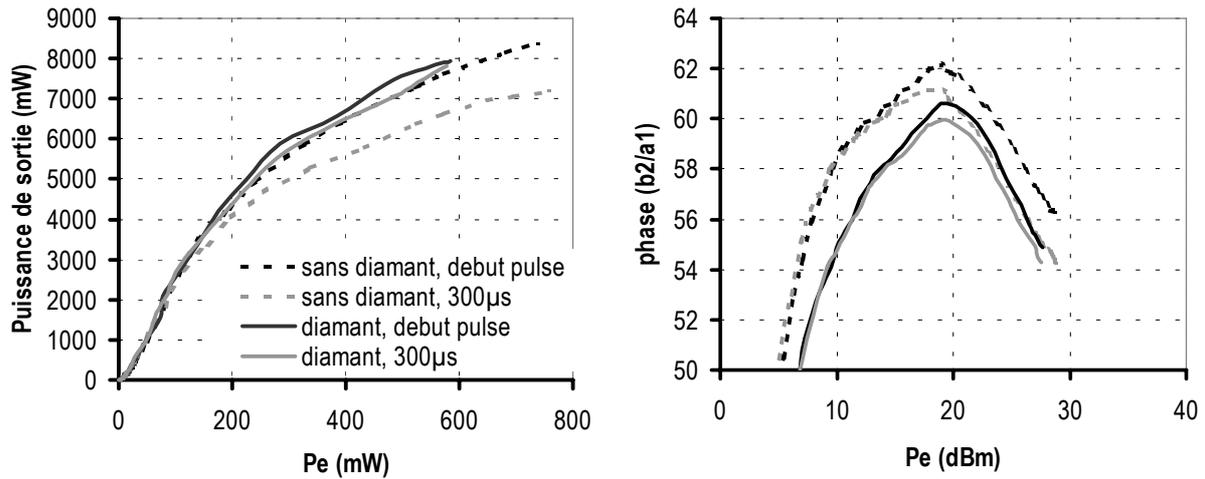


Figure II-19 Variation de performances (puissance et phase) entre le début et la fin d'une impulsion entre deux CED2027, $V_{CE0}=24V$ (Boréal RMS1827, diamant thermocompressé)

A 24V, avec diamant, il n'apparaît pas de différences de puissance significatives entre le début et la fin de l'impulsion. L'écart de phase est lui aussi assez faible. Sans diamant, l'écart de puissance est d'environ un watt. A 26V, les effets de l'échauffement sont visibles sur les deux transistors, même s'ils sont plus importants sur le transistor sans diamant.

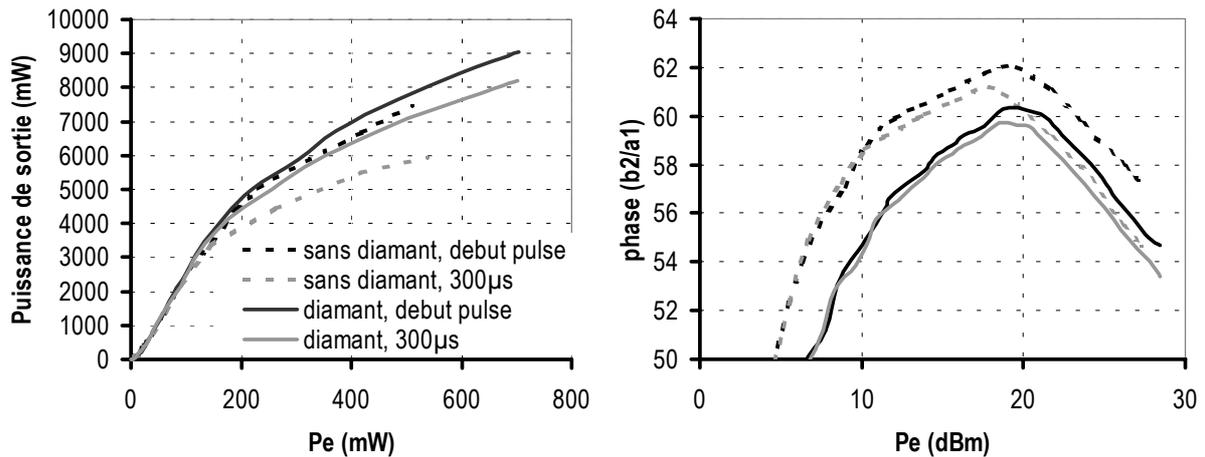


Figure II-20 Variations de performance entre le début et la fin du pulse entre deux CED2027, $V_{CE0}=26V$ (Boréal RMS1827, diamant thermocompressé)

Tension de polarisation	Variation de puissance (mW)		Variation de phase (°)	
	Diamant	Or	Diamant	Or
24V	150	1200	0,6	2
26V	855	1490	1,3	2,8

Tableau II-3 Variations de puissance et déphasage entre le début et la fin de l'impulsion RF selon la tension d'alimentation et le type de dissipateur thermique (or fin ou or fin+diamant)

On peut remarquer pour cette tension de polarisation de 26V, le transistor avec diamant a, après 300µs, des performances comparables au transistor possédant seulement le radiateur d'or au début de l'impulsion. On observe également une diminution assez importante du rendement en puissance ajoutée au cours de l'impulsion (7 points avec diamant, 12.2 points sans diamant), cette variation de rendement aura donc tendance à accroître l'échauffement du transistor. Une mesure à $V_{CE0}=27V$ a permis d'obtenir une puissance de 9.25W au début de l'impulsion, cette puissance est descendue à 7.8W en fin d'impulsion. Une dernière mesure a

été réalisée pour une tension de polarisation V_{CE0} de 28V et s'est terminée par la destruction du composant. Ces mesures sur le CED2027 montrent donc le rôle important que joue le diamant en fonctionnement pulsé par rapport à l'utilisation d'un simple radiateur en or fin, on note des diminutions importantes des dispersions de fonctionnement du transistor au cours du temps et permet donc d'augmenter les potentialités de puissance de ces composants. Par exemple, les résultats sur le CED2027 avec diamant polarisé à 27V sont meilleurs en terme de rotation de phase par rapport à ceux du CED2027 sans diamant polarisé à 26V, avec une amélioration de la puissance de sortie non négligeable.

III - C - 3 - Comparaison : Diamant vs Or épais vs Or fin

On trouvera dans [21] une comparaison des performances entre deux transistors dont l'un possède un dissipateur en or de $5\mu\text{m}$ et l'autre un radiateur en or de $30\mu\text{m}$, l'amélioration apportée par l'or plus épais est évidente même si les composants ne sont pas issus des mêmes plaques.

III - C - 3 - a - Comparaison en statique du fonctionnement d'un CED2027 avec or épais ou or fin+diamant :

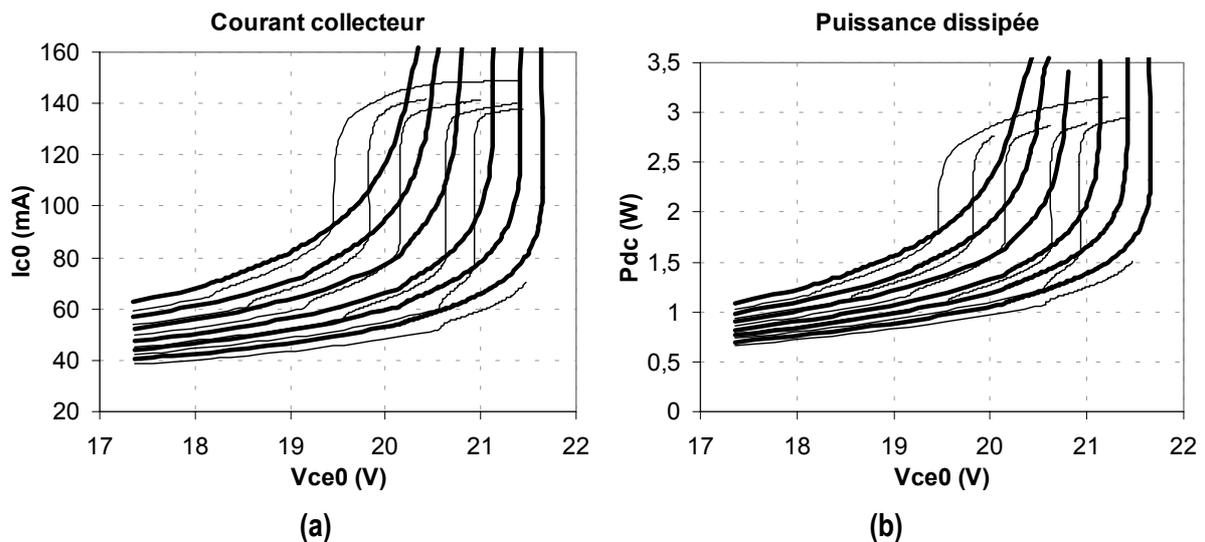


Figure II-21 Phénomène d'emballage thermique en DC, mesuré à tension V_{BE} constante sur deux CED2027 ; (a) Courant moyen I_{c0} , (b) Puissance dissipée ; en traits fins : or épais, en trait épais : diamant (AURORA)

Ces mesures (Figure II-1) réalisées en continu montrent les phénomènes d'emballage thermique dans ces transistors multidoigts. Cet emballage thermique apparaît pour des courants et des tensions légèrement supérieures dans le cas du diamant, cependant, ces transistors n'étant pas issus de la même plaque, des différences au niveau de l'épitaxie peuvent également être à l'origine de ces résultats.

III - C - 3 - b - Comparaison des trois types de radiateur sur un CED2027 lors de mesures de puissance

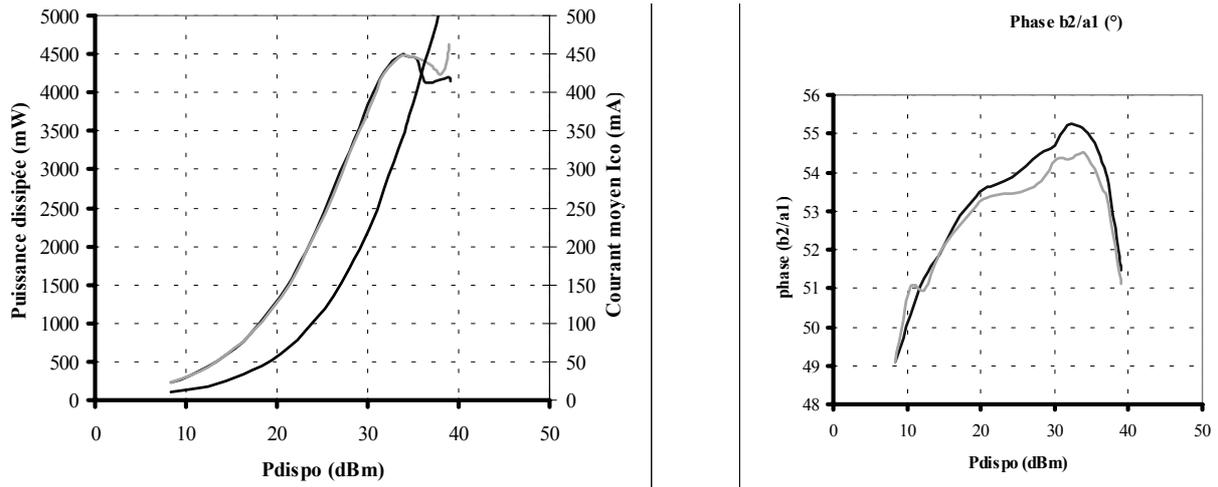


Figure II-22 Mesure sur un CED2027 (or épais – UMS - Aurora) : (a) Puissance dissipée et courant moyen Ico, (b) Phase b_2/a_1 en fonction de la puissance disponible

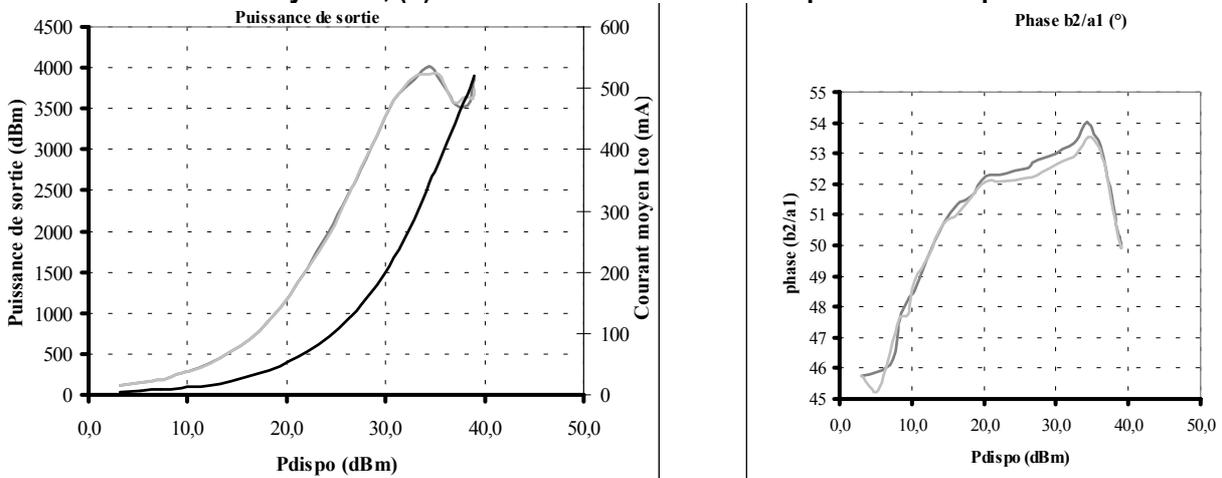


Figure II-23 Mesure sur un CED2027 (or fin + diamant – TRT – RMS1827) : (a) Puissance dissipée et courant moyen, (b) Phase b_2/a_1

Il faut noter que deux campagnes de mesures ont été réalisées, les conditions de charges des transistors TRT et UMS sont donc différentes. Il ne devrait pas y avoir de différences de comportement thermique entre les deux versions de CED2027 avec pont + diamant, les seules différences possibles sont liées à l'impédance de charge, éventuellement au montage sur le support qui pourrait dégrader les résistances thermiques. Il faut également rappeler que les rendements atteints avec les transistors TRT sont inférieurs d'environ 8 points, ce qui se traduit à ces tensions de polarisation par des variations de l'ordre d'un watt de la puissance dissipée et donc de l'état thermique.

En terme de puissance dissipée, voici ce qu'on observe :

- Sur les transistors TRT, une augmentation continue de celle-ci avec le niveau de puissance.
- Sur les transistors UMS, une légère baisse de la puissance dissipée à la compression, d'où un refroidissement du transistor

Ceci explique peut-être pourquoi, sur les transistors TRT, on observe une variation de phase plus importante au cours de l'impulsion pour le dernier point de puissance qu'à des

niveaux intermédiaires. Alors que sur les composants UMS, le transistor étant plus froid à la compression, les variations de phases sont moins visibles.

Phase b_2/a_1 (°)

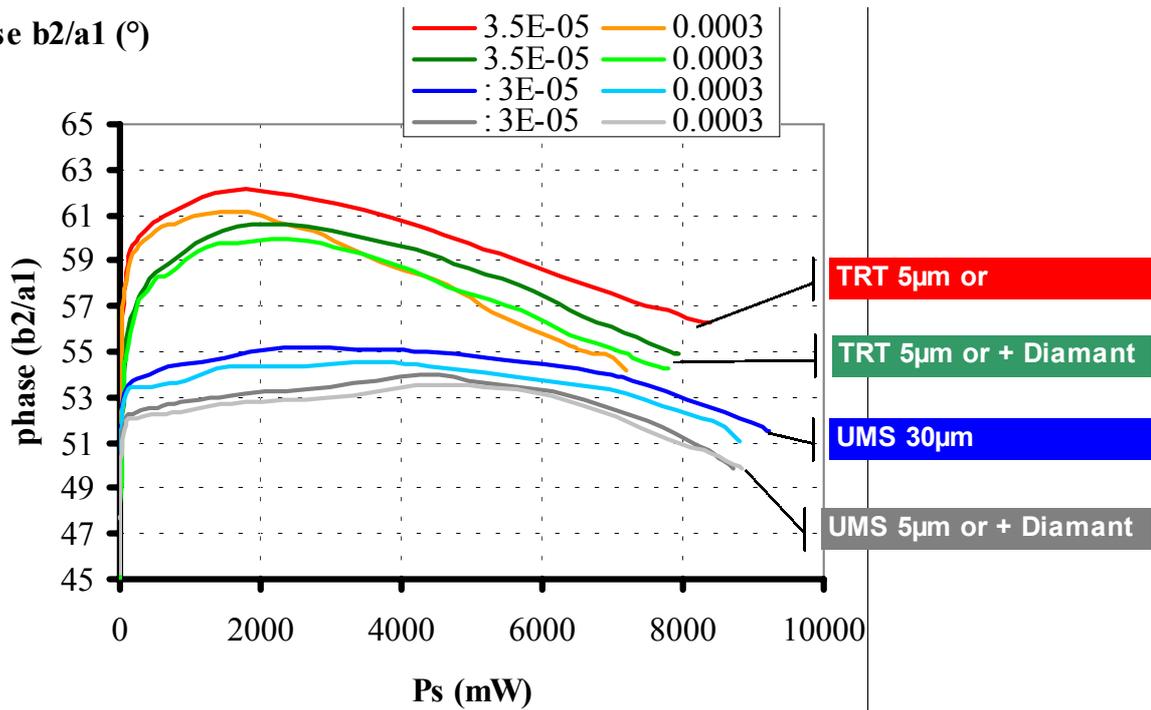


Figure II-24 Mesure sur quatre types de CED2027 : composant TRT Or fin, composant TRT Or fin + diamant, composant UMS Or épais, composant UMS Or fin + diamant

IV - Conclusion

Nous avons présenté la technologie de TBH forte tension développée par THALES et UMS. Cette filière sur substrat d'arséniure de gallium propose des tensions de claquage base commune de 60V à 70V. L'association d'un grand nombre de doigts élémentaires autorise les fortes puissances. En plus des topologies de transistors multidoigts distribuées et parallèles, une modification au niveau de la structure d'un doigt élémentaire a été réalisée et permet d'augmenter la densité de puissance. Certes le choix de la topologie a un fort impact sur les performances des composants, mais les écarts de performances les plus importants sont liés aux dissipateurs thermiques employés.

L'évaluation de ces solutions a été réalisée de différentes manières: en statique à travers des mesures de résistances thermiques et en dynamique à travers l'étude du comportement transitoire de la puissance de sortie ou du déphasage entre le signal d'entrée et le signal de sortie. Il est cependant apparu qu'un radiateur performant n'est pas suffisant pour garantir l'absence d'emballement thermique. Celui-ci est fortement lié à la structure de la zone active des transistors et peut conduire à des comportements assez différents d'un transistor à un autre.

V - Bibliographie

- [1] H. Kroemer, *"Theory of a Wide-gap Emitter for Transistors"*, Proc IRE Vol 45, No 11 (1957): pp 1535-1537.
- [2] J.G. Webster, *"Heterojunction Bipolar Transistor"*, Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering Vol 8 (1999): pp 690-706.
- [3] A. Gupta, A. Young et B Bayraktaroglu, *"InGaP Makes HBT Reliability a Non-Issue"*, GaAs Mantech (2001).
- [4] P Kurpas, F Brunner, R Doerner et al, *"High-Voltage GaAs Power-HBTs for Base-Station Amplifiers"*, IEEE MTTs Digest (2001).
- [5] P Kurpas, F Brunner, W Doser et al, *"Development and Characterization of GaInP/GaAs HBTs for High Voltage Operation"*, GaAs Mantech (2001).
- [6] J-C Jacquet, A De Luca, D Floriot et al., *"Transistor Bipolaire à Tension de Claquage Elevé"*, Institut national de la propriété intellectuelle 21 février 2003.
- [7] D Floriot, *"Optimisation et Modélisation de Transistors Bipolaires à Hétérojonction GaInP/GaAs. Application aux Amplificateurs Monolithique de Puissance en Bande X"*, Thèse de l'Université de Paris VI, (1995)
- [8] S Piotrowicz, D Floriot, E Chartier et al, *"Analyse du Comportement de Transistors Bipolaires à Hétérojonction à Grande Surface d'Emetteur"*, Journée Nationales Microondes Poitiers (2001).
- [9] D. Floriot, E. Chartier, S. Delage et al., *"InGaP Power HBTs : Basic power cells for High Power Transistors"*, EuMc (2002).
- [10] J J Huang, J W Lai, D Caruth et al, *"Material Design and Qualification on InGaP/GaAs Power HBTs for 2.4 GHz Bluetooth Applications"*, IEEE Topical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications (2001).
- [11] S Delage, S Cassette, H Blanck et E Chartier, *"Semiconductor Component with Integrated Heat Sink"*, United States Patent US005719433A (17 février 1998).
- [12] D Floriot, S Delage, S Cassette et al., *"Electronic component, especially a microwave HBT useful for air traffic control radar equipment, has device layer stacks and similar pads for heat conduction from a flat top heat dissipation element to a bottom substrate"*, Institut national de la propriété intellectuelle 2000, FR2793953.
- [13] C Arnaud, *"Etude et conception d'un système de caractérisation fonctionnelle d'amplificateur de puissance en mode CW pulsé"*, Thèse de l'Université de Limoges, No d'ordre 29-01
- [14] T Gasseling, Thèse de l'Université de Limoges, soutenance fin 2003
- [15] R Aubry, C Dua, J-C Jacquet et al, *"Measurement of Temperature in AlGaN/GaN High-Electron-Mobility Transistors using Micro-Raman Scattering Spectroscopy"*, European Physical Journal - Applied Physics (à paraître).
- [16] T Sugiyama, Y Kakiuchi, K Morizuka et al, *"Direct Observation of Gain Collapse Phenomena in Multi-Fingers HBTs using Digital Cameras"*, GaAs Mantech Conference (2002).

- [17] W Liu et A Yuksel, *"Measurement of Junction Temperature of an AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistor Operating at Large Power Density"*, IEEE Transaction on Electron Devices Vol 42, No 2 (Fevrier 1995): pp 358-360.
- [18] W Liu et A Khatibzadeh, *"The Collapse of Current Gain in Multi-Finger Heterojunction Bipolar Transistors: Its Substrate Temperature Dependence and Instability Criteria, and Modeling"*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol 41, No 10 (Octobre 1994): pp 1698-1707.
- [19] W Liu, *"Thermal Coupling in 2-Finger Heterojunction Bipolar Transistor"*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol 42, No 6 (Juin 1995): pp 1033-1038.
- [20] T Gasseling et al., *"Large Signal Pulsed RF And DC Load Pull Characterization of High Voltage 10W GaAs-GaInP HBTs"*, IEEE MTT-S Digest: pp 1651-1654.
- [21] T Gasseling, S Heckmann, D Barataud et al, *"Caractérisation Pulsée de Transistors de Puissance HBT 10 W GaAs-GaInP à Forte Tension d'Alimentation"*, 13ème Journées Nationales Microondes Lille 2003, Session 2C1-3.

Chapitre III – Modélisation des TBH bandes L et S

I - Introduction

Après avoir passé en revue le contexte de ce travail sur l'amplification de puissance en bandes L et S et présenté les transistors de cette étude, nous allons passer aux étapes de modélisation des TBH à forte tension de claquage. En effet, la possession de modèles non-linéaire suffisamment précis est incontournable pour réaliser des conceptions optimales.

Les méthodes existantes à l'IRCOM pour la modélisation des TBH ont été reprises pour l'extraction d'une partie des paramètres des modèles à partir de mesures statiques I-V et paramètres [S] quasi-isothermes. Par rapport aux précédentes modélisations, il a été nécessaire de prendre en compte des phénomènes supplémentaires tels que l'avalanche ou l'effet Kirk, le principe de ces modélisations sera proposé. En effet, l'augmentation de la tension de fonctionnement a réduit de façon importante le courant à partir duquel l'effet Kirk intervient. Les effets limitant la plage de fonctionnement des transistors et leurs origines physiques ont été décrits au premier chapitre de façon physique, cette partie présentera les modifications apportées au modèle électrothermique existant afin de prendre en compte les effets des forts courants et des fortes tensions.

La modélisation du phénomène de claquage permet de recréer les différentes tensions de claquage selon le type de polarisation de la base. La modélisation des effets liés aux forts courants (notamment l'effet Kirk) a été nécessaire afin que le modèle reproduise la chute de gain petit signal observé en mesure.

II - Modélisation des TBH

La modélisation des TBH se passe en plusieurs étapes, sachant que le point de départ reste les mesures des composants [1]. Les paramètres des sources de courant sont extraits à partir de mesures statiques, puis les mesures de paramètres [S] sont utilisées pour l'extraction du modèle dynamique. Nous allons décrire dans un premier temps les équations qui composent ce modèle et nous verrons ensuite les méthodes d'extraction qui sont utilisées.

II - A - Equations gouvernant le modèle statique

Le modèle se décompose en deux parties:

- Une partie statique qui reproduit le fonctionnement du composant lorsque des signaux continus lui sont appliqués.
- Une partie dynamique qui prend en compte les phénomènes de transport des charges.

II - A - 1 - Fonctionnement statique

II - A - 1 - a - Origine des équations des sources de courant

Le modèle statique s'articule autour de sources de courants non-linéaires, réalisant l'effet fondamental du transistor et de sources de courant de fuite. Les trois accès comportent des éléments résistifs (R_E , R_B et R_C) représentant les résistances d'accès et de contact ainsi que les éléments réactifs (L_E , L_B , L_C , C_{PC} et C_{PB}) représentant les effets des lignes d'accès. Le point de départ de ce modèle électrique est le modèle de transport de Gummel-Poon qui se compose de deux sources de courant et de deux diodes [2] et [3].

$$I_{BE} = I_{SBE} \cdot \left(\exp \frac{qV_{BE}}{kT} - 1 \right) \quad I_{BC} = I_{SBC} \cdot \left(\exp \frac{qV_{BC}}{kT} - 1 \right)$$

Où I_{SBE} et I_{SBC} sont les courants de saturation des jonctions.

Les courants d'émetteur, de collecteur et de base s'expriment par :

$$I_E = -\frac{1}{\alpha_F} \cdot I_{BE} + I_{BC}$$

$$I_C = I_{BE} - \frac{1}{\alpha_R} \cdot I_{BC}$$

$$I_B = \left[\frac{1}{\alpha_F} - 1 \right] \cdot I_{BE} + \left[\frac{1}{\alpha_R} - 1 \right] \cdot I_{BC}$$

Où α_R et α_F sont les gains en courant base commune dans le sens inverse et le sens direct. Ce modèle peut aussi se mettre sous la forme du modèle hybride en π . Ils restent, du point de vue électrique complètement équivalents.

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad \beta_R = \frac{\alpha_R}{1 - \alpha_R}$$

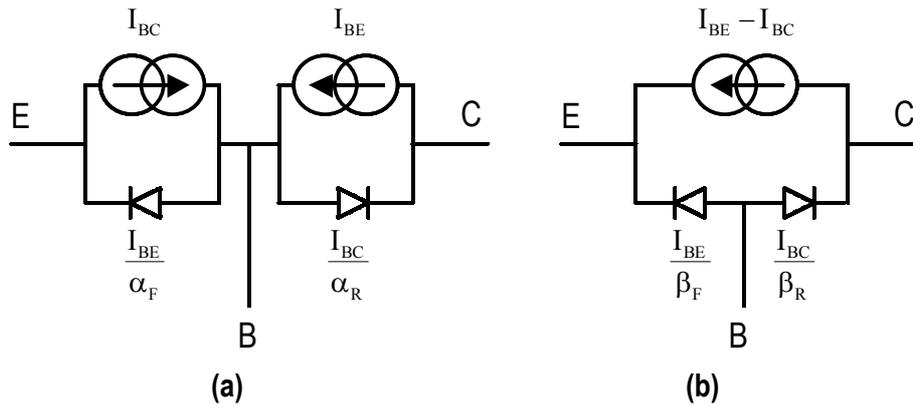


Figure III-1 Topologie des modèles en T (a) et en pi (b)

A ces sources de courant s'ajoutent des courants de fuite. Ces courants de fuite se localisent principalement à la périphérie des interfaces suivantes [4] :

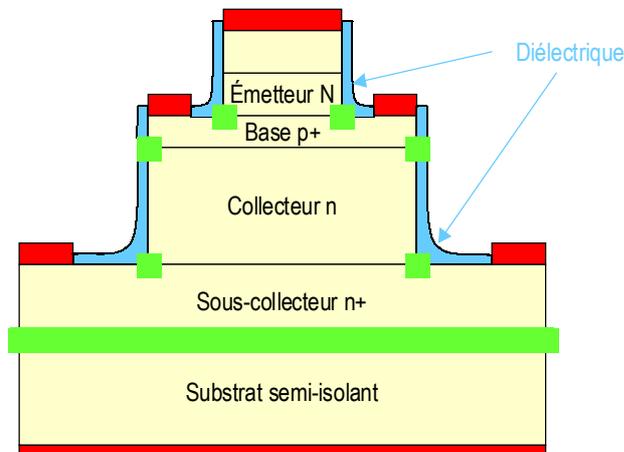
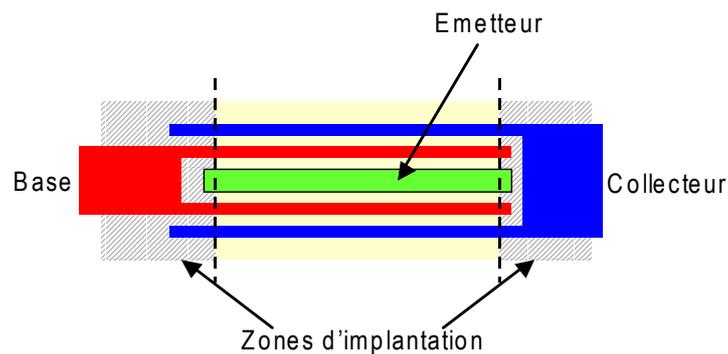


Figure III-2 Localisation des courants de fuites

Les courants de fuite sont liés à des phénomènes de recombinaison de surface mais sont aussi dus à l'étape d'implantation servant à définir la dimension de la zone active de chaque doigt.



Toutes ces sources de courants sont décrites de la façon suivante dans le modèle non-linéaire de TBH:

- Sources de courant principales

$$I_{BE} = I_{SE} \cdot \exp \frac{-T_{SE}}{T_j} \cdot \left(\exp \frac{qV_{BE}}{N_E \cdot k \cdot T} - 1 \right) \quad I_{BC} = I_{SC} \cdot \exp \frac{-T_{SC}}{T_j} \cdot \left(\exp \frac{qV_{BC}}{N_C \cdot k \cdot T} - 1 \right)$$

- Sources de courant de fuite

$$I_{FBE} = I_{SFE} \cdot \exp^{\frac{-T_{SFE}}{T_J}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BE}}{N_{FE} \cdot k \cdot T}} - 1 \right) \quad I_{FBC} = I_{SFC} \cdot \exp^{\frac{-T_{SFC}}{T_J}} \cdot \left(\exp^{\frac{qV_{BC}}{N_{FC} \cdot k \cdot T}} - 1 \right)$$

- Gain en courant

$$\beta_F = \beta_0 \cdot \exp^{\frac{\beta_1}{T_J}}$$

Les paramètres à déterminer lors de la modélisation sont : I_{SE} , I_{SC} , I_{SFE} , I_{SFC} , N_E , N_C , N_{FE} , N_{FC} , T_{SE} , T_{SC} , T_{SFE} , T_{SFC} , β_0 et β_1 . Leurs valeurs ainsi que les valeurs des résistances R_E et R_C sont obtenues par l'ajustement de mesures I-V réalisées à différentes températures.

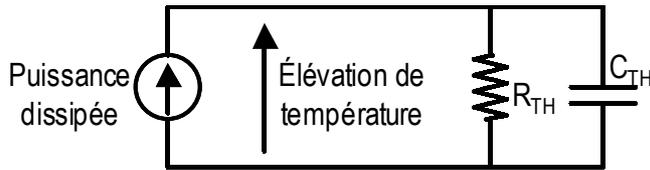


Figure III-3 Circuit thermique

Les effets thermiques dans le modèle sont pris en compte par une dépendance en température des courants de saturation des sources de courant (I_{SE} , I_{SC} , I_{SFE} et I_{SFC}) et du gain en courant β

[5]. L'élévation de température est évaluée par l'intermédiaire d'un sous-circuit thermique donnant à partir d'une puissance dissipée, une élévation de température. Par analogie avec un circuit électrique, la puissance est représentée par un courant circulant dans une (ou plusieurs) cellules RC, l'élévation de température est la tension s'établissant aux bornes de ce circuit.

II - A - 1 - b - Détermination des résistances d'accès

Parmi les trois résistances d'accès, seules deux d'entre elles sont extraites à partir des mesures statiques : R_E et R_C . Les mesures du réseau de sortie donnent accès à la somme de $R_E + R_C$ en considérant la zone de fonctionnement saturée. Cependant, la pente de la zone saturée donne une valeur supérieure à la somme des résistances $R_E + R_C$ qui est obtenue par des méthodes d'extractions directes telles que les mesures émetteur ouvert ou collecteur ouvert.

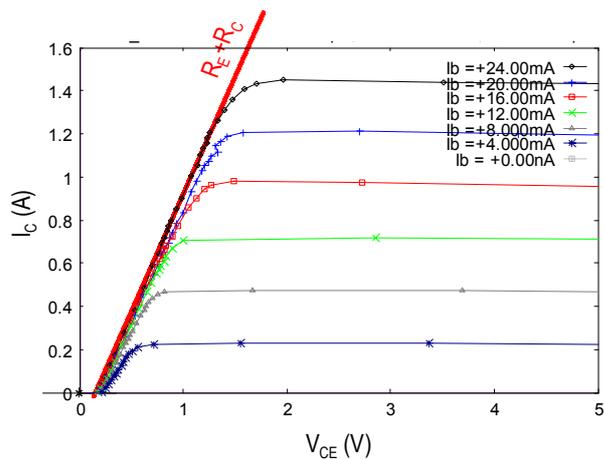


Figure III-4 Approximation de la somme des résistances R_E et R_C (CED2027 RMS1827)

Lors des extractions, ces résistances sont extraites à partir d'optimisations globales réalisées sur des mesures de réseaux statiques isothermes. L'impact de R_B est peut visible en statique, en revanche, elle a un fort impact sur le gain petit signal issu des paramètres [S].

Lors de la modélisation d'un premier lot de composants (masque Boréal), il est apparu lors de l'extraction des paramètres du modèle une grande difficulté pour reproduire la caractéristique $I_C = f(V_{BE})$. En effet, contrairement à d'autres modèles qui prennent en considération la présence d'une hétérojonction dans la description du composant, les équations de notre modèle ne le

permettent de façon rigoureuse. En effet, seuls les coefficients d'idéalité des jonctions supérieurs à un le prennent en compte. Ce facteur d'idéalité reste constant et ne dépend pas de la polarisation base-émetteur. Cependant, l'hétérojonction qui agit au niveau de la transconductance g_m peut être introduite au niveau de la résistance d'émetteur. Du point de vue statique et hyperfréquence, les effets de la température sur ces composants se traduisaient par une augmentation du gain petit signal avec la température comme l'illustre la Figure III-5.

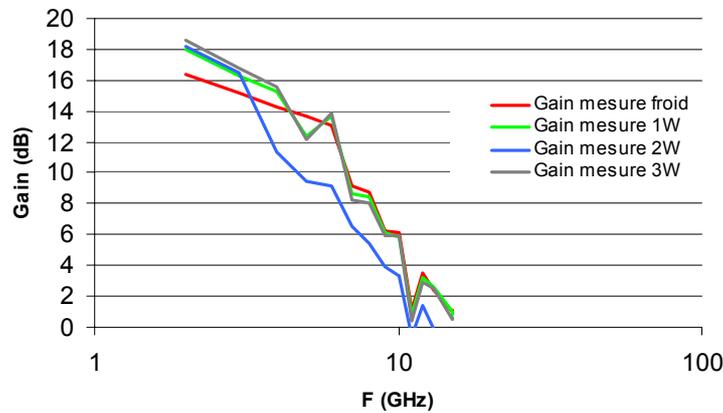


Figure III-5 Mesure du gain petit signal à différentes températures (CED1627 – RMS1827)

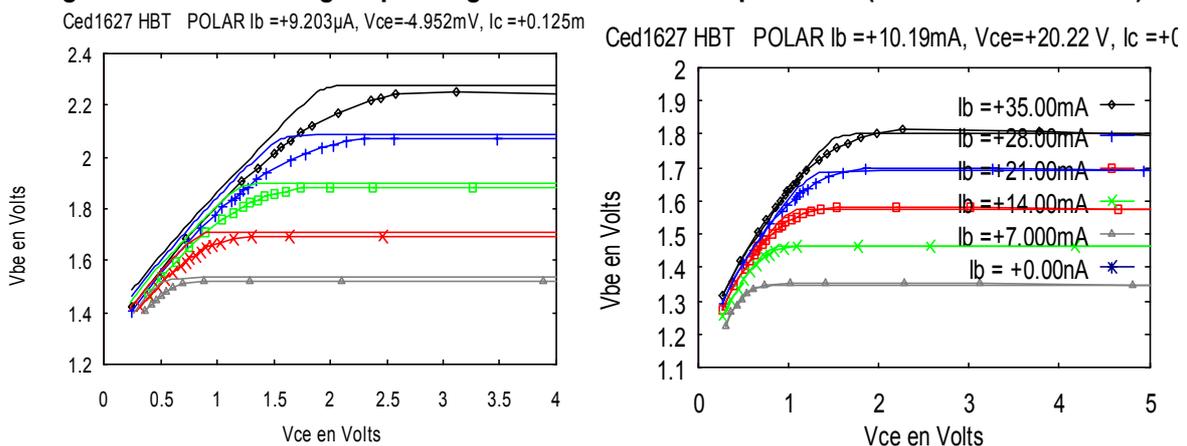


Figure III-6 Caractéristiques statiques d'un CED1627 (RMS1827)

(a): mesuré à froid avec $R_E=0.77\Omega$

(b): en dissipant 3W au point de repos avec $R_E=0.51\Omega$

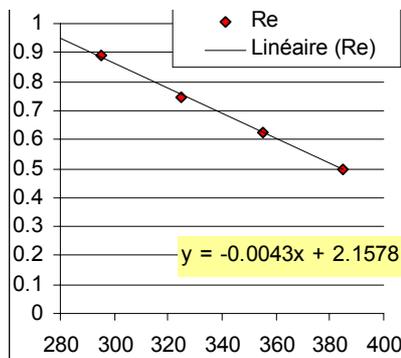


Figure III-7 Evolution de R_e fonction de la température CED2037 (RMS1827)

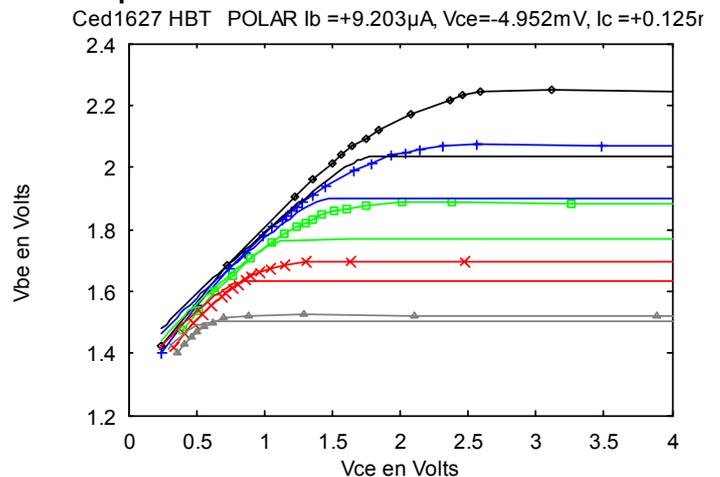


Figure III-8 Caractéristiques statiques d'un

CED1627 (RMS1827), à froid avec $R_E=0.52\Omega$

De gros écarts apparaissent sur les caractéristiques statiques (Figure III-8) lorsque la résistance d'émetteur est maintenue constante aux différentes températures. Une dépendance en température de la résistance d'émetteur a permis de reproduire ces mesures. Ce phénomène n'est apparu que sur un lot de composant, la mise en place de cette résistance d'émetteur non-linéaire n'a donc pas été reprise sur les composants de dernières générations.

II - A - 2 - Modélisation de la partie dynamique

II - A - 2 - a - Origine des charges dans un TBH

Les charges limitent la réponse en fréquence des transistors bipolaires. En ce qui concernent les porteurs majoritaires, ils se déplacent très rapidement (quelques picosecondes) et ne créent pas de réelles contraintes, les limitations sont dues aux porteurs minoritaires. Dans un transistor bipolaire en fonctionnement normal, les porteurs minoritaires sont stockés dans les zones quasi-neutres de base et d'émetteur, il leur correspond des capacités de diffusion. Des charges sont également stockées dans les zones de charge d'espace émetteur-base et base-collecteur, à ces charges correspondent les capacités de jonction [6].

II - A - 2 - b - Modèles des capacités non-linéaires.

Seule la capacité base-émetteur a une dépendance en température.

La forme typique de la capacité de jonction est (par exemple pour la jonction base-émetteur):

$$C_{JE}(V_{BE}) = \frac{C_{JE0}}{\left(1 - \frac{V_{BE}}{\phi_E}\right)^{m_E}}$$

m_E est égal à 0.5 pour les jonctions abruptes.

Cette expression n'est plus valable si $\frac{V_{BE}}{\phi_E}$ est supérieur à un, c'est pourquoi dans les équations du modèle, on définit une tension V_{BE_L} , inférieure à ϕ_E , à partir de laquelle la capacité de jonction reste constante et égale à:

$$C_{JE}(V_{BE}) = \frac{C_{JE0}}{\left(1 - \frac{V_{BE_L}}{\phi_E}\right)^{m_E}}$$

Le même type d'expression est utilisé pour la capacité base-collecteur.

La capacité base-émetteur se compose de deux termes : une capacité de jonction et une capacité de diffusion :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{BEJ} = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BE}}{\phi}}} \quad V_{BE} < V_{BE_L} \\ C_{BEJ} = \frac{C_{J0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BE_L}}{\phi}}} \quad V_{BE} > V_{BE_L} \end{array} \right.$$

C_{J0} est la valeur de la capacité base-émetteur à V_{BE} égal à 0, ϕ est la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur.

$$C_{BEd} = C_{BE_d0} \cdot \exp\left(\frac{-C_{BE_d1}}{T_j}\right) \cdot \exp\left(\frac{qV_{BE}}{N_d \cdot k \cdot T}\right)$$

La capacité base-collecteur se compose également de deux termes : une capacité de jonction et une capacité de diffusion :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{BCJ} = \frac{C_{BCJ0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BC}}{\phi_{BC}}}} \quad V_{BC} < V_{BC_L} \\ C_{BCJ} = \frac{C_{BCJ0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{BC_L}}{\phi_{BC}}}} \quad V_{BC} > V_{BC_L} \end{array} \right.$$

C_{BCJ0} est la valeur de la capacité base-émetteur à V_{BC} égal à 0, ϕ_{BC} est la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur.

$$C_{BCd} = C_{BC_d0} \cdot \exp\left(\frac{qV_{BC}}{N_{BC} \cdot k \cdot T}\right)$$

Les équations précédentes imposent que les capacités au niveau des deux jonctions sont commandées par les tensions à leurs bornes. Dans l'approche quasi-statique, il est supposé que les charges réagissent instantanément aux variations de tensions de commande. L'approche non quasi-statique considère des états transitoires lors des brusques variations des tensions de commande. La prise en compte de ces effets dans le modèle a été réalisée dans [7].

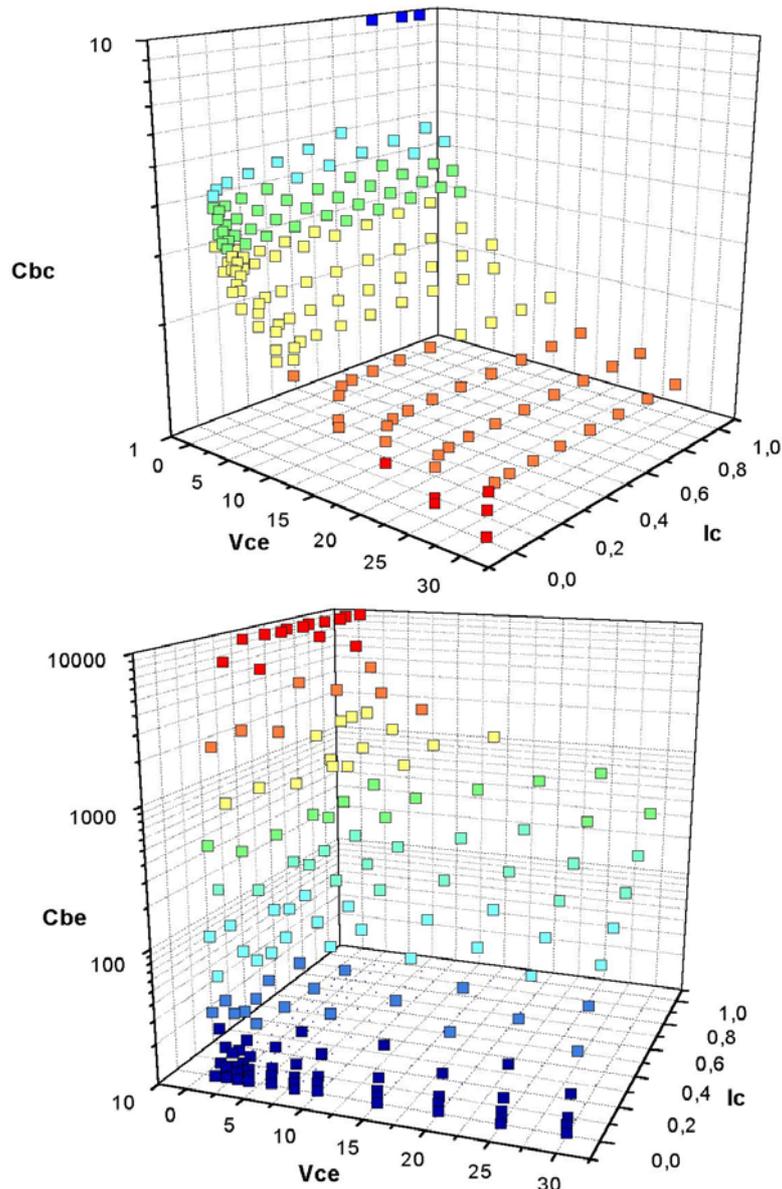


Figure III-9 Capacités non-linéaire d'un CED2027 à 22°C en fonction du point de fonctionnement – Modèle (NARVIK 3 K190821 R61)

La Figure III-9 permet de visualiser la dépendance des capacités base-émetteur et base-collecteur aux deux tensions V_{BC} et V_{BE} . Dans le modèle, la dépendance de la capacité BE (respectivement BC) avec la tension BE (respectivement BC) est réalisée par l'utilisation d'une transcapacité nommée C_{BE_C} (respectivement C_{BC_E}).

- Transcapacité base émetteur

$$C_{BEC} = C_{BEC0} \cdot C_{BEC1} \cdot \exp^{C_{BEC1} \cdot V_{BC}}$$

- TranscapacitéBase collecteur

$$C_{BCE} = C_{BCE0} \cdot \exp^{\frac{-C_{BCE1}}{T_j}} \cdot \exp^{\frac{q \cdot V_{BE}}{N_c \cdot k \cdot T_j}}$$

II - A - 2 - c - Méthode d'extraction

La modélisation dynamique des composants est réalisée à partir de mesures de paramètres [S]. L'approche retenue à l'IRCOM pour la modélisation des TBH est basée sur des optimisations multipolarisations même si le passage en paramètres [Y] peut permettre d'extraire directement les valeurs de certains éléments. On trouvera d'ailleurs dans [8] les expressions de ces différents éléments suivant la topologie du modèle retenue (en π ou en T). Ces optimisations multipolarisation permettent notamment de garder certains paramètres constants quel que soit le point de fonctionnement (les éléments extrinsèques par exemple) alors que d'autres éléments seront variables selon l'endroit de mesure. Ces éléments extrinsèques peuvent aussi être obtenus par des simulations électromagnétiques [9]. Les méthodes électromagnétiques n'ont pas été appliquées à ce travail.

Tout d'abord, rappelons que les plans de mesures de paramètres [S] se situent sur les accès coplanaires des puces (Figure III-10). Les modèles extraits ne devront pas prendre en compte ces lignes d'accès. Plusieurs méthodes existent pour les supprimer de façon plus ou moins rigoureuse. On trouvera toujours les méthodes électromagnétiques et des approches moins précises basées sur des modèles électriques de réseaux d'accès.

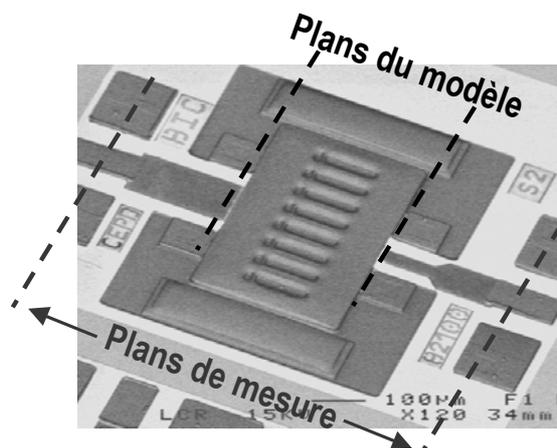


Figure III-10 Positions des plans de mesure et des plans dans lesquels sera réalisé le modèle

C'est seulement lorsque les mesures de paramètres [S] sont disponibles dans les plans du modèle que débute l'extraction:

- Extraction des self-inductances d'accès: Typiquement, ces self-inductances sont extraites pour des points de fonctionnement où le transistor est en court-circuit, dans une zone de fonctionnement saturée à faible tension V_{CE} pour laquelle le courant de base est peu différent du courant collecteur.
- Extraction des capacités plots: Leur extraction est faite sur des points de fonctionnement bloqués (courant collecteur nul).
- Extraction des paramètres des éléments non-linéaires: A partir de mesures de paramètres [S] réalisées à I_B constant à différents V_{CE} , on extrait la capacité non-linéaire C_{BC} . La capacité C_{BE} est extraite à partir de mesures à V_{CE} constant en fonction du courant I_C (de la tension V_{BE}).

Ces extractions sont faites à l'aide d'optimisations entre le modèle électrique et les mesures dans le logiciel ADS. Lors des mesures sur le banc de paramètres [S], on obtient deux fichiers:

- Un fichier avec l'extension "mes" qui comporte les mesures statiques
- Un fichier avec l'extension "mps" qui contient toutes les mesures de paramètres [S]

Des modifications mineures dans l'en-tête et l'indexation des fichiers de mesures obtenus par le banc de mesure de l'IRCOM permettent d'accéder à toutes les mesures de paramètres [S] depuis ADS (sous forme d'un fichier MDIF) ce qui permet de vérifier la validité du modèle sur un grand nombre de points de fonctionnement sans qu'il soit nécessaire d'extraire un fichier de paramètres [S] pour chaque point de mesure.

II - B - Application à la modélisation des TBH bande S

Parmi les composants mesurés au cours de cette thèse, il ne sera présenté que la modélisation des composants les plus récents et principalement deux structures ayant des surfaces assez proches :

- CED2027 ($2800\mu\text{m}^2$): 20 doigts de $2 \times 70\mu\text{m}^2$, topologie distribuée
- CEPD82100bic ($3200\mu\text{m}^2$): 8 doigts de $2 \times 100\mu\text{m}^2$, topologie parallèle

II - B - 1 - Modélisation statique

L'extraction de la partie statique est faite à partir d'une application développée à l'IRCOM qui permet d'optimiser de manière simultanée des mesures statiques à différentes températures. Ainsi, en disposant de mesures de caractéristiques statiques à différentes températures, on extrait les paramètres nécessaires à la modélisation des sources de courant ainsi que les valeurs des résistances d'émetteur et de collecteur. Ces méthodes d'optimisation sont décrites dans [19].

II - B - 2 - Modélisation dynamique

La modélisation de la partie dynamique passe principalement par l'extraction des paramètres des capacités non-linéaires et des éléments extrinsèques à partir des mesures de paramètres [S].

II - B - 2 - a - Circuit de préadaptation

Certains composants, afin de rendre leur adaptation plus facile (pour des applications autour de 3GHz) sont munis d'un circuit de préadaptation sur l'accès de base. Il est donc nécessaire de le modéliser précisément afin de ne pas introduire d'incertitudes supplémentaires pour l'extraction du modèle

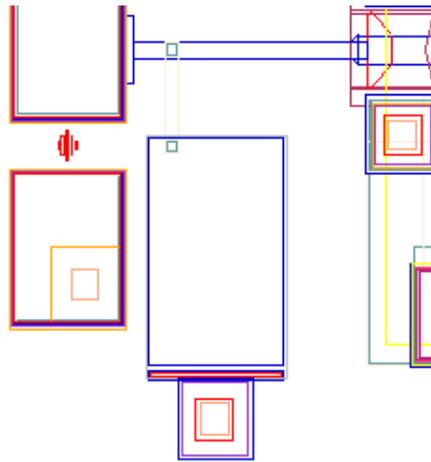


Figure III-11 Circuit de préadaptation sur la base

La cellule de préadaptation est la même pour toutes les topologies, elle est composée d'une capacité MIM de 8.2pF et d'un pont à air ayant un effet inductif, réalisant ainsi un filtre LC série reliant la ligne d'accès base vers la face arrière par l'intermédiaire d'un via.

Plusieurs problèmes sont apparus lors de l'utilisation de ce circuit. Ils avaient au départ été attribués à des problèmes de couplage entre le circuit d'adaptation et le transistor. Il a été observé ceci:

- La fréquence de coupure du filtre simulée est de 4.5GHz, en accord avec la mesure du motif de test réalisée sur l'une plaque (plaque C)
- Les fréquences de coupures observées sur les mesures de gain des transistors préadaptés subissaient de fortes variations selon la plaque (NARVIK 3 et 4 : A, B, C ou D) et la topologie (CED2027 et CEPD82100bic).

Topologie	Plaque			
	A	B	C	D
CED2027	5,5GHz	5,5GHz	5GHz	5GHz
CEPD82100bic	5GHz	5GHz	4,5GHz	4,5GHz

Deux familles de plaques, donnant des fréquences de coupures identiques sont apparues: A-B et C-D. Les différences observées entre différentes plaques sur les fréquences de coupure sont liées à des variations sur la densité de capacité (lié à l'épaisseur de nitrure de passivation).

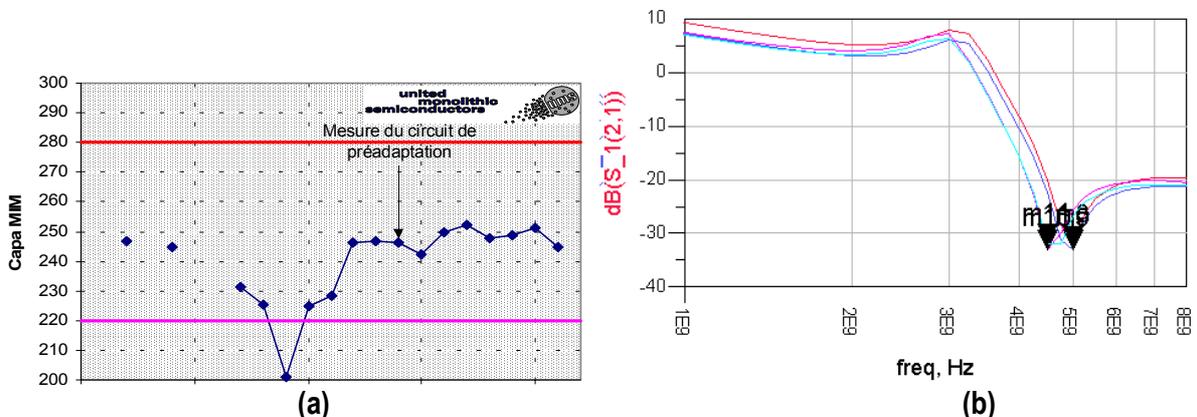


Figure III-12 Mesure des capacités sur différentes plaques (a) et fréquence de coupure en fonction de la plaque (b)

En ce qui concerne les différences entre les deux topologies, elles sont liées à la structure de la préadaptation.

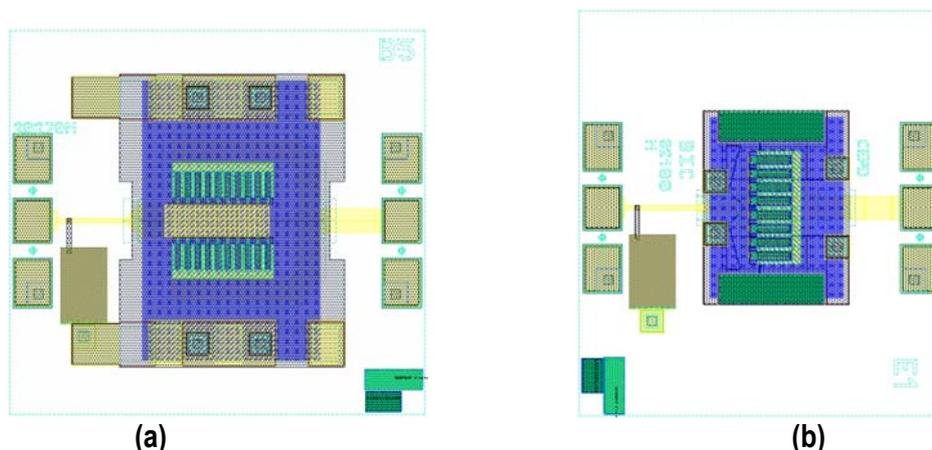


Figure III-13 Layouts des deux transistors CED2027 (a) et CEPD8200bic (b)

Pour le CEPD82100bic, le circuit est composé de la capacité MIM, relié à la masse par un trou métallisé. Dans le CED2027, la capacité est reliée à l'émetteur, ainsi la mise à la masse n'est plus réalisée par un seul via (dont la self-inductance équivalente vaut 20pH) mais par un via-trou mis en parallèle avec les via-trous mettant l'émetteur à la masse, se traduisant donc par une self-inductance équivalente plus faible et une modification de la fréquence de résonance de ce filtre.

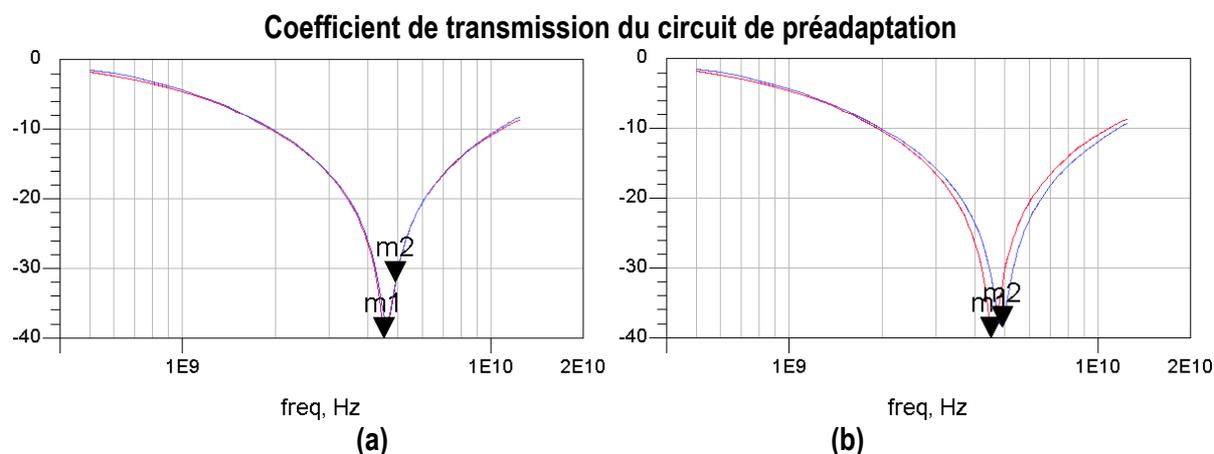


Figure III-14 Réponse du circuit de préadaptation avec un via (a) et cinq vias en parallèle (b)

Ce problème observé lors de la modélisation des composants était donc lié:

- A des variations technologiques au niveau de la réalisation des composants passifs qui expliquent les différences trouvées sur un même composant venant de deux plaques.
- Aux différences entre deux topologies au niveau du dessin du transistor et la répartition des trous métallisés.

II - B - 2 - b - Paramètres des CED2027M et CEPD82100bicM

Voici récapitulés les paramètres des modèles extraits sur l'un des derniers lots de composants pour deux structures de composants. On notera que des paramètres différents sont obtenus pour une même topologie de composants mais issus de plaques différentes (NARVIK3 K190821 R61 et NARVIK3 K190826 R14). Ceci est attribué à des

comportements différents en fonction de la température qui ont été observés. Ces effets thermiques feront l'objet d'une autre partie de ce chapitre.

		CED2027			CEPD82100bic	CED2027			CEPD82100bic
		Ba37	U34	Be25	Narvik R061	Ba37	U34	Be25	Narvik R061
		Narvik R061	Narvik R014	Narvik R061		Narvik R061	Narvik R014	Narvik R061	
Sources de courant	Ise	9,59E+06	1,11E+04	9,51E+06	Capacités non-linéaires	Cbc_j0	3,76E-12	3,96E-12	3,8E-12
	Isc	5E+07	1E+03	5E+07		phi_bc	2,27+0,05		
	Ne/Nc	1,18				vbc_l	2,27		
	Isfe	3,4E+02	6,11E+05	2,58E+02		cbc_d0	1,73E-27	5,05E-27	
	Isfc	6,68E+06	1,00E+09	1,91E+04		Nbc	1,18		
	Nfe/Nfc	2,34				Cj0	8E-12	4E-12	8E-12
	Beta0	24,9	24,81	24,69		phi_be	1,5+1		
	Beta1	235	264	235		vbe_l	1,5		
	Tse/Tsc	19500	16555	19500		cbe_d0	1,98E-03	2,08E-06	6,34E-04
	Tsfe/Tsfc	11200	14962	11200		cbe_d1	19500	16555	19500
	RTH					Nd	1,18		
	Elements extrinseques	Re	0,303			0,255	Cbe_c0	4E-12	3,808E-12
Rb		0,11		0,25	Cbe_c1	3			
Rc		0,57		0,79					
Le (pH)		10,50		11,60	Cbc_e0	2,23E-03	4,23E-06	4,51E-03	
Lb (pH)		55		41	Cbc_e1	19500	16555	19500	
Lc (pH)		90		57	Nbe	1,18			
Ccp (fF)		835		830					
Cbp (fF)		590		1291					
Cbcext (fF)		0							

Tableau III-1 Paramètres des CED2027 et CEPD82100bic

Voici les résultats obtenus avec ces paramètres:

II - B - 2 - c - Modélisation du CED2027M

(i) Exemples de comparaison en petit signal

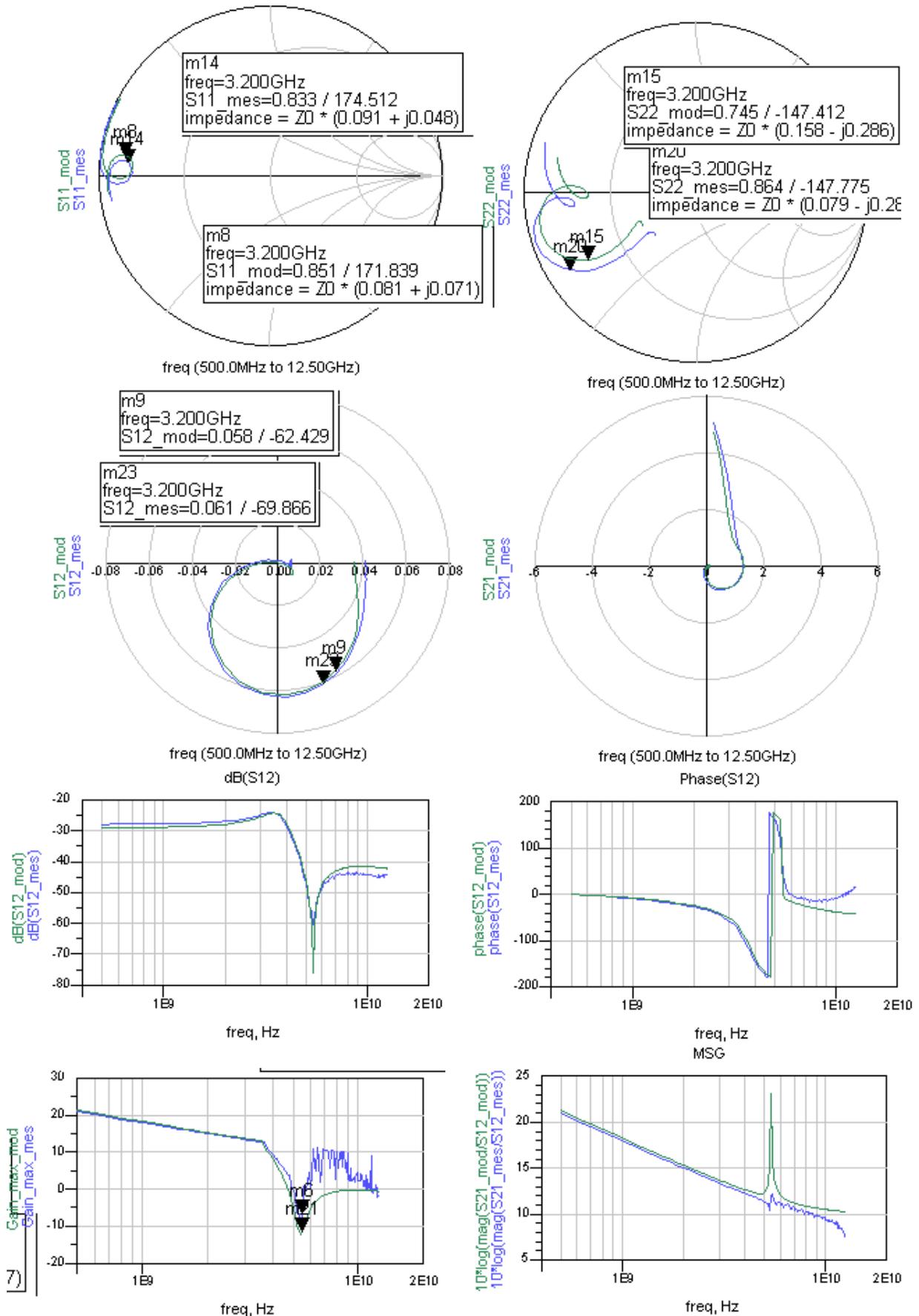


Figure III-15 Comparaison mesure/modèle en paramètres [S] d'un CED2027M (Narvik) : 12V-30mA-CW°c (mesure TRT)

(ii) Exemples de comparaison en fort signal: Mesures load-pull.

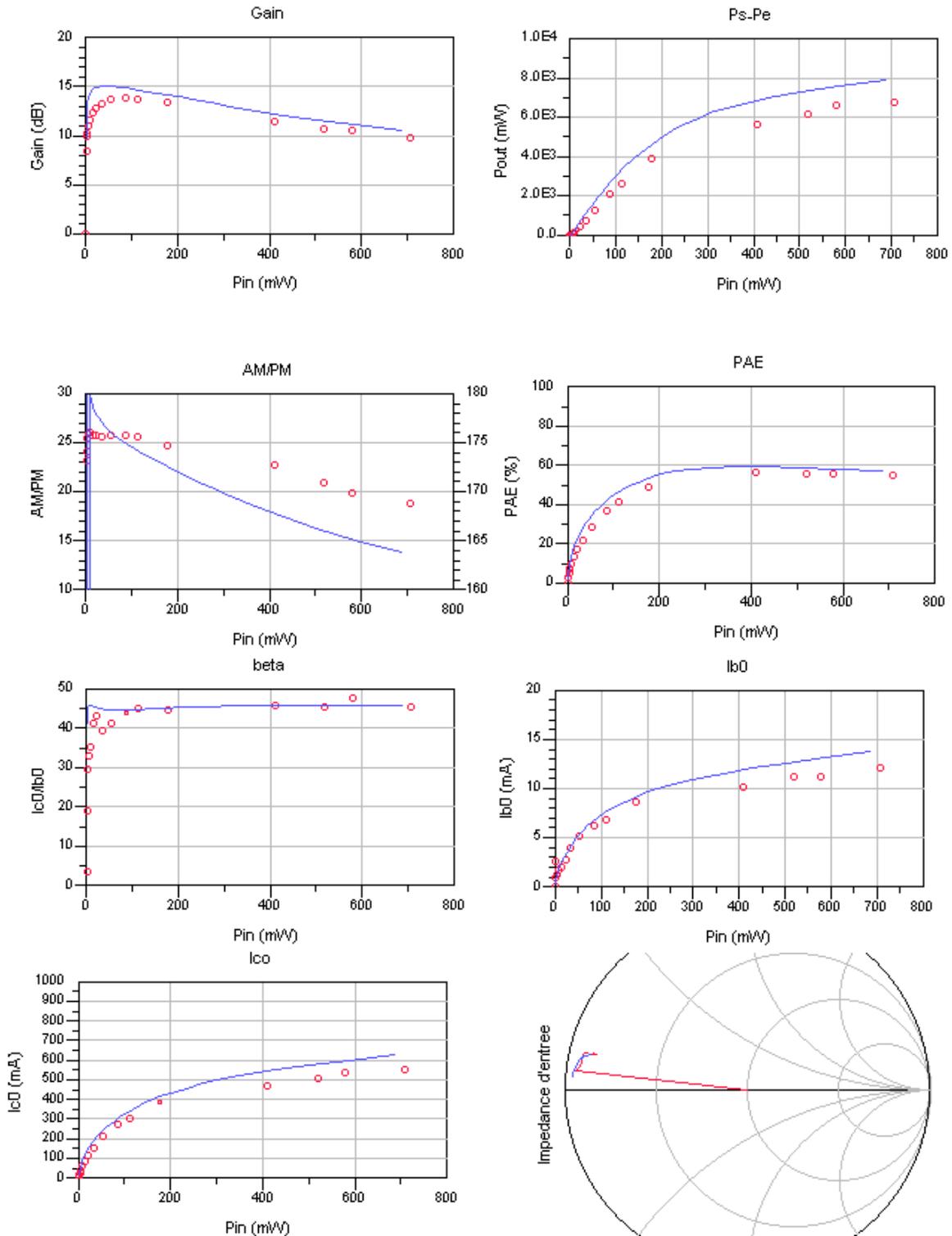


Figure III-16 Comparaison mesure/modèle en puissance d'un CED2027M (Narvik) : 20V-2.9GHz
 II - B - 2 - d - Modélisation du CEPD82100bicM

(i) Exemples de comparaison en petit signal

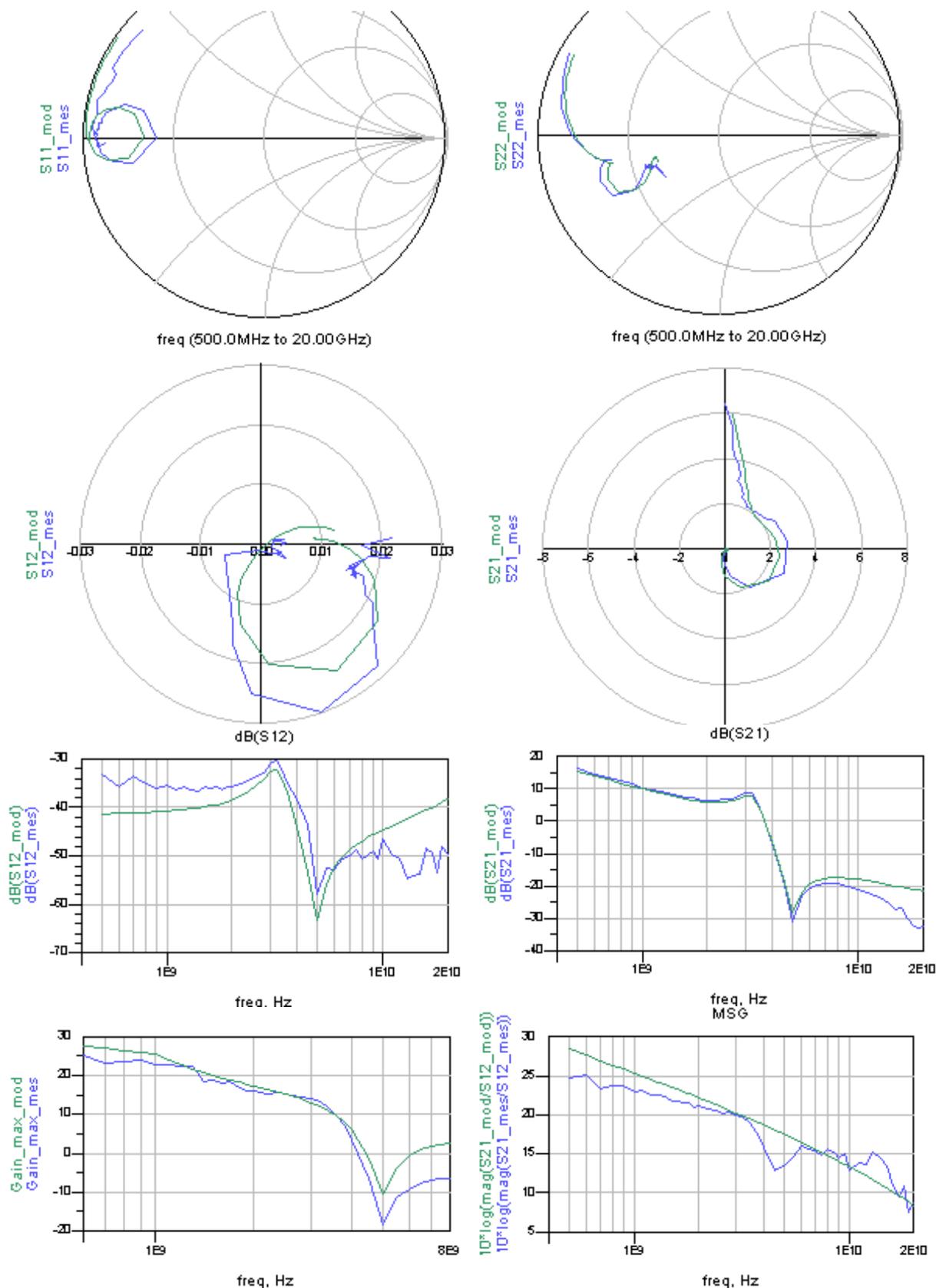


Figure III-17 Comparaison mesure/modèle en paramètres [S] d'un CEPD82100BicM (Narvik) : 17V-480mA-150°C

(ii) Exemples de comparaison en fort signal: Mesures load-pull.

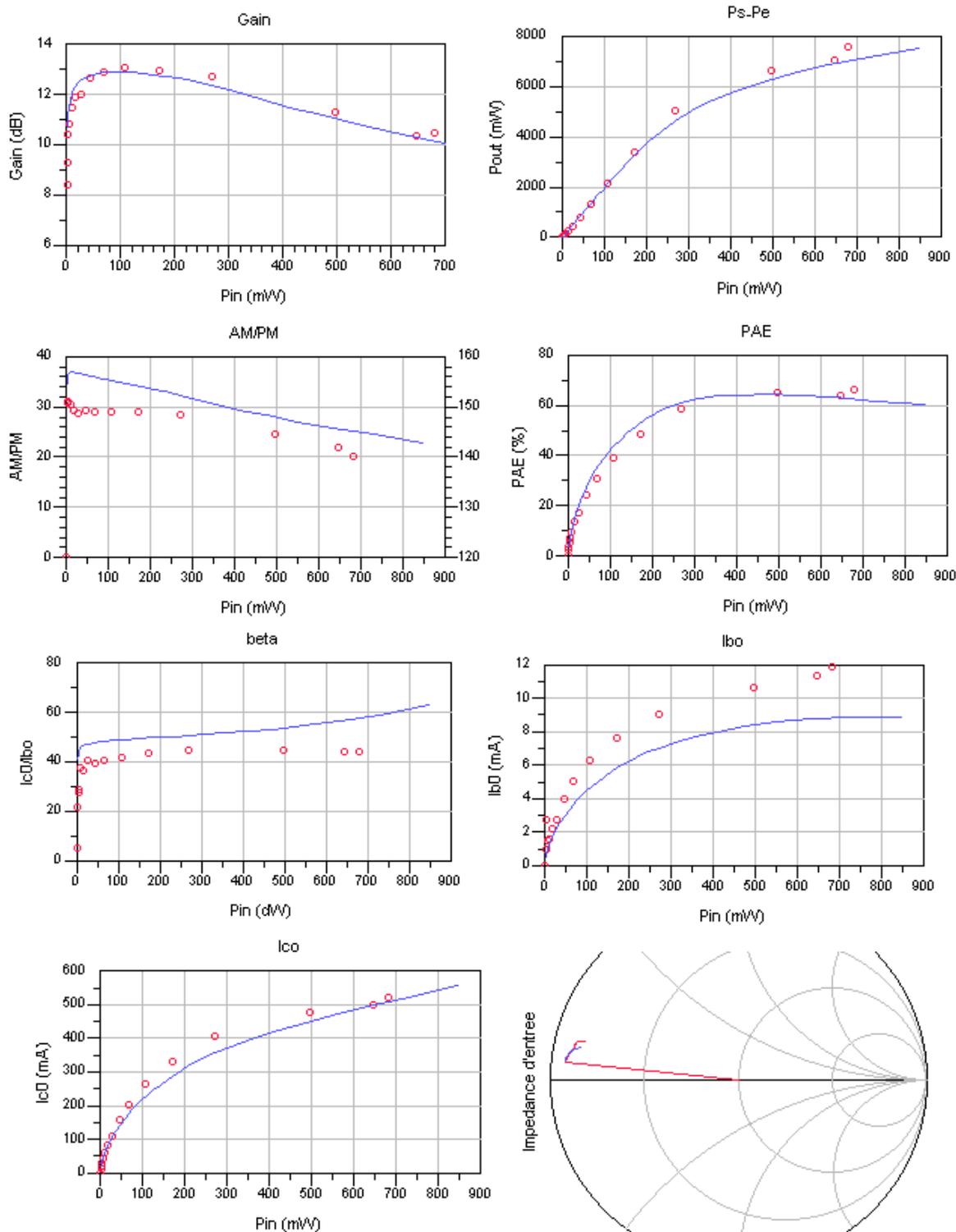


Figure III-18 Comparaison mesure/modèle en puissance d'un CEPD82100BicM (Narvik) : 20V-2.9GHz

III - Implantation du modèle d'avalanche

III - A - Description des effets de l'avalanche au niveau électrique.

Le phénomène physique responsable du claquage d'un transistor bipolaire a été présenté au premier chapitre grâce aux équations de la physique des semi-conducteurs. Nous allons étudier ce phénomène au niveau circuit et déterminer la limite de tension collecteur-émetteur d'un transistor. Ainsi, il apparaît l'influence du type de polarisation de la base sur la valeur de la tension limite en fonctionnement statique.

Les définitions des tensions de claquage d'un transistor bipolaire peuvent être trouvées dans [10]. Dans [11], on trouvera également des explications à propos de ces différentes tensions de claquage et du rôle du gain en courant sur la limite de fonctionnement obtenu à partir de simulations physiques 2D.

III - A - 1 - Montage émetteur commun

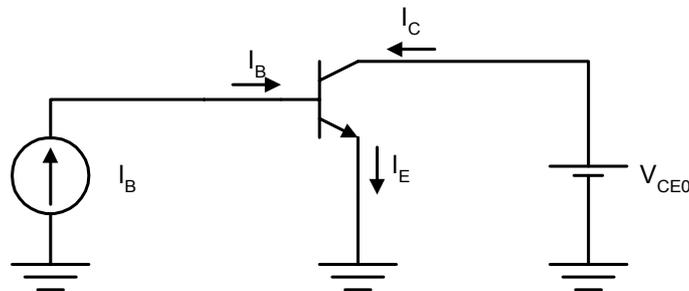


Figure III-19 Transistor bipolaire en montage émetteur commun

Si on considère le montage ci-dessus, c'est à dire un TBH polarisé par un courant de base constant et une tension V_{CE0} . A faible V_{CE0} , le courant base étant égal à I_{B0} : il apparaît au niveau de la jonction base-émetteur une tension V_{BE0} . Si la tension de commande V_{CE0} augmente, des ionisations par impact se déclenchent dans la jonction base-collecteur. Pour chaque particule ionisée, un électron est libéré et est accéléré par le fort champ électrique, cet électron contribue à augmenter le courant collecteur. Dans le même temps un trou est créé, celui-ci est entraîné par le champ électrique dans la base. La somme des courants ($I_E + I_B + I_C$) devant rester nulle, et le courant de base étant fixé, l'augmentation du courant collecteur se traduit également par une augmentation du courant d'émetteur, un nombre plus important d'électron est alors injecté dans l'émetteur. Ainsi, à un courant base fixé, on assiste à une augmentation du courant collecteur en régime d'avalanche, d'où une augmentation du gain en

courant statique $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ puisque le courant base est fixe. La destruction du composant intervient lorsque de trop forts courants sont atteints.

Une tension limite apparaît et dépend du courant de base, la plus forte étant atteinte lorsque le courant base est nul (en raison d'un gain en courant faible). Dans cette configuration, le claquage intervient lorsqu'une diminution de la barrière de potentiel de la jonction base-émetteur est suffisante pour faire conduire la jonction. Cette tension limite est

nommée BV_{CEopen} , correspondant à un fonctionnement avec la base en circuit ouvert, ou encore à courant base nul. Voici par exemple des mesures réalisées dans cette configuration sur les premiers transistors fournis par UMS à forte tension de claquage (transistors provenant du centre recherche allemand FBH). Le courant base était maintenu constant et égal à 0.

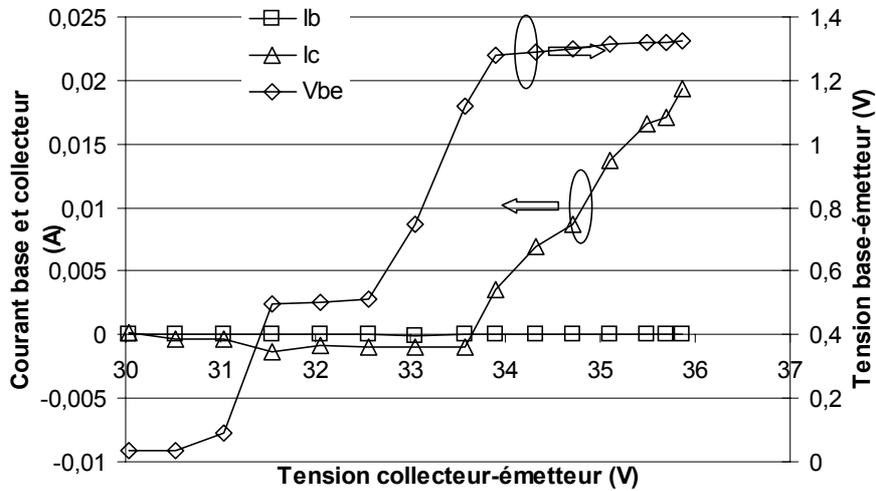


Figure III-20 Mesure de l'avalanche en configuration émetteur commun

Sur ces courbes, on voit que l'augmentation du courant collecteur (à $V_{CE}=33.5$ V) correspond à une tension base-émetteur supérieure à 1V. La barrière de potentiel de la jonction devient alors faible et des électrons sont injectés de l'émetteur vers la base.

III - A - 2 - Montage base commune

Dans cette configuration, les mécanismes d'ionisation par impact apparaissent de la même façon qu'une configuration émetteur commun lorsque la tension V_{CB0} augmente, pourtant, les effets induits par les électrons et les trous sont différents.

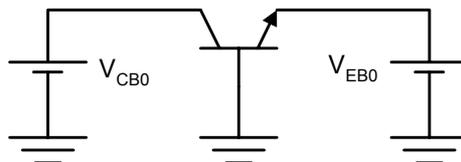


Figure III-21 Transistor bipolaire en montage base commune

En effet, la tension base-émetteur étant fixée, il n'y a plus de modification de la barrière de potentiel B-E, la neutralité de la base est conservée car les trous ne sont plus confinés dans la base mais sont évacués par le contact de base. Cette nouvelle composante du courant de base se soustrait au courant base établi initialement par la tension de polarisation externe V_{EB0} . La tension maximale est la tension de claquage de la jonction base-collecteur. Cette valeur maximale correspond à une tension base-émetteur nulle, la tension base-collecteur se nomme alors $BV_{CBshort}$.

III - A - 3 - Récapitulatif des effets de l'avalanche

La tension d'avalanche d'un montage base commune est beaucoup plus importante que celle d'un montage émetteur commun, cependant, la plupart des transistors dont on dispose pour les applications microondes sont en montage émetteur commun. La réalisation de transistor base commune est possible mais nécessite par exemple de disposer pour la

polarisation des composants de deux tensions de signes opposés. Les différences de tensions de claquage (en statique) entre les deux types de montage sont liées au type de commande de la base (courant ou tension constant). Un montage émetteur commun avec une commande de la base en tension bénéficie de tensions de claquage comparables à celle du montage base-commune comme le montrent des mesures réalisées sur un transistor UMS

Les mesures suivantes sont faites en considérant ce type de circuit :

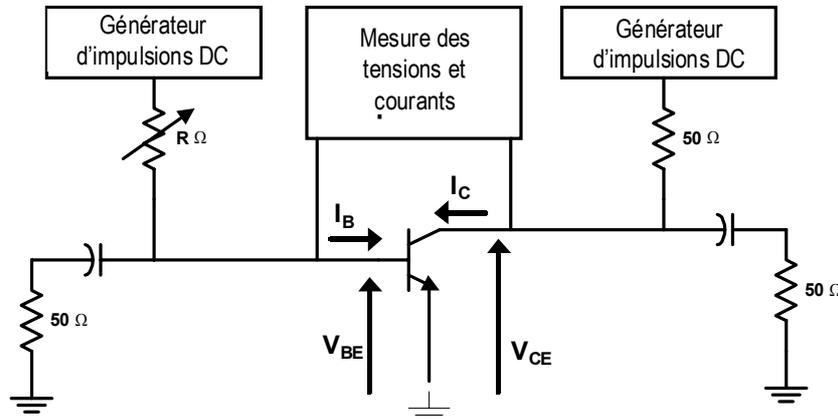


Figure III-22 Principe de la mesure

Une impulsion de tension est envoyée entre émetteur et collecteur. Aucun signal n'est appliqué sur la base. On utilise une résistance fermant l'accès base afin de mesurer le courant qui y circule.

Au fur et à mesure que la tension V_{CE} est augmentée, on observe une augmentation de la tension aux bornes de la résistance qui tend à polariser la jonction base-émetteur, traduisant l'existence d'un courant sortant de la base lors du fonctionnement à forte tension V_{CE} .

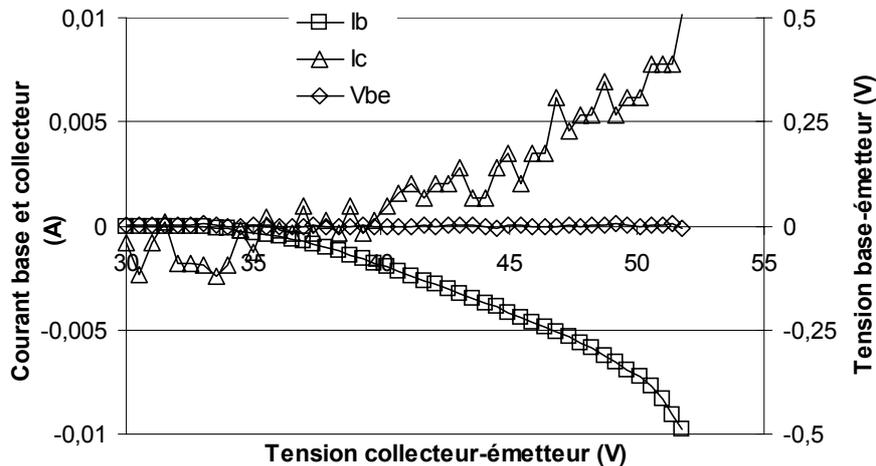


Figure III-23 Mesure de l'avalanche en configuration base commune

Les phénomènes d'ionisation par impact apparaissent pour une tension V_{CE} supérieure à 35V (proche de la tension de claquage émetteur commun). Au-delà de cette tension, on mesure une augmentation du courant collecteur jusqu'à la destruction du composant à 53V. On relève un courant de base négatif (sortant de la base) qui est égal en valeur absolue au courant collecteur.

Physiquement, il est impossible de dépasser aux bornes de la jonction BC une tension BV_{CB0} sans détruire le composant. Au niveau du transistor, cette tension sera atteinte si le courant de base n'est pas fixé, dans le cas contraire, les effets cumulatifs dus à l'augmentation du gain en courant réduisent les limites de fonctionnement et tendent à se rapprocher de la tension BV_{CE0} .

III - B - Mesures de puissance au-delà de la tension de claquage émetteur commun

En statique, si les conditions de polarisation sont bien choisies (polarisation de la base en tension, tension faible), il est possible de faire fonctionner un TBH au delà de la tension d'avalanche émetteur commun. Donc si pour des mesures de puissance de type load-pull, les conditions de polarisation de la base sont telles que celle-ci voit une impédance faible, les excursions du signal RF pourront elles-aussi dépasser cette tension. Un transistor bande X CEPD623 (6 doigts de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$, topologie parallèle) de la filière HB20P d'UMS (tension de claquage émetteur commun égale à 16V) est mesuré en classe C ($V_{BE0}=0\text{V}$) à une fréquence de 2GHz. En modifiant la tension de polarisation V_{CE0} , il est apparu un courant moyen négatif circulant dans la base.

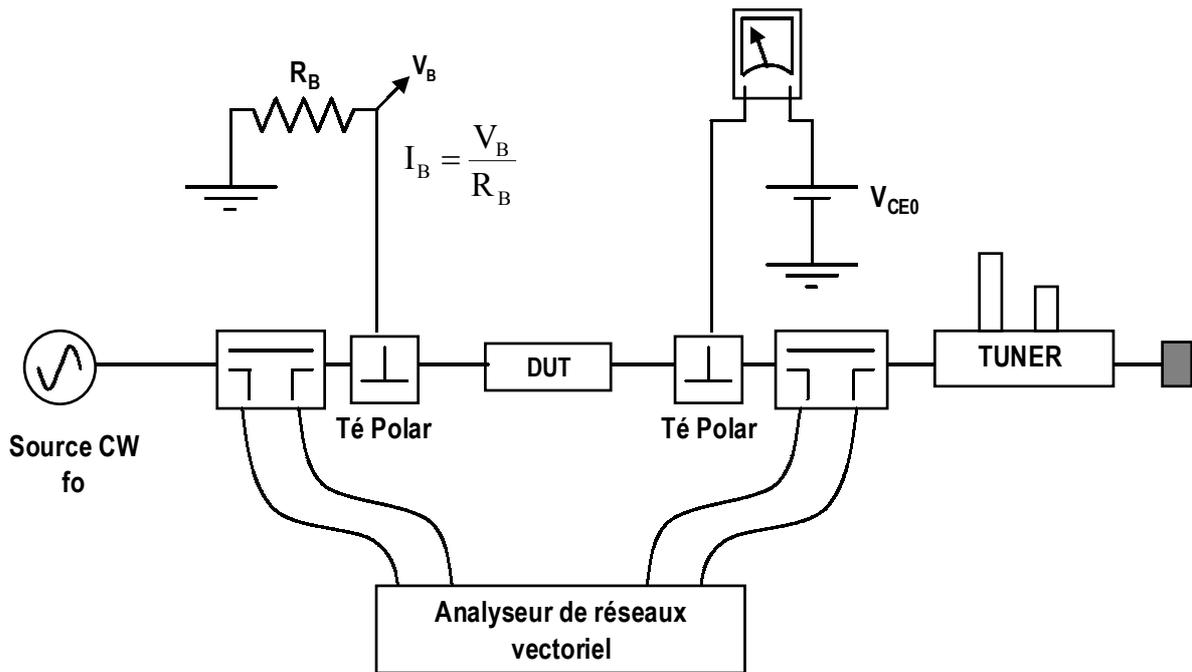


Figure III-24 Mesures load-pull en classe C à 2GHz – Principe de la mesure

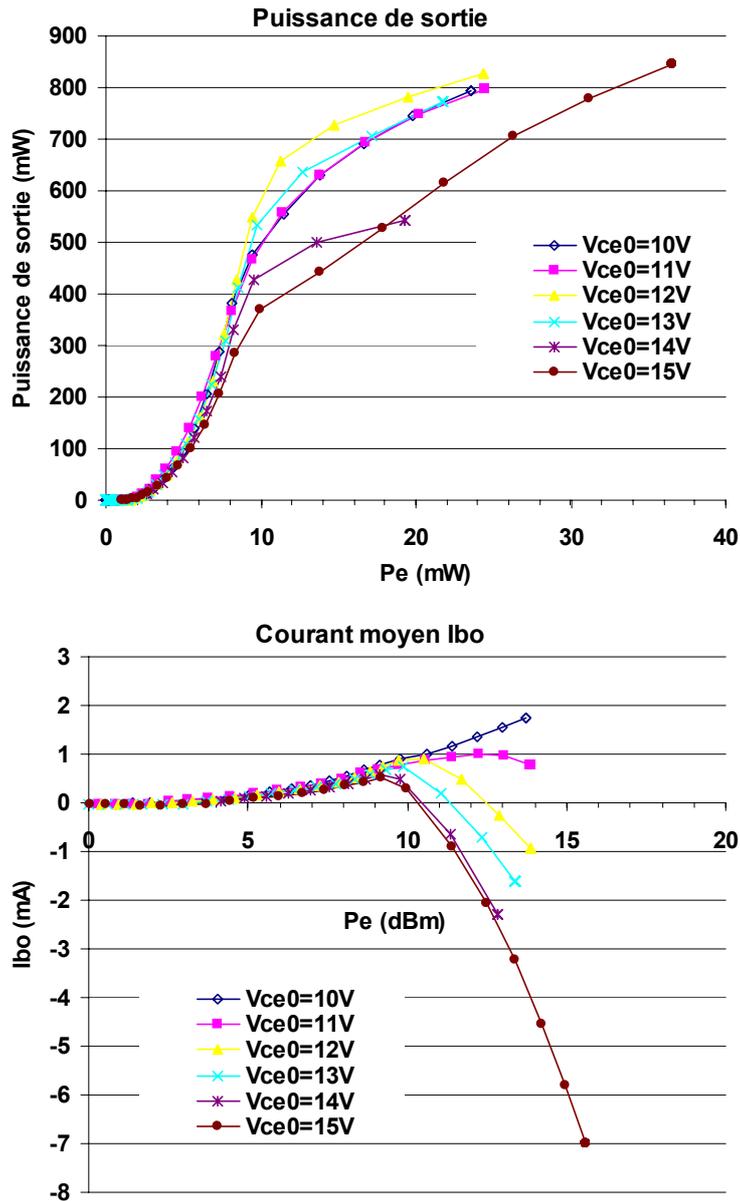


Figure III-25 Mesures load-pull en classe C à 2GHz à différentes tensions de polarisation V_{CE0} : $P_S=f(P_E)$ et $I_{B0}=f(P_E)$

Il est intéressant de remarquer que ce transistor a été polarisé à une tension V_{CE0} égale à 15V (alors que la tension de claquage émetteur commun est supérieure à 14V d'après les données de fonderie, la tension V_{CE0} est d'ailleurs limitée à 8V) et a permis d'atteindre une puissance de sortie proche de 1W (pour ce transistor de petite taille : 6 doigts de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$), confirmant ainsi que les excursions de tension RF en sortie vont au-delà de cette tension de claquage émetteur commun. De la même façon qu'en fonctionnement statique on observe un courant de base négatif, le même type de courant moyen apparaît en fonctionnement dynamique. Il faut tout de même souligner que cette expérience a été réalisée en classe C, classe de fonctionnement où le transistor conduit sur une durée assez faible par rapport à la période du signal.

III - C - Implémentation du claquage dans le modèle non-linéaire

Des simulations physiques 1-D [12] ont été réalisées sur une structure de transistor à forte tension de claquage afin de bien identifier les mécanismes décrits dans le premier chapitre. Un modèle de type dérive diffusion a été utilisé et s'avère suffisamment précis en raison de l'épaisseur importante du collecteur. Ces simulations permettent de comparer les densités de porteurs ou de courants selon que les mécanismes d'ionisations soient activés ou non. Les conditions de fonctionnement sont les mêmes pour ces deux types de simulation comme le montre la forme du champ électrique.

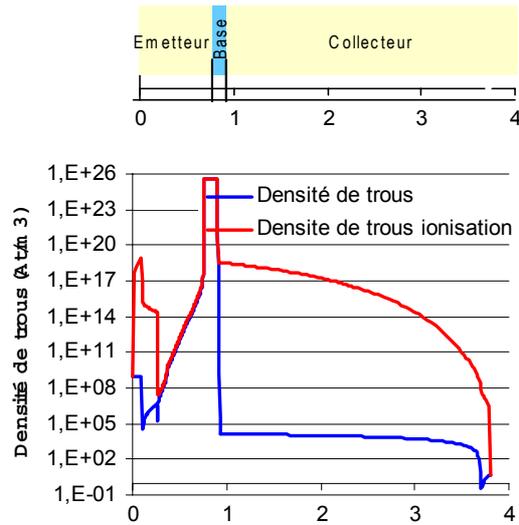


Figure III-26 Densité de trous en fonction de la position dans la structure

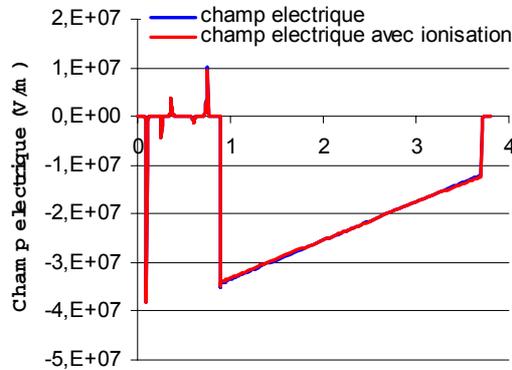


Figure III-27 Profil du champ électrique en fonction de la position dans la structure

Il apparaît en revanche une augmentation importante de la densité de trous dans le collecteur. Le tracé des densités de courants d'électrons et de trous dans la structure montre l'apparition d'un courant de trou dans le collecteur alors que celui-ci est quasiment nul en l'absence d'ionisations.

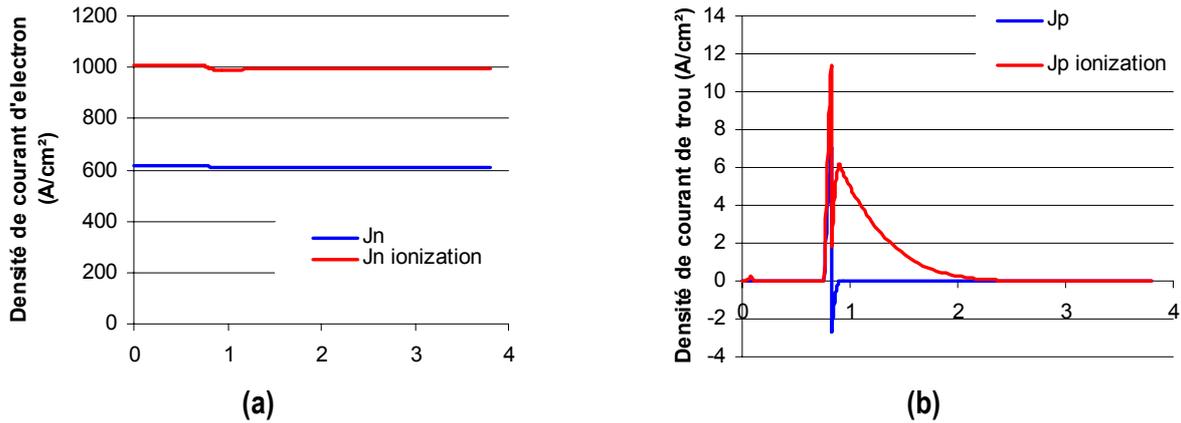


Figure III-28 Densité de courant d'électron (a) et de trous (b) en fonction de la position dans la structure

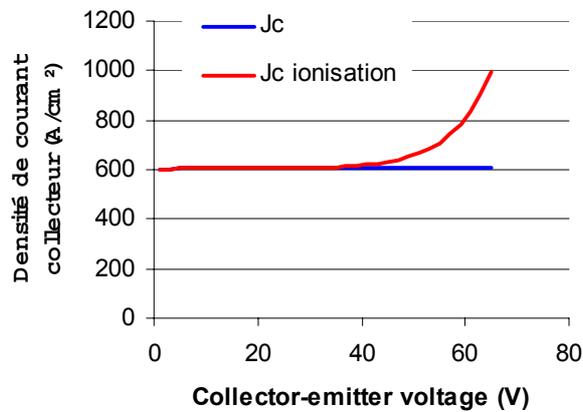


Figure III-29 Courant collecteur en fonction de la tension V_{CE}

Ces simulations physiques permettent d'identifier, dans le modèle non-linéaire, où sera implémentée l'avalanche, c'est à dire entre base et collecteur puisque c'est dans cette zone qu'apparaissent les différences de densités de porteurs et de courants. Une approche physique de la modélisation du claquage a été envisagée dans certaines publications comme [13] et [14]. Les phénomènes d'ionisation par impact apparaissent dans les zones de fort champ électrique, le courant d'avalanche se situe dans la zone déplétée base-collecteur [15].

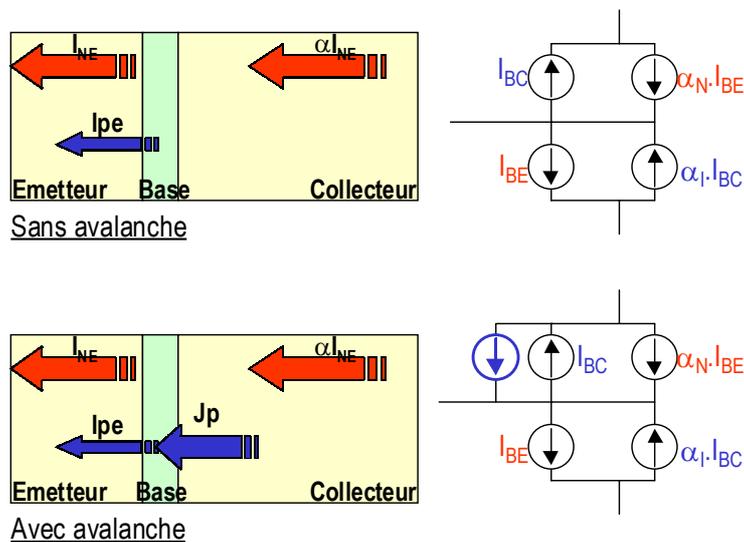


Figure III-30 Représentation symbolique des différents courants dans le transistor

On ne garde que deux sources de courant I_C et I_E dans lesquelles on retrouve les contributions des diodes principales et des courants de fuite.

$$I_C = I_{SC}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{bc}}{N_c \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right) - I_{SE}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{be}}{N_e \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right) \cdot \alpha_F^* + I_{SFC}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{bc}}{N_{fc} \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right)$$

$$I_E = I_{SE}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{be}}{N_e \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right) - I_{SC}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{bc}}{N_c \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right) \cdot \alpha_R + I_{SFE}(T_j) \cdot \left(\exp^{\frac{q \cdot V_{be}}{N_{fe} \cdot k \cdot T_j}} - 1 \right)$$

Les effets de l'avalanche sont inclus dans le gain en courant base commune dans le sens direct (α_F) puisque l'avalanche a comme principal effet de modifier le rapport entre le courant de base et le courant collecteur.

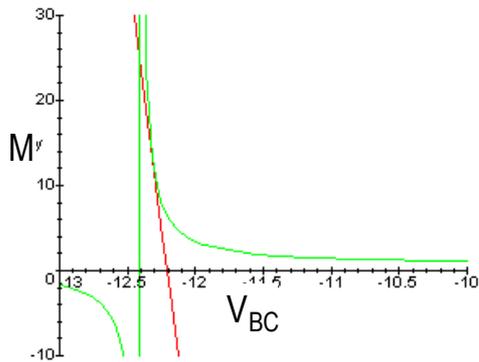


Figure III-31 Fonction d'avalanche

$$\alpha_F^* = \alpha_F \cdot M$$

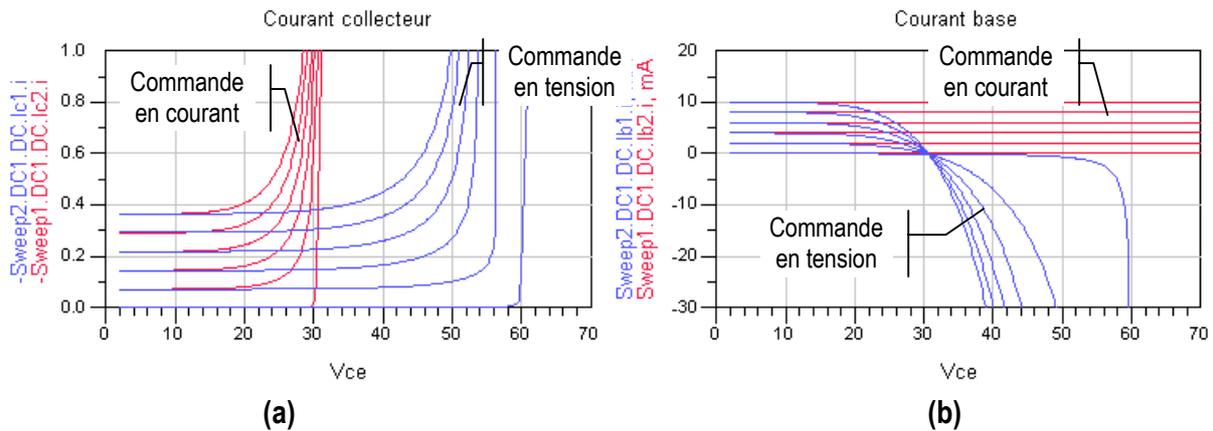
Ainsi, ce gain en courant est modifié par une fonction dépendant de la tension base-collecteur

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_{CB}}{BV_{CB0}} \right)^n}$$

Ce type de fonction présentant un passage par l'infini pour $V_{CB}=BV_{CB0}$, cette fonction est prolongée par une droite pour éviter des problèmes numériques.

III - C - 1 - Fonctionnement en statique

Le tracé des caractéristiques statiques selon que la commande de la base se fasse en courant ou en tension donne les courbes suivantes et permet de vérifier les différences entre les tensions d'avalanche base commune et émetteur commun. Elles valent, avec les paramètres choisis ($BV_{CB0}=60V$, $n=5$), respectivement 60V et 30V



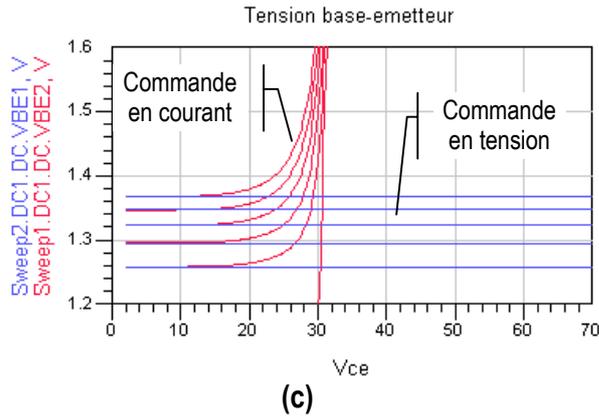
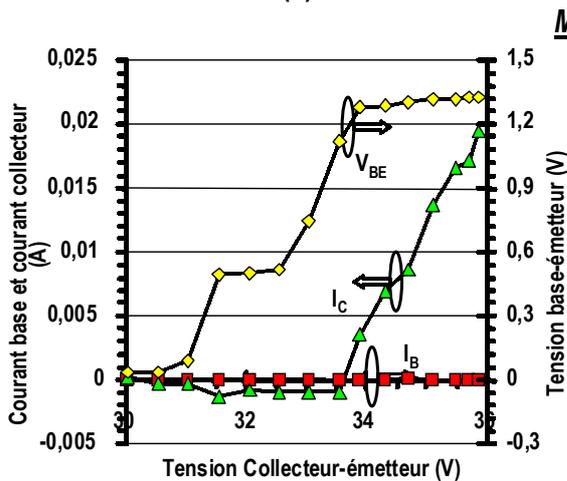
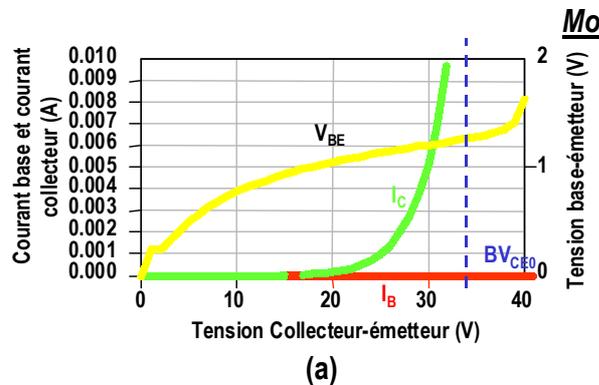
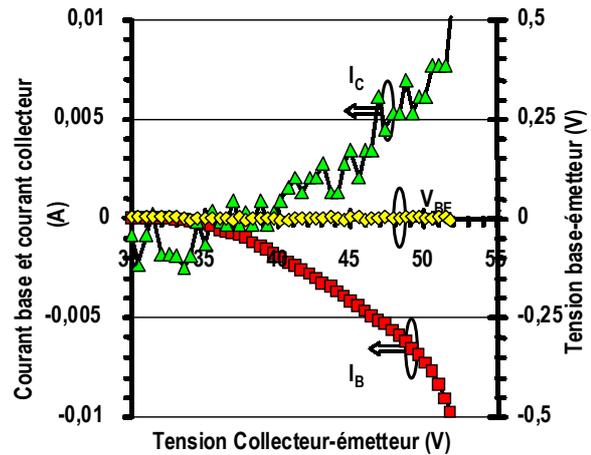


Figure III-32 Caractéristiques statiques simulées: commande en courant, commande en tension
 (a) courant collecteur
 (b) courant base
 (c) tension base-émetteur



Mesures



Modèle

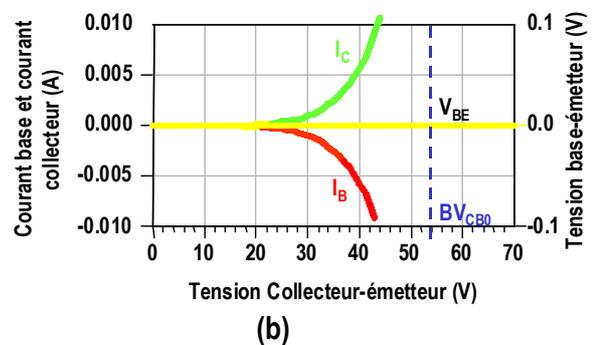


Figure III-33 Mesures/simulations du claquage à courant base nul (a) et à tension base-émetteur nulle (b)

III - C - 2 - Validation du modèle par des mesures load-pull à 2GHz

Les mesures en classe C sur des transistors bande X de la filière HB20P d'UMS montrent la capacité des transistors à fonctionner avec des excursions dynamiques de tension collecteur-émetteur au-delà de la tension de claquage BV_{CE0} , ces mesures ont été utilisées pour vérifier le fonctionnement de cette modélisation de l'avalanche. Le transistor considéré possède 6 doigts de $2 \times 30 \mu\text{m}^2$ et a été mesuré en classe C à 2GHz. La polarisation V_{BE0} est prise égale à 0V.

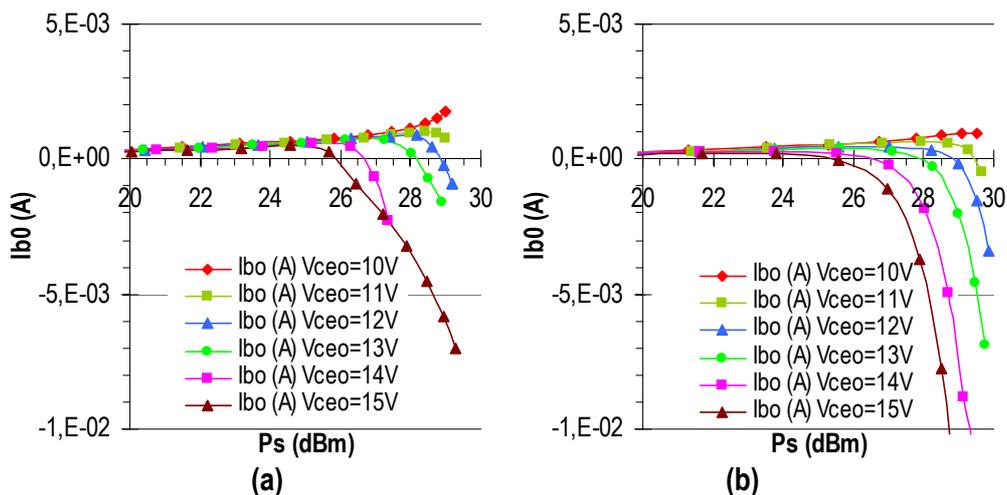


Figure III-34 Courant moyen I_{B0} : (a) mesures, (b) simulations

IV - Modélisation de l'effet Kirk

Une manifestation typique de l'effet Kirk sur les courbes de MSG/MAG obtenues en paramètres [S] est représentée ci-dessous.

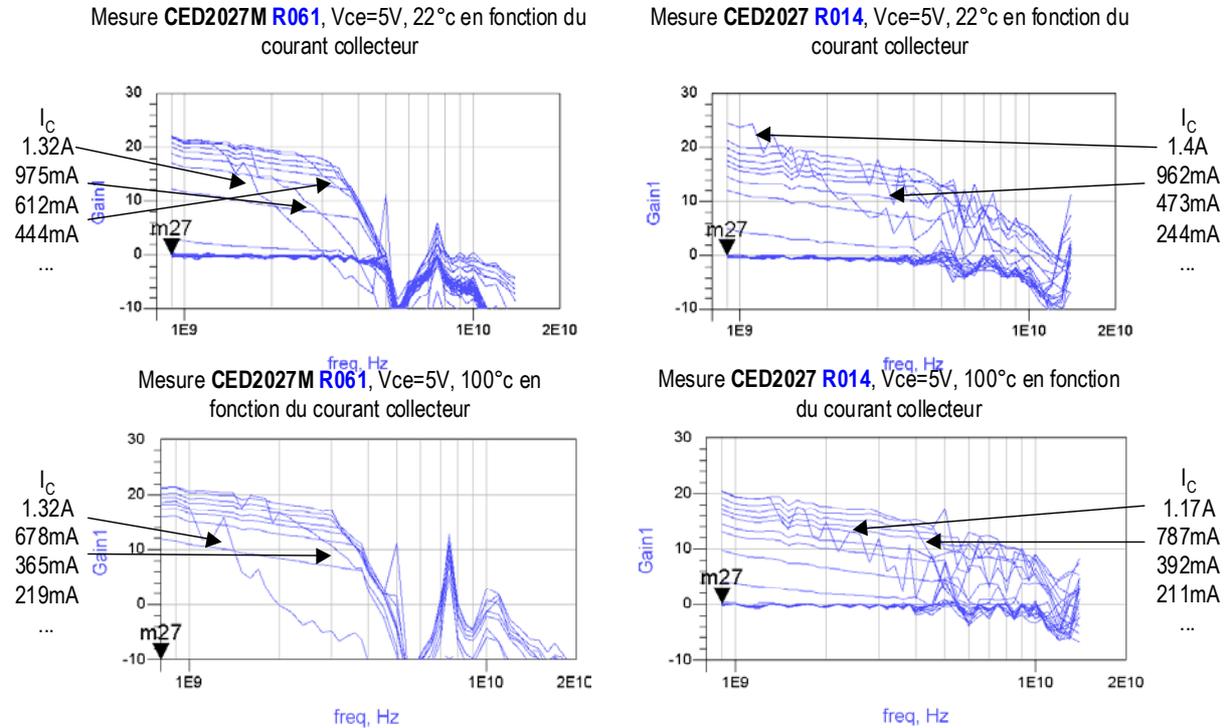


Figure III-35 Mise en évidence de l'effet Kirk en mesure paramètres [S] sur différents types de transistor (adapté ou non adapté) à différentes températures

Une chute de la fréquence de transition (f_T) à fort courant apparaît. Cette limitation en courant est liée au dopage et à l'épaisseur du collecteur.

IV - A - Mise en place dans les autres modèles

Les effets de fortes injections se caractérisent par une diminution de la fréquence de transition f_T , définie par :

$$f_T = \frac{1}{2\pi(\tau_E + \tau_{BT} + \tau_{CT} + \tau_C)}$$

On trouve d'ailleurs l'expression du temps de transit émetteur-collecteur comme étant la somme des différents temps (τ) au dénominateur de l'expression de f_T . Cette fréquence est obtenue en transformant les paramètres [S] en paramètres [H] [16]. f_T est la fréquence pour laquelle le gain en courant H_{21} (décroissant de 6dB par octave) est égal à 1 (0dB).

τ_E , τ_{BT} , τ_{CT} et τ_C sont respectivement, le temps de charge de la capacité base-émetteur, le temps de transit dans la base, le temps de transit dans le collecteur et le temps de charge de la capacité base-collecteur. Les expressions de ces différents temps sont données dans [17].

Le temps de transit en direct décrit le stockage des porteurs minoritaires dans la structure du transistor. Ce temps de transit dépend non seulement du courant collecteur mais aussi de la tension V_{BC} .

Les effets de survitesse pourraient laisser croire que le temps de transit dans le collecteur sera réduit, mais certaines études ne semblent pas montrer d'influence de la survitesse sur la fréquence de transition et le comportement des composants à fort courant [18].

IV - A - 1 - Modélisation dans les transistors bipolaires silicium

En ce qui concerne les modélisations de l'effet Kirk, il avait été mis en place une fonction qui permettait de réduire le gain en courant statique β du transistor à fort courant [19], des résultats satisfaisant étaient atteints dans le cas de transistors bipolaires silicium. Voici la fonction correctrice utilisée s'appliquant à la source de courant I_{CT} d'un modèle de transport :

$$F_{\theta} = \frac{1}{1 + \theta \cdot e^{\frac{q \cdot V_{BE}}{2 \cdot N \cdot k \cdot T}}}$$

En ce qui concerne les TBH, la base étant fortement dopée, son épaisseur n'est pas modifiée lors de la polarisation des jonctions BE et BC, ainsi, les variations du gain en courant β qui sont liées à l'épaisseur de la base sont moins présentes que dans le cas de transistor bipolaire silicium où l'effet Kirk est visible sur un tracé de réseau statique. Pour l'observer sur un TBH en statique, il faut une mesure de courbe de Gummel pour s'affranchir des problèmes thermiques.

IV - A - 2 - Modèle UCSD

Dans ce modèle [20], l'effet Kirk est mis sous la forme d'une charge qui peut se répartir entre base-collecteur et base-émetteur par :

$$Q_{KRR} = (T_{KRR} \cdot I_{CF}) \exp^{\frac{V_{BCI} + I_{CF}}{V_{KRR_T} I_{KRR_T}}}$$

Cette charge est fonction à la fois du courant collecteur et de la tension base-collecteur.

De récentes améliorations ont été apportées à ce modèle, notamment par une meilleure détermination de l'évolution de la fréquence de transition avec le point de fonctionnement [21].

IV - B - Mise en place dans le modèle IRCOM

Les TBH bande X ont un dopage collecteur beaucoup plus important ce qui rend l'effet Kirk peu visible (il apparaît pour des densités de courant quatre fois plus importantes qu'en bande S), l'effet Kirk n'était donc pas modélisé. En revanche sur les modèles de transistors bande S, il est nécessaire de recréer cette chute de gain.

La méthode utilisée est la suivante, on part du modèle non-linéaire extrait et validé pour de faibles courants et on détermine la valeur de la capacité BE qu'il est nécessaire d'ajouter pour voir apparaître la chute de gain trouvée en mesure.

Voici en fonction du courant les valeurs de capacités qu'il est nécessaire d'ajouter aux capacités non-linéaires en fonction de la température.

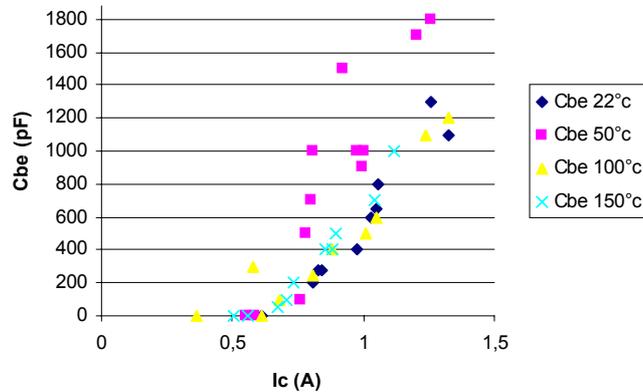


Figure III-36 Valeur de la capacité C_{BE} supplémentaire à fort courant pour recréer la chute de gain

Une formulation proche de celle utilisée dans le modèle UCSD est utilisée. Une charge appelée Q_{KRR} (fonction de I_C et de T_J) est ajoutée à la charge déjà présente entre base et émetteur (capacité non-linéaire fonction de V_{BC} et V_{BE})

- $Q_{KRR} = T_{KRR} \cdot I_C \cdot \exp \left(\frac{I_C}{I_{krk}} + \frac{V_{BC}}{15} \right)$

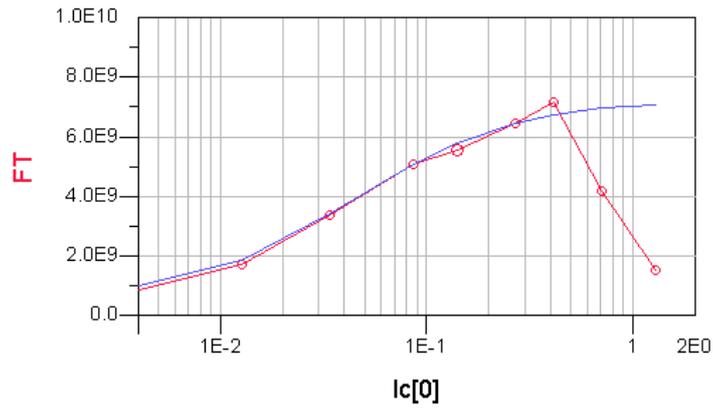
- $T_{KRR} = T_{KRR0} \cdot \left(\frac{T_J}{T_{NOM}} \right)^n$

- $I_{KRR}=0.2$ pour le CED2027, 0.3 pour le CEPD82100bic

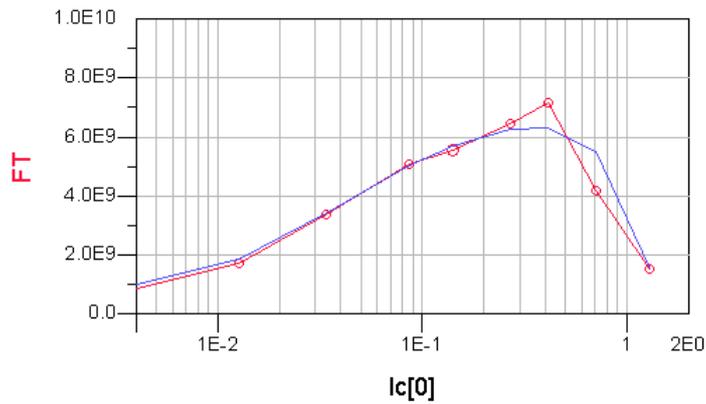
- $T_{KRR0}=1.5 \cdot 10^{-13}$

- $n=0.75$

Le tracé de la fréquence de transition et du paramètre H_{21} dans les deux configurations du modèle (effet Kirk actif ou non) montre la chute de la fréquence de transition à fort courant.

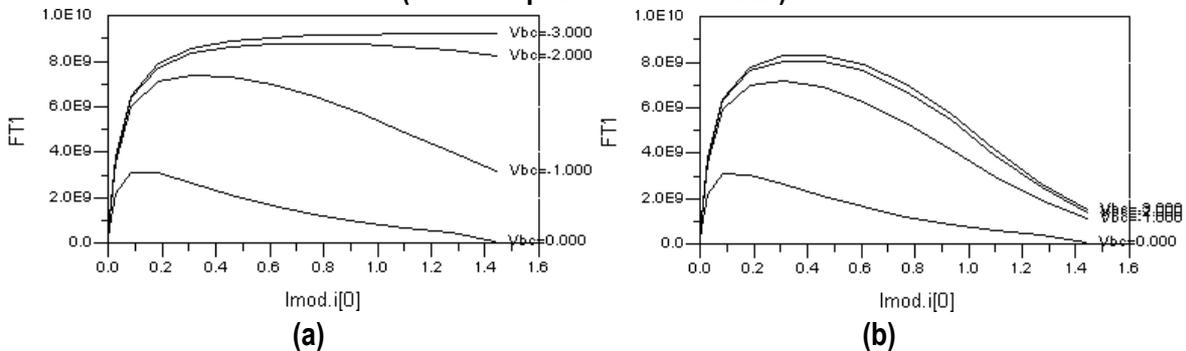


(a)



(b)

Figure III-37 $|H_{21}|$ et f_T en fonction du courant collecteur à $V_{CE}=5V$ sans (a) et avec (b) l'effet Kirk (mesures points - modèle trait)



(a)

(b)

Figure III-38 Evolutions de f_T sans (a) et avec (b) l'effet Kirk en fonction du courant pour différentes tensions V_{BC}

Ces courbes font apparaître une première limitation de ce modèle. Au-delà d'une valeur de la tension V_{BC} , le temps de transit reste constant et ne diminue pas comme cela apparaît sur les mesures de composants en raison notamment des variations de la vitesse des électrons dans le collecteur en fonction du champ électrique.

Le modèle de TBH américain développé à l'université de San Diego prend en compte ce phénomène et a d'ailleurs subi quelques améliorations pour une meilleure détermination de l'évolution de la fréquence de transition avec le point de fonctionnement [21].

V - Conclusion

La modélisation des composants microondes est une étape indispensable avant d'entreprendre une conception d'amplificateur ou de tout autre dispositif. La suite de ce travail reposera essentiellement sur ces modèles.

Il faut toutefois souligner les difficultés rencontrées lors des mesures de paramètres [S] de transistors de fort développement notamment au niveau des impédances d'entrée (ou du paramètre S_{11}) qui sont proches d'un court-circuit. Sur ces aspects d'impédance d'entrée, les transistors préadaptés sont avantageux, les niveaux d'impédances étant plus élevés. La précision des mesures conditionne en grande partie la précision des modèles.

Plusieurs aspects ressortent de ces étapes de modélisation:

-le fait de réaliser les mesures en impulsion permet, même si les conditions ne sont pas rigoureusement isothermes, d'explorer des zones de fonctionnement difficilement accessibles en fonctionnement continu, les effets thermiques et principalement l'effet Crunch sont une contrainte importante. Ainsi, il serait difficile d'atteindre les zones de fonctionnement à fort courant où l'effet Kirk a été détecté sur des composants de grande taille à partir de mesures continues. Ce type de fonctionnement peut être observé sur des transistors monodoigts élémentaires.

-en revanche, ce type de mesure est plus délicat à mettre en œuvre en raison de l'utilisation d'impulsions et des faibles niveaux d'impédances. Des mesures beaucoup plus précises ont été obtenues sur les transistors préadaptés. Si la topologie de la prédaptation est précisément connue, le retour aux paramètres [S] du composant actif est réalisé sans trop de difficultés, facilitant ainsi l'extraction du modèle des transistors.

VI - Bibliographie

- [1] J-P. Teyssier, J-P. Viaud, J-J. Raoux et R. Quere., *"Fully Integrated Nonlinear Modeling and Characterization System of Microwave Transistors with On-Wafer Pulsed Measurements"*, MTT-S International Microwave Symposium Digest Vol 3 (1995): pp 1033-1036..
- [2] I.E. Getreu, *"Modeling the Bipolar Transistor"*, Vol 1 Elsevier Scientific Publication Company, 1978.
- [3] S Tiwari, *"Compound Semiconductor Device Physics"*, Academic Press.
- [4] J.J. Liou, *"Principle and Analysis of AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors"*, Artech House, 1996.
- [5] T Peyretailade, *"Modélisation Electrothermique des Transistors Bipolaires à Hétérojonction: Application à la Conception Non-Linéaire d'Amplificateur de Puissance à Haut Rendement"*, Thèse de l'Université de Limoges, 3 décembre 1997.
- [6] J.J. Liou, *"Advanced Semiconductor Device Physics and Modelling"*, Artech House, 1994.
- [7] J-P Fraysse, *"Modélisation Non-Linéaire des Transistors Bipolaires à Hétérojonction: Application à la Conception Optimum d'Amplificateurs Distribués de Puissance à Montage Cascode"*, Thèse de l'Université de Limoges, 17 décembre 1999, No d'ordre 58-1999.
- [8] F Arlot, *"Modélisation des Transistors Bipolaires à Hétérojonction - Application à la Réalisation d'un Oscillateur en Bande X à Faible Bruit de Phase dans le Cadre du Projet Pharaon"*, Thèse de l'Université de Limoges, 22 mars 2002.
- [9] E Byk, *"Méthodes d'analyses couplées pour la modélisation globale des composants et modules millimétriques de forte puissance"*, Thèse de l'Université de Limoges, 2002, N° d'ordre 62-2002.
- [10] M Bairanzade, *"Understanding Power Transistors Breakdown Parameters"*, Motorola Semiconductor Application Note (AN1628D)
- [11] J-C; Jacquet, S.L. Delage, E. Chartier et al, *"Etude de la Dépendance de la Tension de Claquage de Transistors HBT en Fonction des Conditions de Polarisation"*, 13ème Journées Nationales Microondes Lille 2003. Session 4A-3.
- [12] R Sommet, *"Intégration d'un Modèle Physique de Transistor Bipolaire à Hétérojonction dans l'Environnement de la CAO Non-linéaire des Circuits Monolithiques Microondes"*, Thèse de l'Université de Limoges, 3 octobre 1996, N° d'ordre 38-96.
- [13] R Anholt, *"Physical Compact Collector-Emitter Breakdown Model for Heterojunction Bipolar Transistors"*, Solid State Electron. Vol 41, No 11 (1997): pp 1735-1737.
- [14] H.C Poon et J.C. Meckwood, *"Modeling of Avalanche Effect in Integral Charge Control Model"*, IEEE Transaction on Electron Device Vol 36 (Juillet 1989).
- [15] W.J. Kloosterman et H.C. de Graaff, *"Avalanche Multiplication in a Compact Bipolar Transistor Model for Circuit Simulation"*, IEEE Transaction on Electron Devices Vol 36 (Juillet 1989).

- [16] R.J. Trew, U.K. Mishra, W.L. Pribble et J.F. Jensen., *"A Parameter Extraction Technique for Heterojunction Bipolar Transistors"* MTT-S International Microwave Symposium Digest Vol 3 (1989): pp 897-900.
- [17] J.J. Liou, L.L. Liou, C.I. Huang et al., *"A Physics-Based, Analytical Heterojunction Bipolar Transistor Model Including Thermal and High-Current Effects"*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol 40, No 9 (Septembre 1993): pp 1570-1577.
- [18] J.J Liou, F.A. Lindholm et B.S. Wu, *"Modeling the Cutoff Frequency of Single-Heterojunction Bipolar Transistors Subjected to High Collector-Layer Current"*, J. Appli. Phys Vol 67, No 11 (Juin 1990): pp7125-7131.
- [19] J-P Teyssier, *"Caractérisation en Impulsions des Transistors Microondes: Application à la modélisation non-linéaire pour la CAO des Circuits"*, Thèse de l'Université de Limoges, 13 janvier 1994 (No d'ordre 1-94)
- [20] hbt.ucsd.edu
- [21] M Iwamoto, D E.Root, J B. Scott, P Asbeck et al, *"Large-Signal HBT Model with Improved Collector Transit Time Formulation for GaAs and InP Technologies"*, IEEE MTT-S Digest (2003): pp 635-638.

Chapitre IV - Analyse des conditions
optimales de fonctionnement des TBH en
terme de linéarité.

I - Introduction

L'analyse, la recherche et la validation des conditions de fonctionnement optimales des transistors de puissance en terme de linéarité constituent des aspects très complexes.

Pour la génération de puissance d'un point de vu général, les applications qui requièrent des spécifications de linéarité nécessitent l'obtention de rendement maximal. L'optimisation de compromis entre deux paramètres (linéarité et rendement) à priori antinomiques constitue un aspect difficile.

Dans le contexte de la génération de fortes puissances, la difficulté est encore plus aiguë. D'une part, les effets thermiques sont de première importance comme il a été vu dans les chapitres précédents. Le rendement prend une part importante pour diminuer la puissance dissipée. Les investigations de l'impact de la thermique et des effets de dynamiques lentes associés sur les performances en linéarité s'avèrent nécessaires. D'autre part, la montée en puissance s'accompagne d'une baisse des impédances (notamment en entrée des composants) et de difficultés associées (pertes et grande sensibilité des circuits d'adaptation) avec un impact direct sur le gain (performances dans la bande) sans oublier les problèmes d'instabilités (impédances dans la bande et hors bande).

Concernant les critères permettant de quantifier la linéarité, ils peuvent être nombreux et complémentaires. Tous présentent des avantages et des inconvénients pour l'analyse des phénomènes gouvernant la linéarité. Les courbes AM/AM et AM/PM en fonction de la plage de puissance (caractérisation CW) sont simples à obtenir en mesure et rapides à simuler à partir d'un modèle non-linéaire. S'ils constituent l'information de base prioritaire, ils ne permettent pas l'investigation des phénomènes à dynamiques lentes (caractérisation purement statique). Elles apparaissent néanmoins les mieux appropriées pour l'analyse de l'impact des profils des non-linéarités et des éventuels phénomènes de compensation. Le taux d'intermodulation pour un fonctionnement en biporteuse présente l'avantage de pouvoir sonder les constantes de temps thermiques ou les impédances présentées par les circuits de polarisation en faisant varier la fréquence de battement entre les deux porteuses.

Coté simulation, les temps sont longs surtout avec l'utilisation de modèles électrothermiques. Les taux d'intermodulations, fortement liés aux dérivées des non-linéarités, soulèvent les problématiques de précision des modèles, surtout à bas et moyen niveau de puissance. Coté mesure, l'environnement est très influent notamment les circuits de polarisation et les conditions de fermetures. Des annulations locales et dissymétriques de C/I_3 accompagnées de remontées d'intermodulations d'ordres supérieurs ajoutent un degré de complexité supplémentaire. Néanmoins, l'analyse des tendances que ce soit en simulation ou en mesure est évidemment très importante.

La quantification de la linéarité en utilisant des signaux plus applicatifs (signaux modulés, signaux assimilés à du bruit) permet un lien et des critères pour les aspects systèmes (ACPR, NPR)

Le contenu spectral et la forme temporelle d'enveloppe de ces signaux impliquent généralement un moyennage des divers effets et causes de non-linéarités ce qui au niveau composant et circuit présente un handicap pour la compréhension approfondie des mécanismes impactant la non-linéarité.

Dans ce chapitre, une analyse de la linéarité menée à partir de simulations en présence de signaux monoporteuses et biporteuse sera réalisée.

II - Les critères pour quantifier la linéarité

On considère un dispositif non-linéaire défini par une caractéristique statique ayant la forme suivante :

$$V_S(t) = A_1 \cdot V_E(t) + A_2 \cdot V_E(t)^2 + A_3 \cdot V_E(t)^3 + \dots + A_N \cdot V_E(t)^N$$

Où :

- V_S est la tension de sortie
- V_E est la tension d'entrée
- A_N sont les coefficients de la fonction de transfert.

Les coefficients de cette fonction de transfert dont l'ordre est supérieur à 1 sont à l'origine de l'apparition de composantes en sortie à des fréquences non-désirées :

II - A - 1 - Les courbes AM/AM et AM/PM – IP3

Ces courbes sont une première approche pour la détermination des plages de fonctionnement linéaires d'un amplificateur. La forme (courbure à la compression) et la platitude des courbes AM/AM et AM/PM sur la plage de puissance d'entrée sont un premier indicateur.

L'IP3 (point d'intersection d'ordre 3) est un point d'intersection virtuel entre deux courbes:

- La première est la courbe de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale (dont la pente vaut 1dB/dB)
- La seconde est la puissance à la fréquence harmonique 3 en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence fondamentale (dont la pente vaut 3dB/dB).

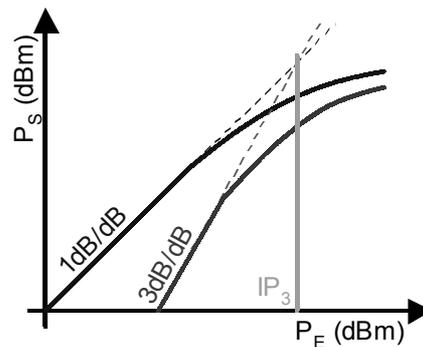


Figure IV-1 Détermination de l'IP₃

Ce critère donne une information sur la linéarité d'un circuit: plus la valeur de cet IP₃ sera importante, plus le circuit sera linéaire.

II - A - 2 - L'intermodulation d'ordre 3

L'intermodulation d'ordre 3 caractérise un fonctionnement à deux porteuses.

En reprenant la caractéristique non-linéaire,

$$V_S(t) = A_1 \cdot V_E(t) + A_2 \cdot V_E(t)^2 + A_3 \cdot V_E(t)^3 + \dots + A_N \cdot V_E(t)^N$$

Un coefficient d'ordre impair $(2n+1)$ dans la fonction de transfert va générer des raies d'intermodulation à ce même ordre mais aussi des raies à toutes les fréquences d'ordres impairs inférieurs. De la même façon, un terme d'ordre pair $(2n)$ dans la fonction de transfert va générer des raies d'intermodulation à ce même ordre mais aussi des raies à toutes les fréquences d'ordres pairs inférieurs.

Pour un signal multiporteuse, la tension d'entrée peut s'écrire ainsi :

$$V_E = E_A \cos 2\pi(A)t + E_B \cos 2\pi(B)t + \dots + E_N \cos 2\pi(N)t$$

Où E_A, E_B sont les amplitudes des composantes de tensions aux fréquences A, B, \dots

Dans [1], on trouve des relations donnant dans le cas général les amplitudes des termes d'intermodulation à différentes fréquences.

$$IP_r = a_r \frac{r!}{2^{r-1} \cdot \alpha! \cdot \beta! \cdot \gamma!} E_A^\alpha E_B^\beta E_C^\gamma \dots \cos 2\pi(\alpha A \pm \beta B \pm \gamma C \pm \dots)$$

IPR correspond à la raie d'intermodulation à la fréquence $\alpha A \pm \beta B \pm \gamma C$

Voici par exemple, en appliquant cette relation pour un signal d'entrée possédant deux porteuses, la forme que prend le spectre du signal de sortie.

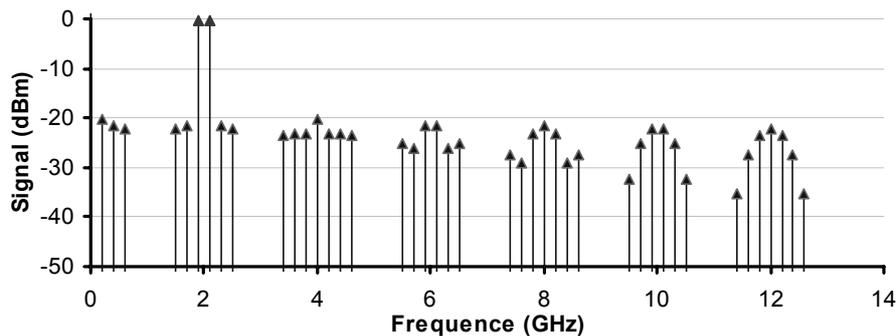


Figure IV-2 Spectre du signal de sortie d'un amplificateur non-linéaire

L'utilisation de ces relations permet de vérifier l'influence de l'ordre des non-linéarités de la fonction de transfert dans l'apparition de raies d'intermodulations dans le spectre du signal de sortie. Les composantes d'ordres pairs de la fonction de transfert font augmenter la puissance du signal à des fréquences proches de $2n \cdot f_0$. L'écart de fréquence important qui les sépare du canal de transmission permet de les filtrer afin qu'elles ne perturbent pas les autres canaux. Cependant, il apparaît une composante fréquentielle à basse fréquence qui peut conduire à des phénomènes de mémoire (dynamique lente).

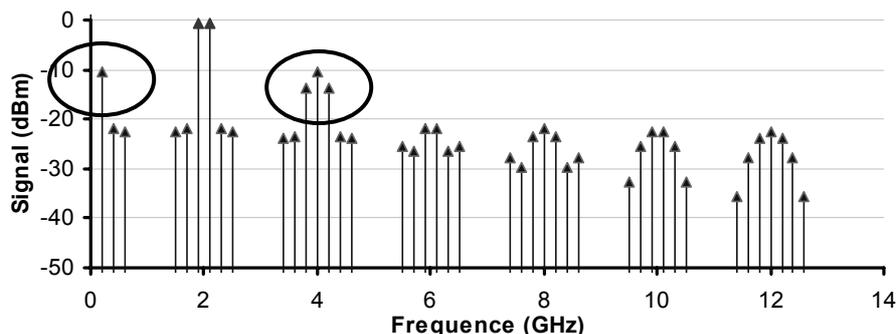


Figure IV-3 Spectre du signal de sortie d'un amplificateur ayant une forte linéarité d'ordre pair.

Les termes d'ordres impairs font apparaître des raies à proximité du signal à transmettre. Ce sont ces composantes qui entrent en jeu pour la quantification de la linéarité d'un amplificateur, car trop proches du signal pour pouvoir être filtrées.

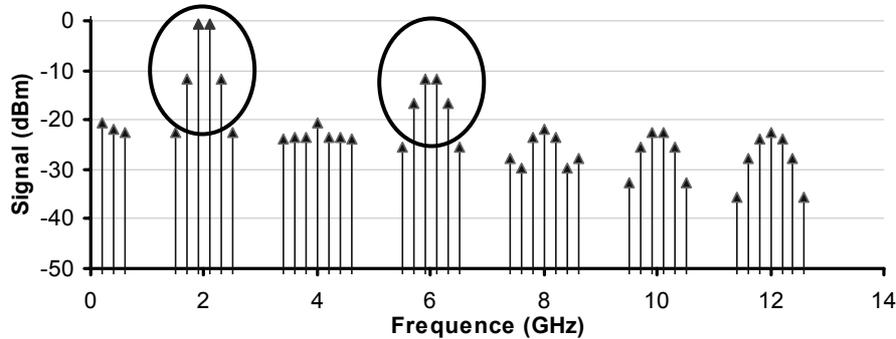


Figure IV-4 Spectre du signal de sortie d'un amplificateur ayant une forte linéarité d'ordre impair.

Ici, seules les amplitudes des raies spectrales du signal et la génération d'harmonique entrent en considération. Il faut cependant rappeler que dans le cas d'un signal biporteuse, la phase des deux porteuses n'a pas d'impact sur l'intermodulation.

II - A - 3 - Le NPR

L'intermodulation d'ordre trois considère un élément non-linéaire excité par un signal biporteuse. Ce type de signal n'est pourtant pas représentatif de celui prévu au niveau des stations de base d'un système de communication de type UMTS.

Le NPR consiste à exciter un système non-linéaire par un bruit blanc gaussien à bande limitée. Un filtrage est réalisé au centre de ce spectre sur une bande de fréquence très faible ($\approx 1\%$).

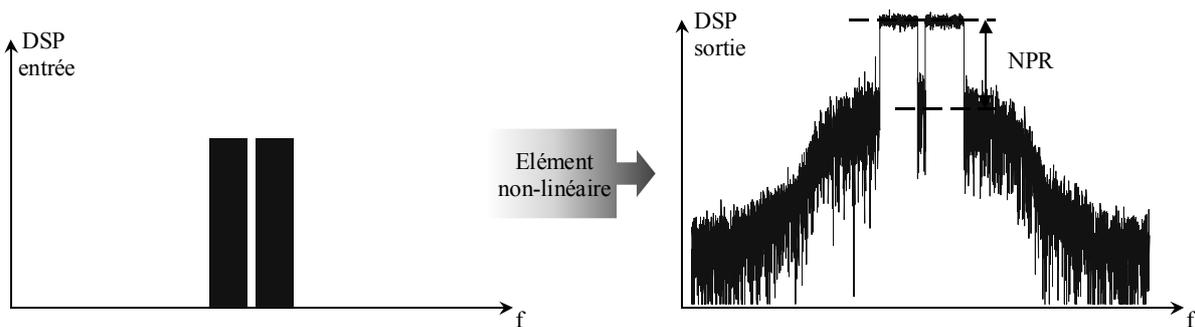


Figure IV-5 Spectres du signal d'entrée et de sortie utilisés pour l'étude du NPR

Le passage par un système non-linéaire génère des produits d'intermodulation à l'intérieur de ce trou. Le NPR est défini comme étant le rapport entre la puissance du signal dans le trou et la puissance du bruit en dehors.

$$NPR = 10 \cdot \log \left(\frac{\int_{\text{bruit}} P(f) dF}{\int_{\text{trou}} P(f) dF} \cdot \frac{\text{Bande de fréquence du trou}}{\text{Bande de fréquence du bruit}} \right)$$

II - A - 4 - L'ACPR

Le critère d'ACPR considère l'excitation d'un système non-linéaire par une modulation numérique, représentant un canal de transmission. Les produits d'intermodulations vont apparaître en dehors du canal de transmission après passage dans un élément non-linéaire.

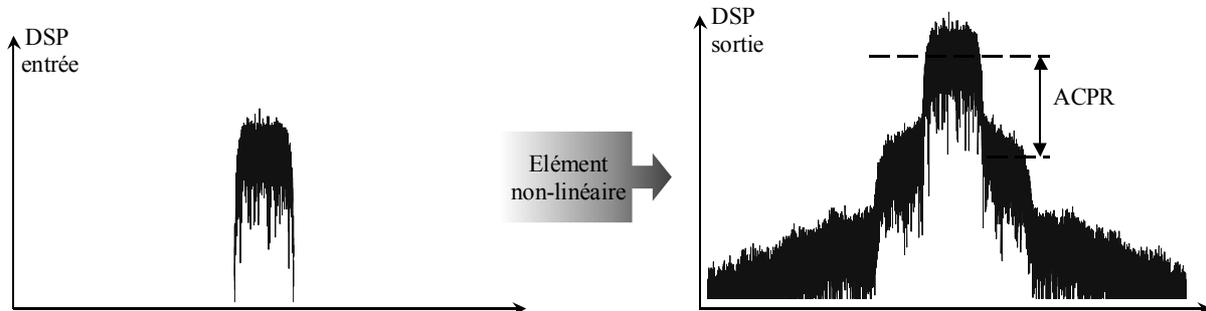


Figure IV-6 Spectres du signal d'entrée et de sortie utilisés pour l'étude de l'ACPR

L'ACPR consiste à évaluer la puissance qui va être présente dans les canaux de transmission adjacents.

$$ACPR = 10 \cdot \log \left(\frac{2 \cdot \int_{BW0} P(f) dF}{\int_{BW1} P(f) dF + \int_{BW2} P(f) dF} \right)$$

Cependant, les résultats d'ACPR sont liés au type de modulation utilisé pour la caractérisation. Dans le tableau suivant, on rappelle les caractéristiques des signaux UMTS pour les liaisons montantes et descendantes [2] :

Parametres	W-CDMA
Liaison montante	1920-1980MHz
Liaison descendante	2110-2170MHz
Methode d'accès	DS-CDMA
Duplex procedure	FDD
Modulation	QPSK
Forme des pulses	Root-raised cos, $\alpha=0,22$
Chip rate	3,84Mcp/s
Debit utilisateur	384kb/s, 2Mb/s
Largeur du canal	5MHz
Puissance de sortie max	21dBm (classe IV)

Les débits attendus sont de 384kb/s en milieu urbain et peuvent atteindre 2Mb/s au plus près d'une antenne. Selon le nombre de canaux, la forme du signal sera différente :

Nombre de canaux codés	Facteur de crête
1	4,5dB
4	9dB
16	10dB
128	11dB

A une puissance moyenne donnée, ce facteur de crête (Peak to Average Ratio) indique l'écart avec le niveau maximum de puissance. Ce facteur de crête déterminera donc le recul nécessaire à un amplificateur afin de maintenir un fonctionnement suffisamment linéaire [3]. Dans le cas d'un signal biporteuse, l'écart entre la puissance moyenne et la puissance crête est de 3dB.

III - Etudes des non-linéarités dans les TBH

On peut envisager des actions multiples pour étudier la linéarité des TBH. Une première consiste à identifier physiquement où se situent les principales sources de non-linéarité au niveau du composant et agir au niveau du dessin du transistor et/ou de la zone active pour obtenir de meilleures performances. Des articles font état de la possibilité de modifier la structure des composants pour en améliorer la linéarité, ces modifications concernent principalement la structure du collecteur. Dans [4], il est notamment question de la linéarité des TBH lorsque le collecteur est entièrement déplété. Des compromis entre dopage et épaisseur du collecteur sont également proposés dans [5]. Des articles font par ailleurs apparaître l'influence du type de montage du transistor (émetteur commun et base commune) sur la linéarité des composants [6]. Les meilleurs résultats en terme de linéarité du montage émetteur commun sont attribués à la rétroaction de la résistance d'émetteur et à la linéarisation apportée par la résistance de base. De plus, les TBH en montage base commune posent le problème, en fonctionnement autre que la classe C ($V_{EB0}=0V$), de nécessiter une source de tension négative pour polariser la jonction émetteur-base.

Une seconde consiste à déterminer les conditions de fonctionnement optimales (polarisation, impédance de fermeture) qui garantiront un fonctionnement le plus linéaire possible sous les contraintes de puissance et de rendement.

C'est cette seconde action qui est menée dans ce chapitre. L'analyse est faite par simulations avec le modèle non-linéaire. Des simulations en monoporteuse permettent une première évaluation rapide des courbes de conversion AM/AM et AM/PM. Des simulations en biporteuses permettent outre le tracé du C/I_3 d'observer l'existence et l'impact des effets de mémoire en fonction de la fréquence de battement.

III - A - Simulations de type load-pull en CW du modèle de transistor

Le but est dans un premier temps de localiser les zones d'impédances de charge pour lesquelles les performances en puissance et en rendement sont bonnes. C'est dans ces zones que seront analysées les tendances gouvernant la linéarité.

Les modèles non-linéaires, permettent de déterminer les impédances optimales à présenter. Il est toutefois nécessaire de s'assurer qu'en petit signal, les paramètres [S] et notamment les cercles à gain constant reproduisent bien les mesures.

Ci-dessous, on trouvera le tracé des lieux d'impédance de charge à gain constant pour différents points de fonctionnement afin de vérifier qu'ils sont conformes à ceux mesurés en paramètres [S].

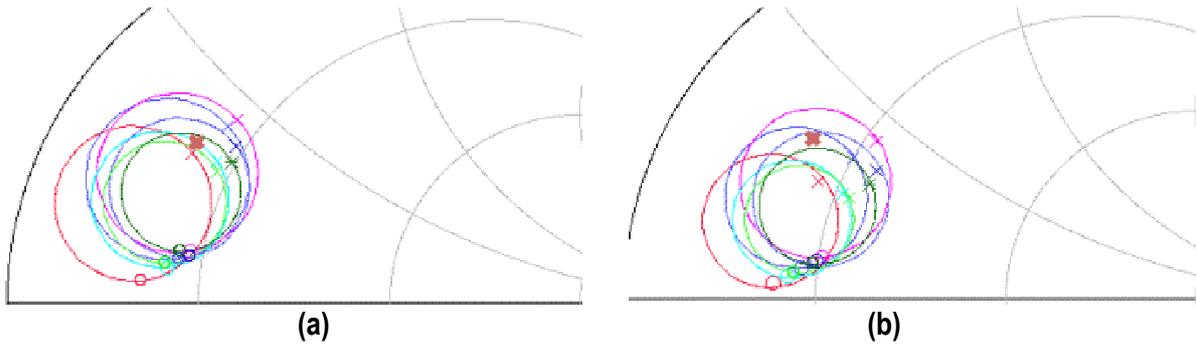


Figure IV-7 Cercles à $\frac{MSG}{2k}$ constant pour différents points de fonctionnement (a) mesures (b) modèle (CED2027M préadapté)

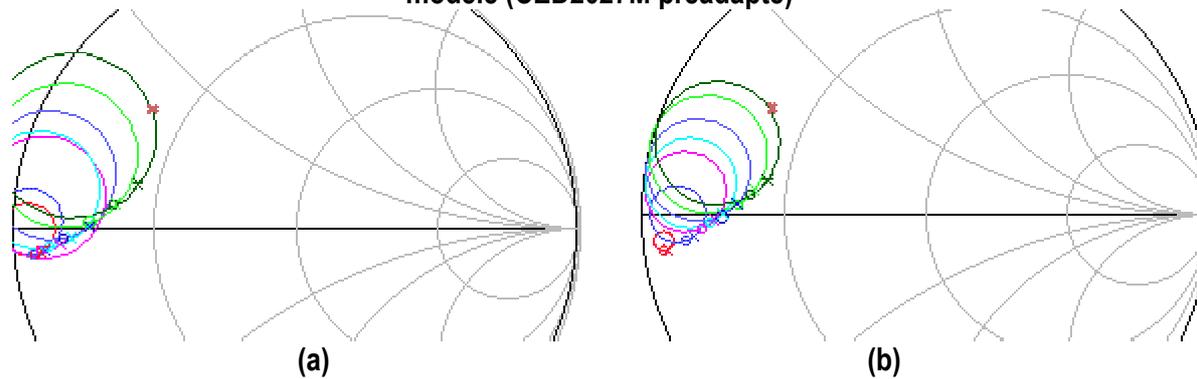
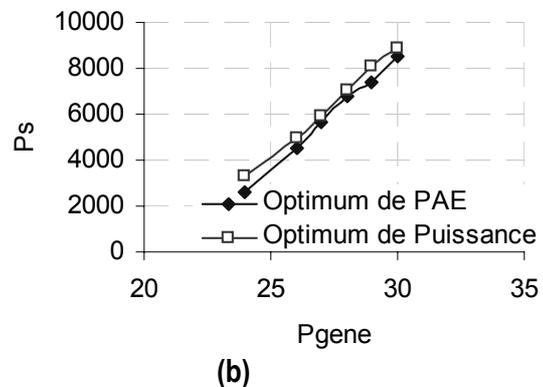
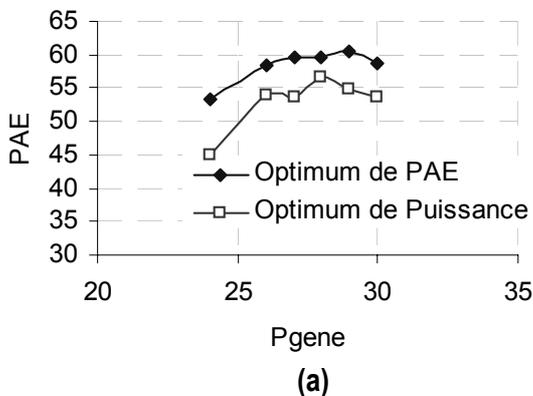


Figure IV-8 Cercles à $\frac{MSG}{2k}$ constant pour différents points de fonctionnement (a) mesures (b) modèle (CED2027)

Les simulations de types load-pull sont alors employées pour déterminer, à un niveau de puissance d'entrée l'impédance de charge donnant les meilleures performances en puissance de sortie ou rendement.

Sur les courbes ci-dessous, le modèle non-linéaire a été utilisé dans le cadre de simulations load-pull. A une puissance de générateur donnée, les impédances de charge donnant les meilleures performances en puissance et rendement ont été relevées. Les tensions de polarisation sur la base et le collecteur sont respectivement 1.3V et 20V. Les impédances de fermetures aux harmoniques sont 50ohms.



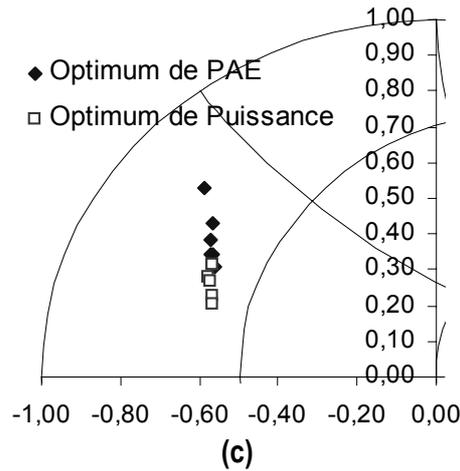


Figure IV-9 Simulations de type load-pull avec le CEPD82100bic (optimisation de la charge différents pour chaque des points de puissance): (a) rendement, (b) puissance et (c) impédances de charge

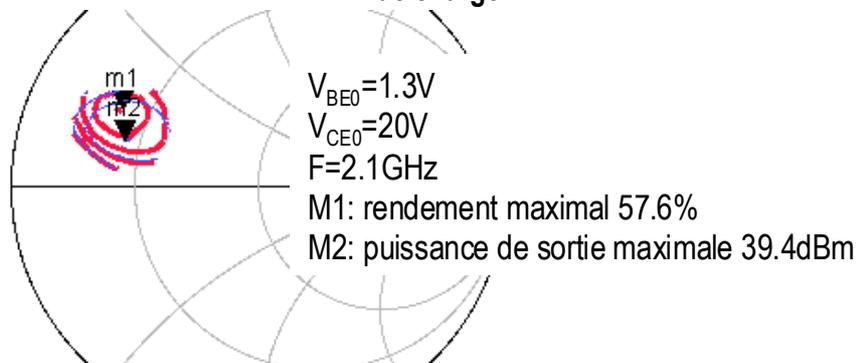
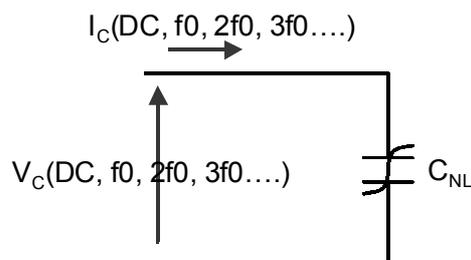


Figure IV-10 Optimums de rendement et de puissance obtenus avec le modèle du CEPD82100bic

Les impédances de charges aux harmoniques permettent de maximiser le rendement en puissance ajoutée. Les différentes classes de fonctionnement à haut rendement ont été étudiées ([7] et [8]).

En plus de l'analyse des courbes de puissance et de rendement, on décide d'étudier les fonctions de description à la fréquence fondamentale des éléments non-linéaires du modèle. Les méthodes de simulation utilisées s'appuient sur l'équilibrage harmonique. Les composantes complexes des courants et tensions sont disponibles à différentes fréquences, en partant du fonctionnement continu jusqu'à un multiple de la fréquence fondamentale.

Prenons le cas d'une capacité non-linéaire pour expliquer le principe du calcul des fonctions de description.



On calcule la fonction de description à la fréquence fondamentale définie comme:

$$C_{NL}(F_0) = -\Im m \left(j \frac{I_C(F_0)}{\omega \cdot V_C(F_0)} \right)$$

On calcule le même type de fonction pour les transconductances.

Le tracé de ces fonctions permet de voir apparaître des liens entre la génération d'intermodulation et certaines non-linéarités.

Parmi les sources d'intermodulation présentes dans notre modèle de TBH, on trouve la transconductance g_m (fortement non-linéaire en fonction de la tension appliquée à la jonction base-émetteur) et les effets des capacités non-linéaires qui deviennent importants à haute fréquence [9].

III - B - La caractéristique $I_C=f(V_{BE})$

La caractéristique $I_C=f(V_{BE})$, de type exponentiel, est donc par nature fortement non-linéaire. Une tension base-émetteur sinusoïdale entraînera la création de composantes aux fréquences harmoniques sur le courant de sortie.

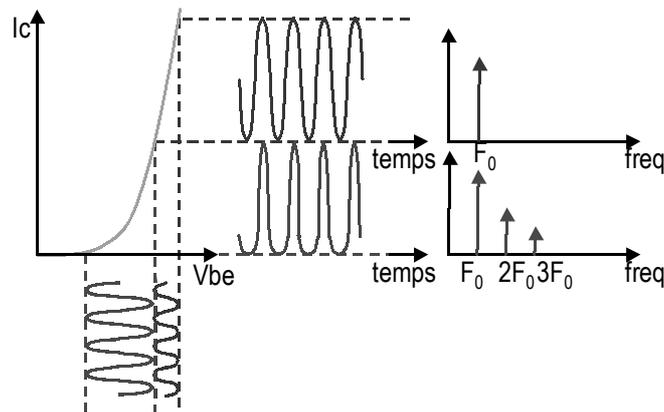


Figure IV-11 Non-linéarité de la source de courant $I_C=f(V_{BE})$

Cette non-linéarité explique en partie les différences qui apparaissent entre:

- un fonctionnement en classe A pour lequel le courant de repos est important et la caractéristique de cette fonction est quasi-linéaire.
- un fonctionnement en classe AB ou classe B où la non-linéarité est importante.

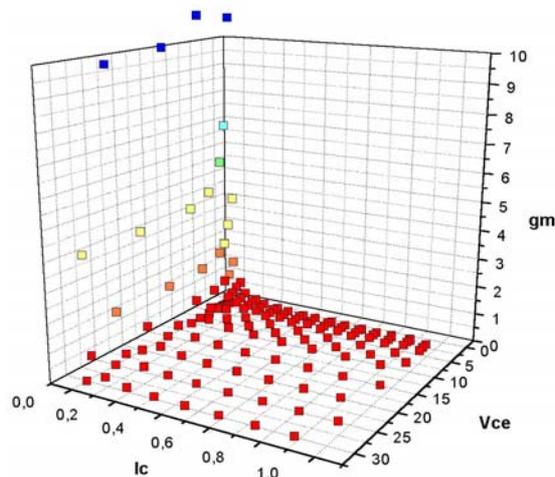


Figure IV-12 Transconductance en fonction du point de fonctionnement

III - C - Les capacités base-émetteur et base-collecteur

S'agissant de fonctions non-linéaires des tensions V_{BE} et V_{BC} , elles sont évidemment à la source de non-linéarités.

Dans [10], l'auteur nous indique que certaines non-linéarités se compensent dans un TBH, rendant ainsi ce composant particulièrement linéaire. Ainsi, la non-linéarité induite par la conductance de la diode base-émetteur compenserait la non-linéarité introduite par la capacité base-émetteur. Cependant, la compensation n'est en réalité pas totale. Cet effet est également présenté dans [11], où il apparaît qu'en l'absence de non-linéarité sur la conductance d'entrée, la capacité d'entrée et la transconductance dégrade l'intermodulation.

Dans [5], il est présenté une étude de l'influence de la structure du collecteur sur la linéarité de TBH GaInP/GaAs à travers des mesures d'IP3, cet IP3 est particulièrement bon à fort courant (avant apparition de l'effet Kirk) et à forte tension (au-delà de la tension base-collecteur pour laquelle le collecteur est entièrement déplété: $V_{PT} = \frac{qW_c^2 \cdot N_c}{2\epsilon_s} - V_{BI}$) en raison de la non-linéarité réduite de la capacité base-collecteur.

L'intermodulation est améliorée par l'augmentation du courant collecteur d'après notre modèle non-linéaire. L'impact de la non-linéarité de C_{BC} sur la linéarité des TBH est souvent rappelée dans la littérature. Dans [12] par exemple, la comparaison de TBH ayant des capacités BC plus ou moins linéaires a été réalisée de manière expérimentale montrant la dégradation de l'intermodulation lorsque cette capacité est non-linéaire. Dans [13], il est montré qu'une capacité base-collecteur importante crée plus de courant d'intermodulation et réduit l'influence des autres non-linéarités.

Par exemple, avec notre modèle, en traçant le C/I_3 en prenant ou non une capacité base-collecteur non-linéaire, on observe que pour de faibles puissances ($P_S < 15\text{dBm}$) le comportement de l'intermodulation est similaire que la capacité BC soit linéaire ou non. Pour la capacité linéaire, on note une nouvelle augmentation du C/I_3 puis une chute pour une puissance de sortie de 30dBm, cette chute correspond au niveau de puissance pour lequel la fonction de description de la capacité BE varie brutalement (Figure IV-13).

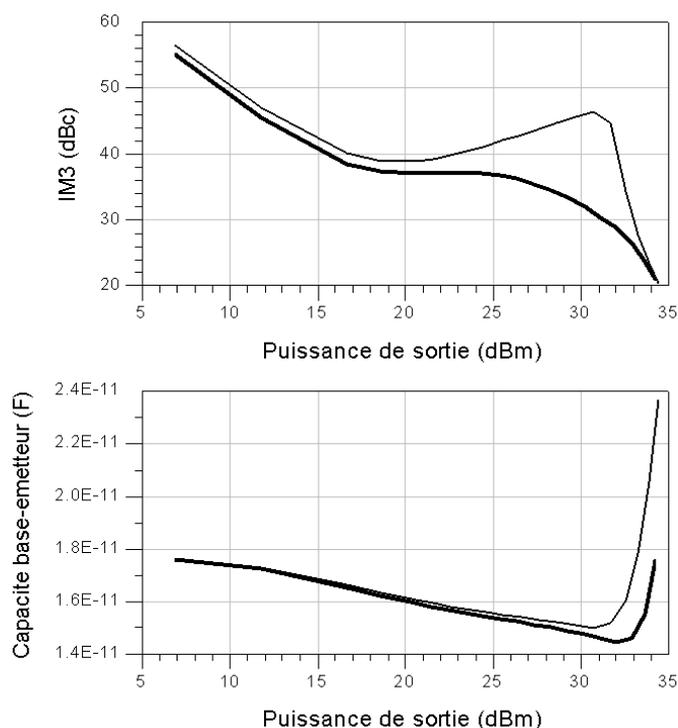


Figure IV-13 Impact de la capacité base-collecteur sur l'intermodulation et la fonction de description de la capacité BE (trais épais: capacité base-collecteur non-linéaire, traits fin: capacité linéaire)

III - D - Intermodulation d'ordre 3 à bas niveau en fonction du point de fonctionnement.

Les simulations présentées dans ce paragraphe considèrent un fonctionnement isotherme du modèle afin de ne pas introduire l'impact de la température sur la linéarité. Le rôle du circuit thermique fera l'objet d'une autre partie.

En traçant, en fonction du point de fonctionnement la valeur de l'intermodulation d'ordre 3 pour un même niveau de puissance de sortie (bas niveau), on voit apparaître les différentes non-linéarités décrites précédemment.

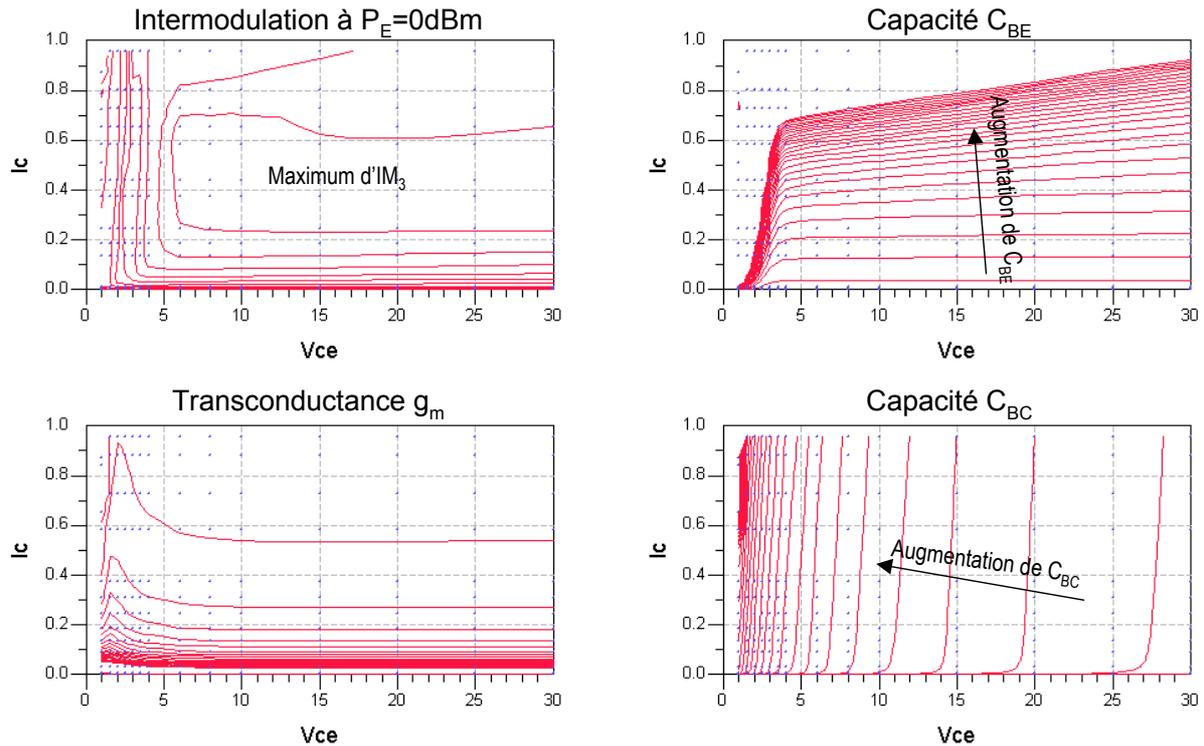


Figure IV-14 Tracés des contours à IM_3 , C_{BE} , C_{BC} et g_m constant en fonction du point de fonctionnement (modèle de CED2027)

On trouve un maximum d' IM_3 (à basse puissance) à des courants assez importants pour que la caractéristique de la jonction BE soit suffisamment linéaire mais assez faible pour ne pas être en régime d'effet Kirk.

On retrouve donc un maximum d' IM_3 dans une zone de fonctionnement où les tensions V_{CE} sont supérieures à 6V et pour des densités de courants comprises entre (8kA/cm² et 20kA/cm² (pour un CED2027 entre 250mA et 600mA). La chute d' IM_3 à plus forts courants est liée à l'effet Kirk. Cependant, cette valeur d' IM_3 ne fait qu'indiquer, pour un fonctionnement bas niveau les zones où un minimum de distorsion apparaît.

Voici par exemple (Figure IV-15) des illustrations des valeurs d' IM_3 en fonction des non-linéarités présentes dans le modèle. Afin de voir apparaître l'impact de l'effet Kirk aux forts courants, on trace la valeur de l' IM_3 lorsque celui-ci est activé (carrés) et lorsque qu'il ne l'est pas (cercles).

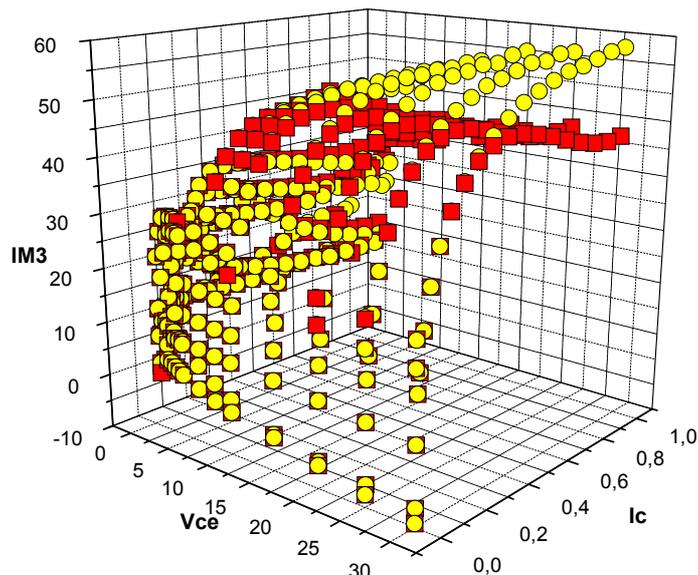


Figure IV-15 Valeur de l'IM3 en fonction du point de fonctionnement avec (carrés) et sans (cercles) effet Kirk

L'IM3 est dégradé à fort courant lorsque l'effet Kirk est présent dans le modèle.

On étudie ensuite l'impact des capacités non-linéaires sur l'IM₃. Sur les courbes ci-dessous, les points foncés correspondent au modèle non-linéaire complet.

Sur la Figure IV-16 (a), les carrés représentent les résultats lorsque la capacité BC est constante. Les cercles montrent l'impact de la transcapacité C_{BEC} aux faibles tensions V_{CE}.

La dégradation de l'IM₃ aux faibles courants est attribuée à la forte non-linéarité de la transconductance g_m. A plus forts courants, les résistances séries et notamment la résistance d'émetteur ont tendance à linéariser les caractéristiques des jonctions.

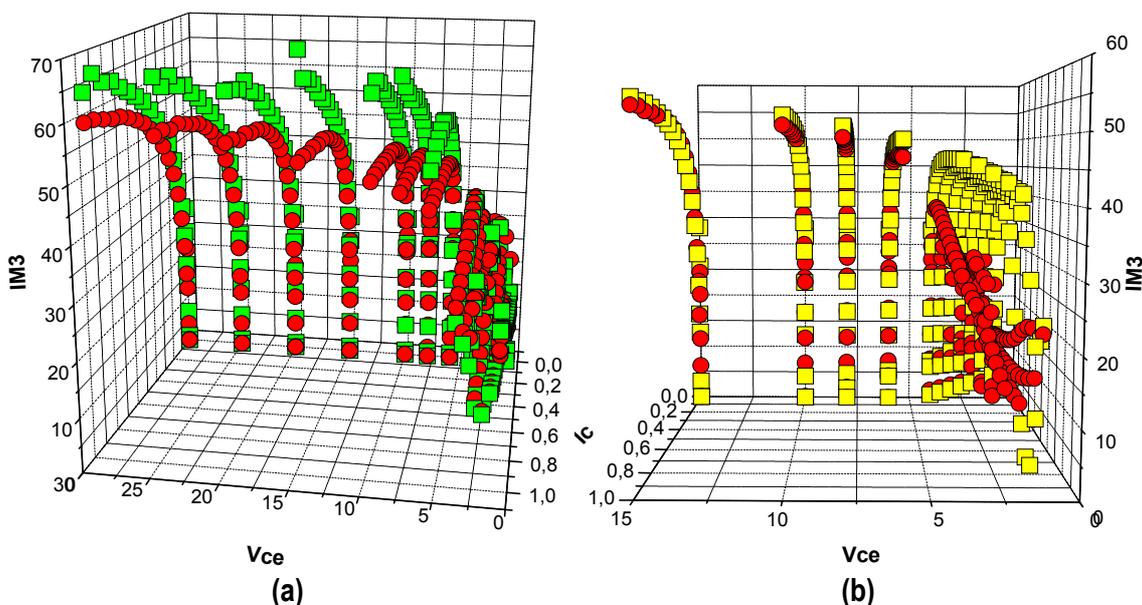


Figure IV-16 Impact des capacités non-linéaire sur l'IM3: (a) capacité C_{BC}, (b) capacité C_{BE} – (modèle non-linéaire: en foncé)

Un impact important de la capacité base-collecteur apparaît en fonctionnement bipoleraire lorsque les excursions dynamiques de la tension V_{CE} rendent les variations de la

capacité de diffusion importante. Dans le cas des TBH bande S par exemple, le collecteur est entièrement dépleté (et la capacité BC constante) au-delà de 35V, donc l'impact de la capacité BC sur la linéarité sera présent puisque les transistors fonctionneront à des tensions BC plus faibles.

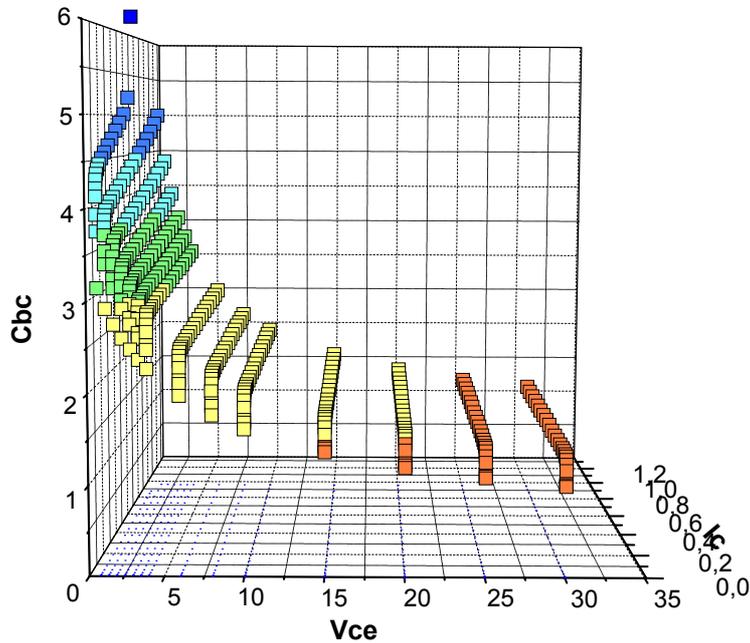
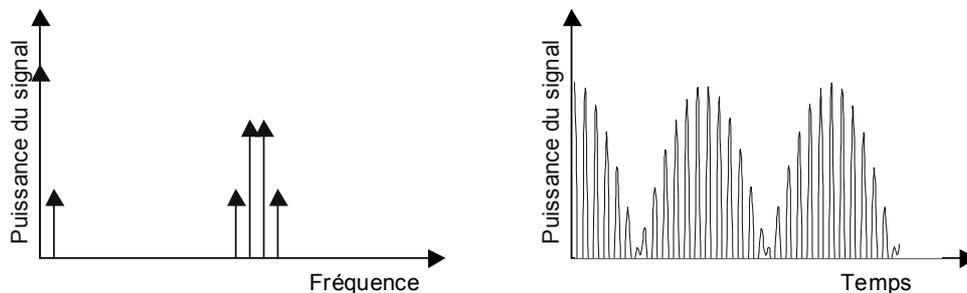


Figure IV-17 Valeurs de la capacité base-collecteur en fonction du point de fonctionnement

III - E - Le sous-circuit thermique

Dans cette partie, le modèle électrothermique est utilisé pour observer l'impact de la température sur l'intermodulation. En effet, les variations de température ont également une grande influence sur la linéarité du montage amplificateur, cet impact apparaît notamment sur le C/I_3 lorsque l'écart de fréquence d'un signal biporteuse est modifié [14]. Pour des écarts de fréquences faibles, il apparaît des variations de la température au cours du temps, elle varie au rythme de la fréquence de battement. Le sous-circuit thermique se comporte comme un filtre passe bas, les variations rapides de la puissance dissipée dans le circuit font correspondre une tension filtrée représentant l'élévation de température.



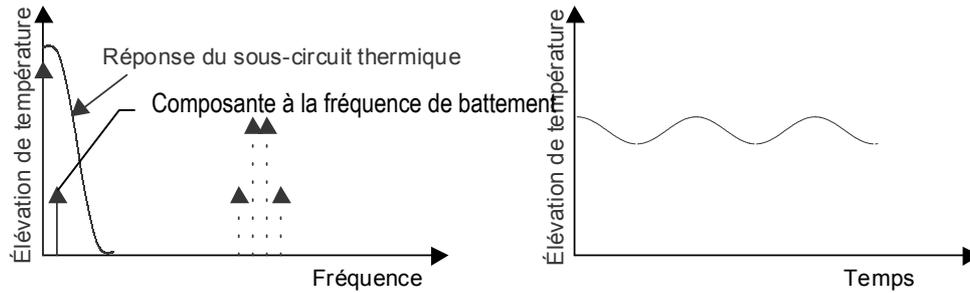


Figure IV-18 Fonctionnement du sous-circuit thermique

La température n'est pas constante mais varie au rythme de la fréquence de battement dans le cas où le composant est excité par un signal biporteuse. Lors de l'étude de l'intermodulation présente dans un montage amplificateur, des variations apparaissent lorsque l'écart de fréquence entre les deux composantes du signal varie, il s'agit d'effet de mémoire. Ces écarts peuvent avoir pour origine le circuit de polarisation, mais dans le cas des TBH, le lien entre ces écarts et le circuit thermique apparaît comme vont l'illustrer les figures suivantes.

On fixe la fréquence de battement (12MHz) et on modifie la constante de temps du sous-circuit thermique (0.1µs, 1µs, 10µs et 1ms).

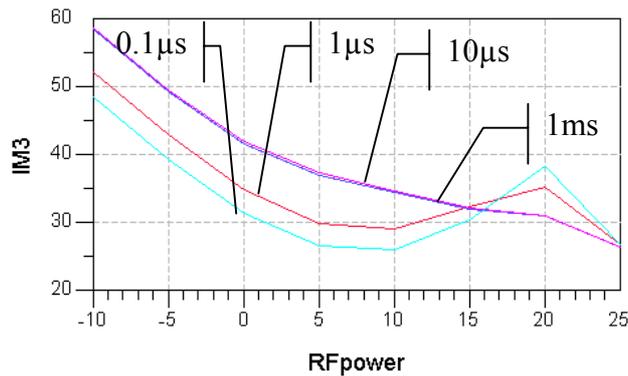


Figure IV-19 C/I_3 en fonction du niveau de puissance, $\Delta F=12\text{MHz}$, pour quatre constantes de temps: 0.1µs, 1µs, 10µs et 1ms

Une autre représentation possible est le tracé des évolutions du C/I_3 , à un niveau de puissance donné en fonction de l'écart de fréquence entre les deux raies du signal (Figure IV-20).

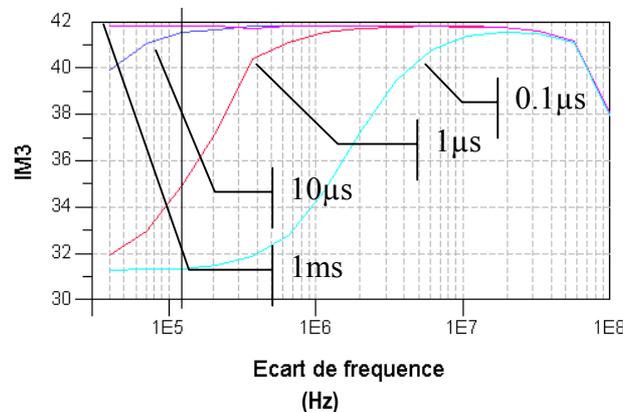


Figure IV-20 C/I_3 à $P_e=10\text{dBm}$, en fonction de l'écart de fréquence, pour quatre constantes de temps: 0.1µs, 1µs, 10µs et 1ms

On peut alors tracer les évolutions temporelles de la température et on vérifie que lorsque la constante de temps du sous-circuit thermique est suffisamment importante pour qu'il filtre la composante à la fréquence de battement, la température reste constante.

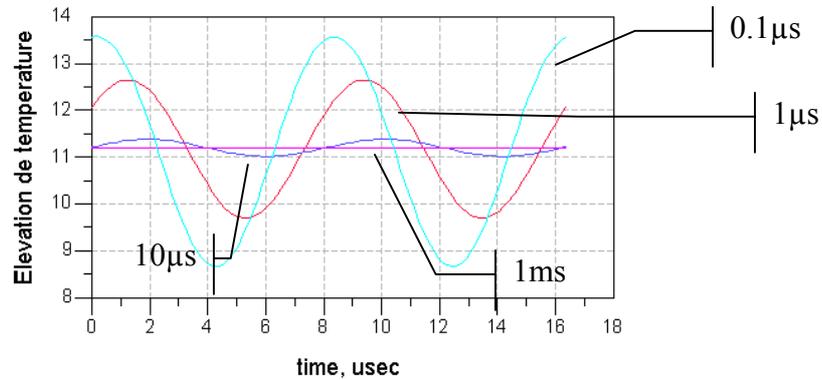


Figure IV-21 Réponse temporelle du sous-circuit thermique ($P_e=10\text{dBm}$), $\Delta F=12\text{MHz}$, pour quatre constantes de temps: $0.1\mu\text{s}$, $1\mu\text{s}$, $10\mu\text{s}$ et 1ms

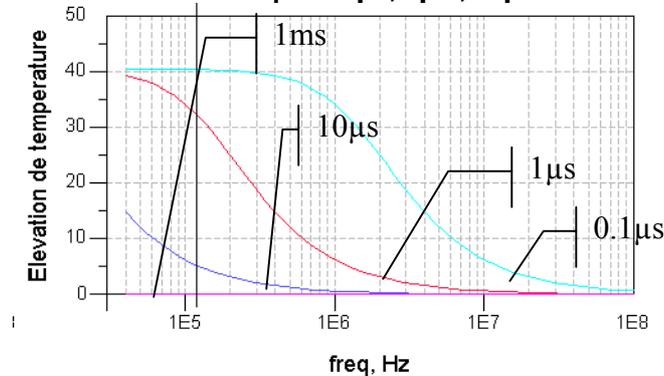


Figure IV-22 Réponse fréquentielle du circuit thermique excité par un courant de 1A ($R_{TH}=40^\circ\text{C/W}$) pour les 4 constantes de temps

Des dégradations de l'intermodulation apparaissent à basse puissance lorsque des variations importantes de la température à la fréquence de battement sont présentes. On peut également tracer l' IM_3 en fonction de l'écart de fréquence pour un circuit thermique fixé et une valeur moyenne de puissance dissipée constante. Ces tracés de l'intermodulation en fonction de l'écart de fréquence (Figure IV-20) et la réponse fréquentielle du circuit thermique (Figure IV-22) font apparaître les mêmes constantes de temps montrant ainsi l'origine thermique de la dégradation de la linéarité pour les faibles écarts de fréquence d'un signal biporteuse. De plus, le circuit utilisé pour ces simulations est composé de circuits de polarisation idéaux. On trouve dans [15] une confirmation expérimentale de ce phénomène.

IV - Impact de l'environnement sur la linéarité– Choix des conditions de fonctionnement

IV - A - Type de polarisation

IV - A - 1 - Impact de la classe de fonctionnement

Le choix de la classe de fonctionnement et principalement le courant de repos permet de se placer dans une partie de la caractéristique $I_C=f(V_{BE})$ plus ou moins linéaire. Ceci déterminera donc le niveau d'intermodulation à basse puissance, sachant que celui-ci ira en décroissant typiquement de 2dB pour une augmentation de puissance d'entrée de 1dB.

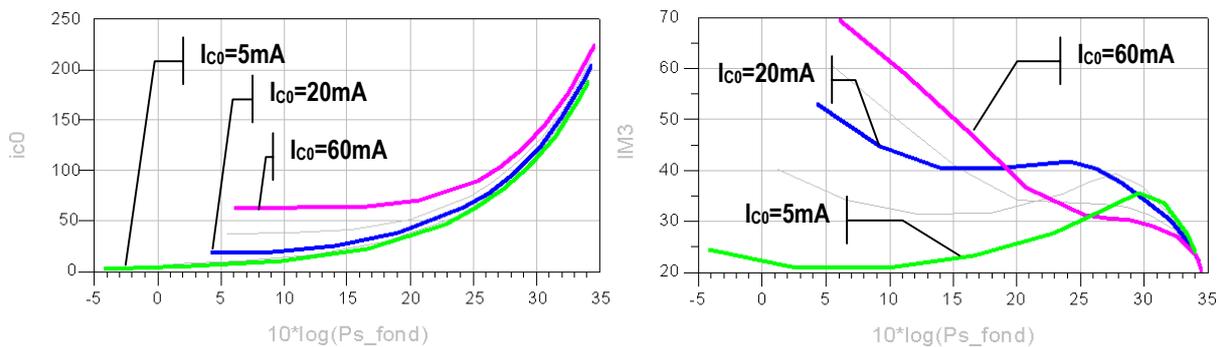


Figure IV-23 Impact du courant de repos sur l'intermodulation

Les faibles courants de repos correspondent à une faible linéarité à bas niveau, comme le prévoyaient les courbes de l' IM_3 du début de ce chapitre (Figure IV-14 et Figure IV-15). Les différences de C/I_3 qui apparaissent selon la classe de fonctionnement (le courant de repos) se situent à des niveaux de puissances faibles. A très fort niveau ($P_S > 34\text{dBm}$ sur la Figure IV-23), pour des conditions de charge identiques (correspondant à un optimum de PAE), une même valeur d'intermodulation d'ordre 3 apparaît.

Un fort courant de repos (fonctionnement proche de la classe A) permet d'obtenir un fonctionnement très linéaire à faible niveau de puissance. En revanche, la linéarité pour une puissance de sortie importante est plus faible que lorsqu'un courant de repos inférieur est choisi.

En observant les fonctions de description des capacités non-linéaires, on remarque les points suivants:

- Pour les classes de fonctionnement de type AB profonde ($I_{c0} = 20\text{mA}$) la fonction de description de la capacité C_{BE} est presque constante en fonction du niveau de puissance.
- Aux plus forts courants de repos, la fonction de description est décroissante. Les évolutions de la fonction de description de la capacité base-collecteur ne sont pas modifiées.

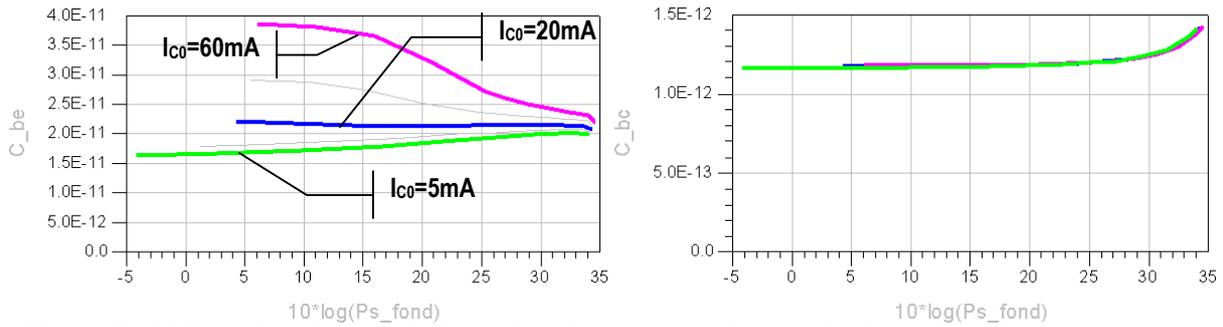


Figure IV-24 Fonction de description à la fréquence fondamentale des capacités C_{BE} et C_{BC} en fonction de la tension BE

En ce qui concerne les transistors PHEMT, il a été montré dans [16] que les capacités grille-source et grille-drain ont des évolutions opposées et peuvent dans certaines conditions se compenser par effet Miller. Dans le cas des TBH, les fonctions de description des capacités base-émetteur et base-collecteur ont tendance à augmenter en fonction du niveau du signal d'entrée sauf pour de forts courants de polarisation. La meilleure linéarité à forte puissance est atteinte lorsque cette fonction de description est constante ou légèrement croissante.

IV - A - 2 - Impact de la résistance de polarisation

Dans [17], le rôle de la résistance de polarisation de la base sur la linéarité des amplificateurs fonctionnant en classe B est présenté. De la même façon, dans [18], l'utilisation d'une résistance de polarisation sur la base permet, puisque la linéarité à forte puissance est la même selon que le transistor fonctionne en classe AB ou classe B, de polariser le composant en classe B à forte puissance pour atteindre un fort rendement et de la polariser en classe AB à basse puissance pour fonctionner de façon suffisamment linéaire. De plus l'intérêt de la résistance de polarisation est de permettre une stabilisation de la polarisation afin de limiter les effets thermiques en entraînant une dépolarisation de la jonction BE lorsque le courant de base augmente (polarisation mixte). Cependant, l'impact de la résistance dans le circuit de polarisation de base par rapport à la résistance de ballast dans l'émetteur reste faible.

L'impact de la résistance de polarisation dépend du courant de repos choisi. Pour les forts courants de repos (polarisation type classe AB), l'impact sur la linéarité est faible (Figure IV-25).

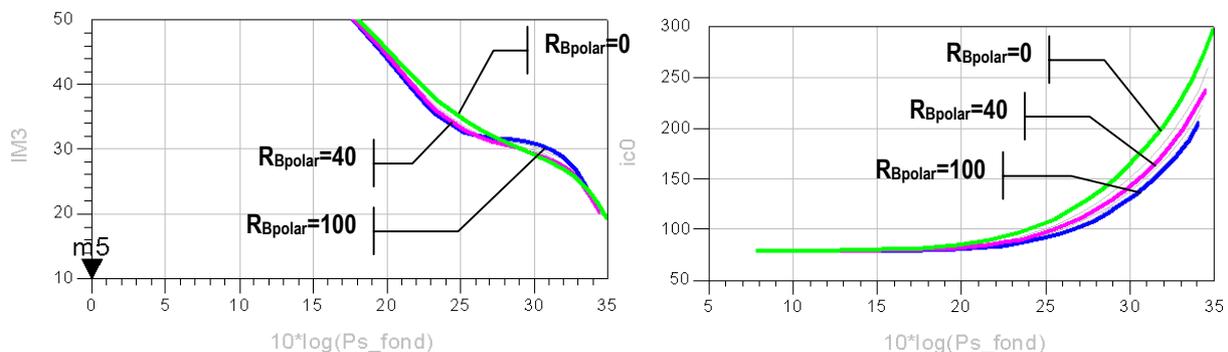


Figure IV-25 Intermodulation et courant moyen en fonction de la résistance de polarisation ($I_{co}=80mA$)

La tension de polarisation V_{BE0} est ajustée en fonction de la résistance pour maintenir le courant de repos collecteur constant lorsque la valeur de la résistance de polarisation est modifiée

De fortes valeurs de résistances entraînent une dépolarisation importante de la jonction base-émetteur avec pour conséquence une décroissance plus marquée de la fonction de description de la capacité base-émetteur devient plus importante (Figure IV-26).

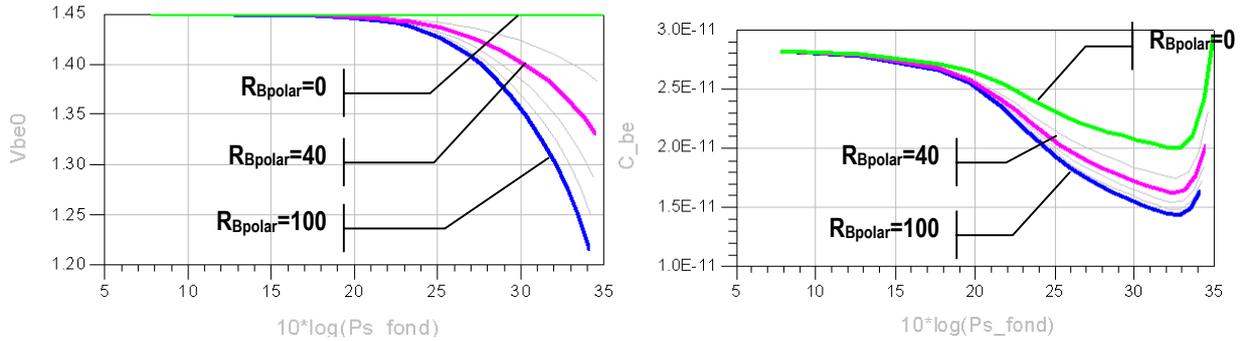


Figure IV-26 Tension de polarisation et fonction de description de la capacité BE en fonction de la résistance de polarisation ($I_{c0}=80mA$)

On a vu dans le paragraphe précédent que la forme de cette fonction de description (croissante ou décroissante) dépendait du point de repos, elle est croissante aux faibles courants de repos et décroissante aux forts courants de repos. Ainsi, en prenant une classe de fonctionnement de type AB, proche de la classe B, cette fonction de description qui est légèrement croissante en l'absence de résistance de polarisation va rester presque constante avec le niveau de puissance pour certaines valeurs de R_{polar} .

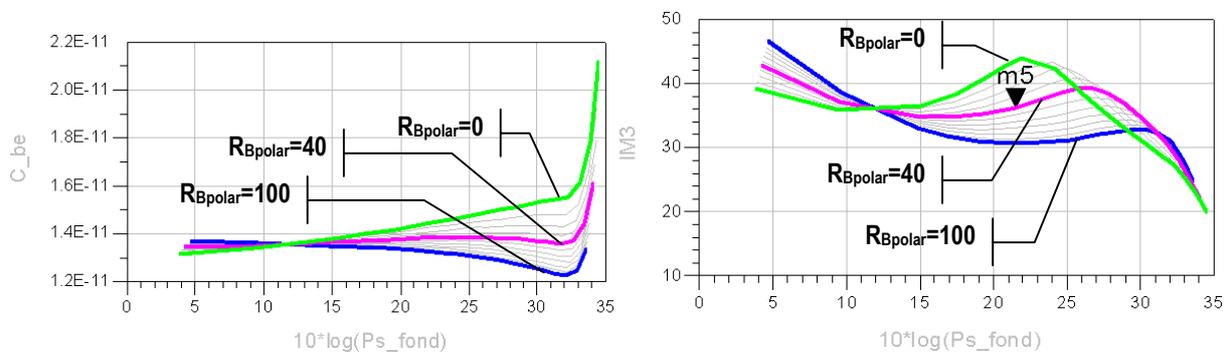


Figure IV-27 Fonction de description de la capacité BE et intermodulation en fonction de la résistance de polarisation (classe AB profonde $I_{c0}=30mA$)

C'est pour cette valeur de résistance (40ohms dans ce cas) que semblent apparaître de bonnes performances en intermodulation.

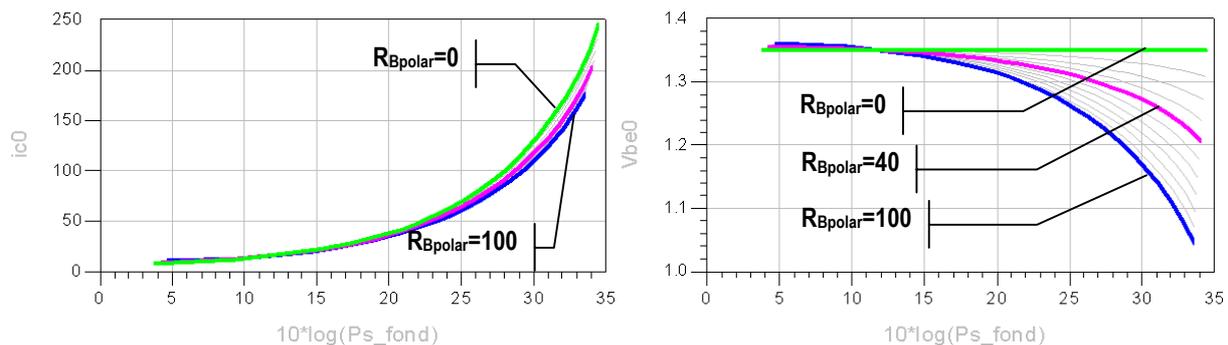


Figure IV-28 Courant moyen I_{C0} et tension V_{BE} en fonction de la résistance de polarisation (classe AB profonde $I_{C0}=30mA$)

L'impact de cette résistance sur la stabilisation du point de polarisation est beaucoup moins marqué pour ce type de classe de fonctionnement.

IV - B - Impact de l'impédance de charge

Le choix de l'impédance de charge est déterminant dans le fonctionnement d'un amplificateur, c'est en effet ce qui fixera les performances du transistor. Les mesures sont encore largement utilisées pour la déterminer. Des mesures grand signal de type load-pull permettent de trouver l'impédance optimale. Par exemple, la recherche des impédances donnant les meilleures performances à 1dB de compression du gain donne les coefficients de réflexion suivants selon que l'optimum de rendement, de puissance ou de gain soit cherché:

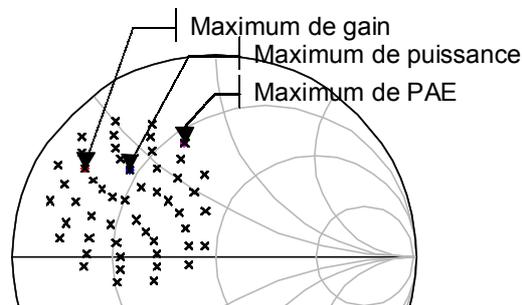


Figure IV-29 Simulation load-pull sur un CED2027 à 2.2GHz et coefficients de réflexion donnant l'optimum de rendement, de puissance et de gain

Les performances en intermodulation pour toutes ces impédances de charges font apparaître un faisceau de courbes. Et on note certaines impédances de charge caractéristiques:

- C/I_3 maximal
- C/I_3 minimal

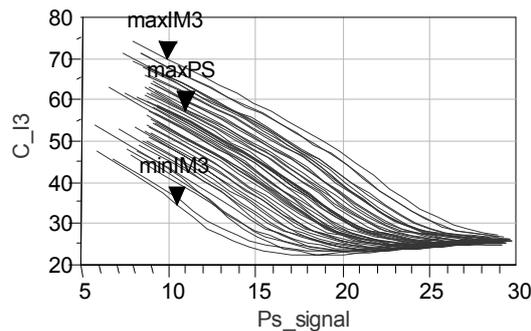


Figure IV-30 Intermodulation d'un CED2027 en fonction de la puissance de sortie pour différentes impédances de charge

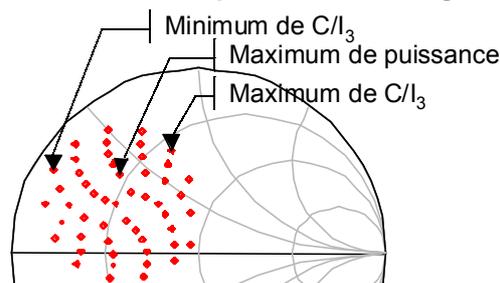


Figure IV-31 Répartition des impédances de charge

On remarque que la charge donnant les meilleures performances en linéarité est proche de la charge donnant l'optimum de rendement trouvé lors de simulations load-pull en monoporteuse. En traçant les performances atteintes pour ces trois impédances de charge, on remarque que l'optimum de C/I_3 correspond à des variations de phase (AM/PM) assez faibles en comparaison avec les autres impédances. Les variations de la fonction de description à la fréquence fondamentale apparaissent pour un niveau de puissance de sortie plus important

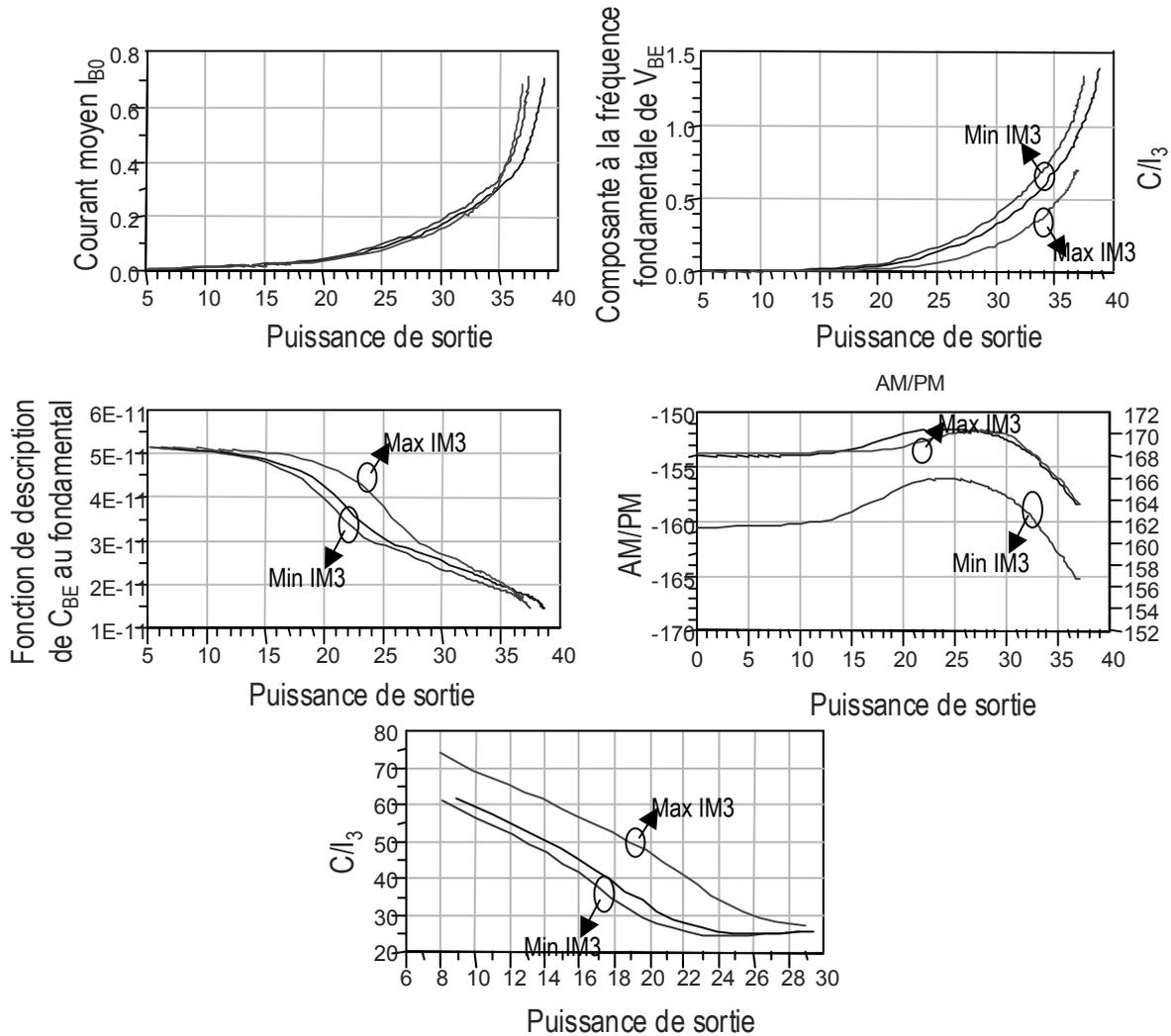


Figure IV-32 Performances simulées pour trois impédances de charge (maximum/minimum C/I_3 et maximum de P_s)

Les charges présentées aux fréquences harmoniques ont également un rôle important sur l'intermodulation d'ordre trois. Dans [11], il est annoncé qu'un circuit ouvert présenté à la fréquence harmonique deux donne de bons résultats d'intermodulation.

Il a été fait état dans la littérature du fait que l'optimum de linéarité n'est pas nécessairement atteint pour une adaptation de la sortie sur l'impédance complexe conjuguée [19].

IV - C - Impact de l'impédance de source

Des auteurs ont fait état du rôle de l'impédance de source des amplificateurs à base de TBH ([20] et [21]). Mais l'adaptation d'entrée est un point essentiel dans le but d'améliorer le rendement en puissance ajoutée du montage et de réduire les pertes.

IV - C - 1 - Type de générateur RF

Ce qui est apparu à travers l'utilisation de notre modèle est que la génération de composantes aux fréquences harmoniques ($2F_0$, $3F_0...$) est peu dépendante du type d'adaptation d'entrée, ce qui n'est pas le cas des produits d'intermodulation.

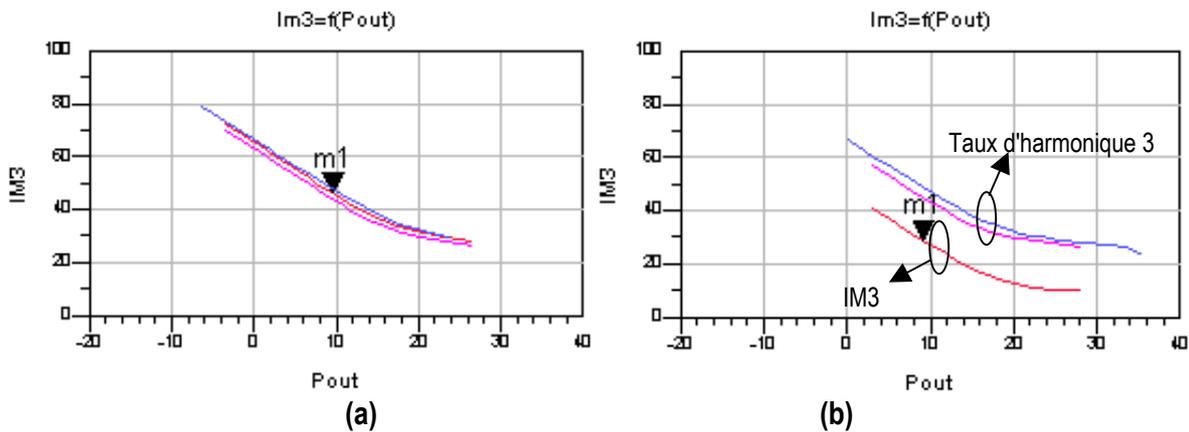


Figure IV-33 Taux d'harmonique 3 (en bleu) et C/I_3 (en rouge) en fonction du niveau de puissance: (a) transistor non adapté, (b) transistor adapté en entrée pour les mêmes conditions de charge et de polarisation

On observe des similitudes sur des relations entre composantes spectrales du signal de sortie d'un montage amplificateur simulé alors qu'on l'excite par un signal monoporteuse ou biporteuse. Ainsi, si dans le cas d'un signal monoporteuse, on observe le rapport en sortie entre la puissance à la fréquence harmonique 3 ($3.F_0$) et la puissance à la fréquence fondamentale (F_0), on relève, pour une même puissance de sortie une valeur proche de celle obtenue dans le cas d'un signal biporteuse avec le rapport entre la puissance à $3.F_1$ ou $3.F_2$ par rapport à la puissance à F_1 ou F_2 .

$$\underbrace{\frac{P_{OUT.3F0}}{P_{OUT.F0}}}_{\text{signal monoporteuse}} \approx \underbrace{\frac{P_{OUT.3F1}}{P_{OUT.F1}}}_{\text{signal biporteuse}} \approx \underbrace{\frac{P_{OUT.3F2}}{P_{OUT.F2}}}_{\text{signal biporteuse}}$$

En revanche, il y a peu de rapports entre le niveau du signal à l'harmonique 3 et le signal aux fréquences d'intermodulation d'ordre 3, des écarts plus ou moins importants apparaissant notamment selon le type de générateur utilisé pour le signal hyperfréquence.

Voici ce qui est obtenu en considérant quatre types d'excitation RF: générateur 50Ω , générateur de courant, générateur de tension et adaptation sur 50Ω . Le taux d'harmonique trois en fonction de la puissance de sortie est inchangé, en revanche, les produits d'intermodulation présentent des écarts de plusieurs dB.

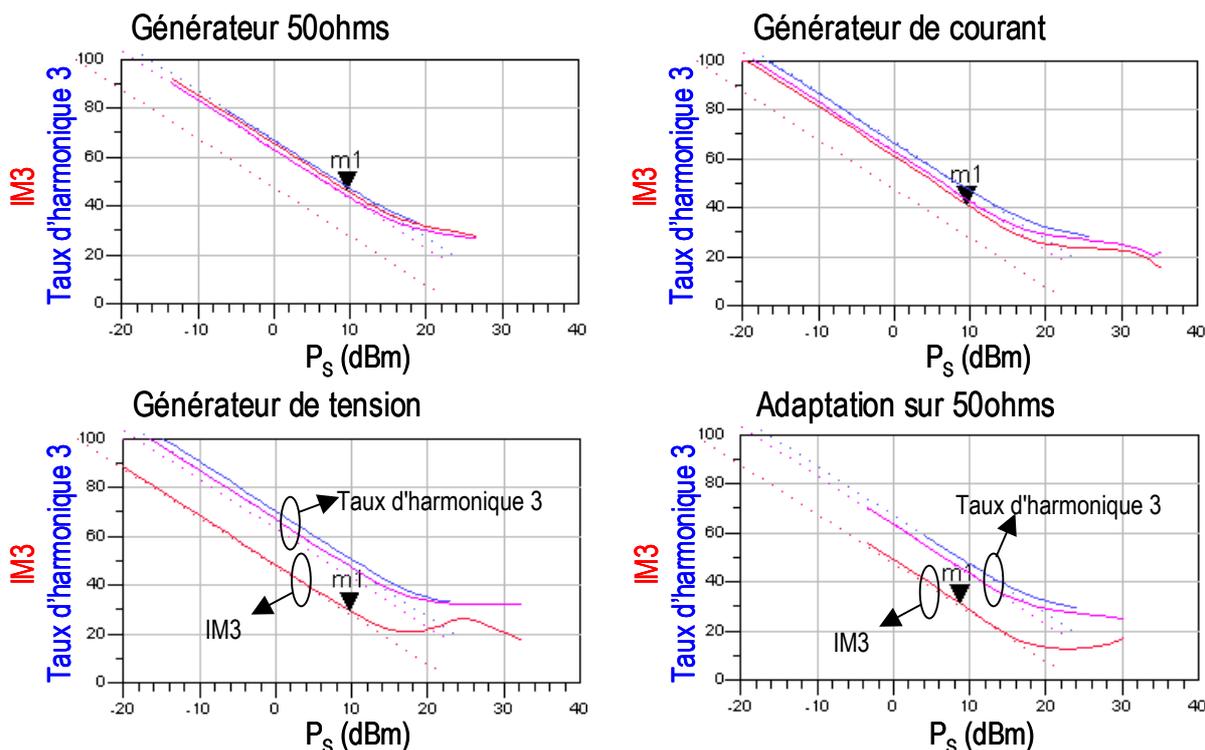


Figure IV-34 Impact du type de générateur RF sur la génération de composantes aux fréquences harmoniques et aux fréquences d'intermodulation d'ordre 3

Un signal RF issu d'un générateur 50Ω ou d'un générateur de courant crée la même intermodulation. De la même façon, un générateur de tension et une adaptation sur 50Ω offrent les mêmes résultats. En adaptant l'entrée du montage, on cherche à présenter une impédance de source égale au complexe conjugué de l'impédance d'entrée du transistor. La partie réelle de l'impédance de source est donc très faible. Vu de l'entrée, il est présenté un générateur de tension (impédance interne peu différente de 0), ceci expliquant les résultats comparables obtenus entre ces deux types de générateurs.

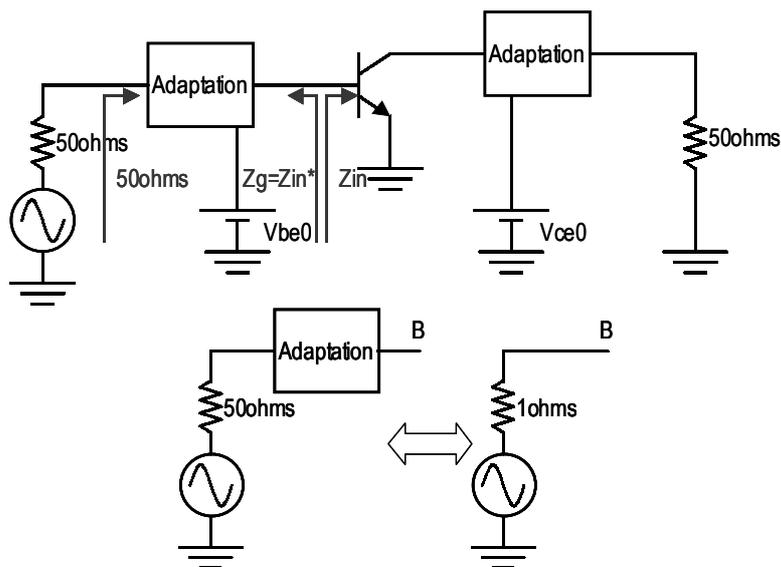


Figure IV-35 Principe de l'adaptation d'entrée

IV - C - 2 - Impact des impédances présentées à basse fréquence

Les impédances présentées à basse fréquence par les circuits de polarisation ont un impact sur la linéarité. Des études sur les transistors à effet de champ [22] ou sur des montages amplificateurs [23] l'ont démontré, de la même façon que des résultats sur les TBH le confirment.

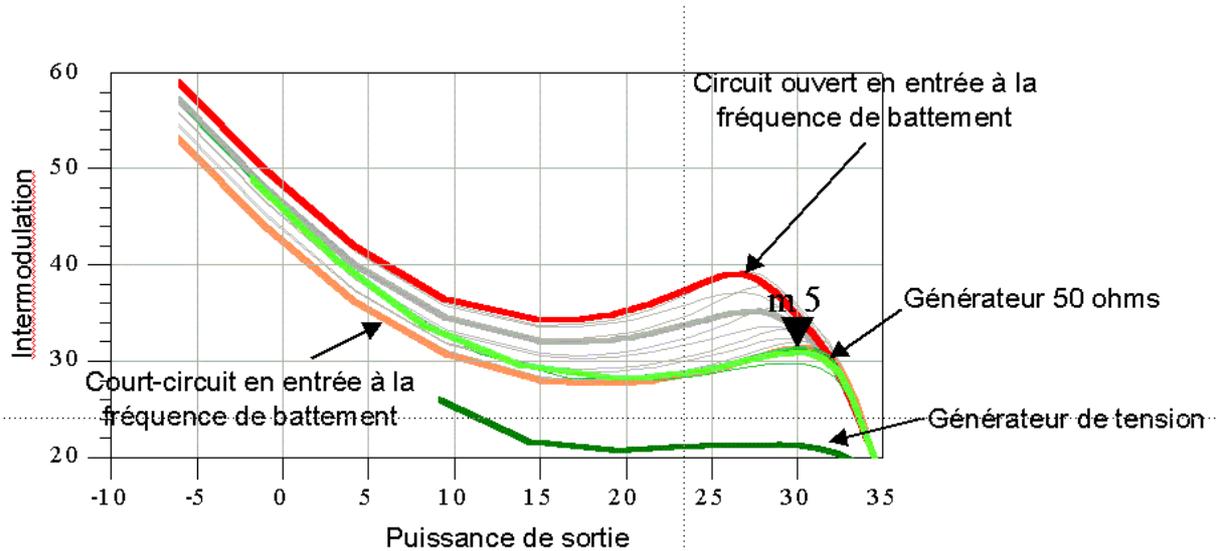


Figure IV-36 Intermodulation selon le type de générateur d'entrée et l'impédance présentée en entrée à la fréquence de battement

Il est intéressant de remarquer que les effets observés quant au type de générateur de signal RF ne sont pas liés à l'impédance de source présentée à basse fréquence. En effet, on pouvait penser qu'il s'agissait d'un même phénomène et qu'en adaptant ou non l'entrée, ce sont en fait les impédances à basse fréquence qui expliquent les variations d'intermodulation.

IV - C - 3 - Variations de phase

Plusieurs phénomènes entrent en jeu dans ces problèmes de rotation de phase mais ont pour origine commune les non-linéarités du transistor, les commandes de ces non-linéarités étant les tensions aux accès et la température de fonctionnement.

IV - C - 3 - a - Rotation de phase en fonctionnement du niveau de puissance

En fonctionnement fort niveau, les non-linéarités du composant apparaissent, on trouvera principalement, les capacités et les conductances des différentes jonctions. Vu de l'extérieur du composant, cela se traduit notamment par des variations de l'impédance d'entrée.

Ainsi, pour des fonctionnements en classe B, la jonction base-émetteur passe de l'état bloqué à l'état de conduction, d'où une grande variation d'impédance d'entrée.

L'adaptation d'entrée a également un fort impact sur la variation de phase (AM/PM) en fonction du niveau de puissance. Lors d'un fonctionnement en classe AB, les variations de phase sont de l'ordre de quelques degrés lorsque le transistor est excité par un générateur RF

de type 50 ohms, en revanche, l'adaptation de ce générateur 50 ohms sur l'impédance d'entrée du transistor (valant environ 1Ω) fait apparaître de fortes variations d'AM/PM.

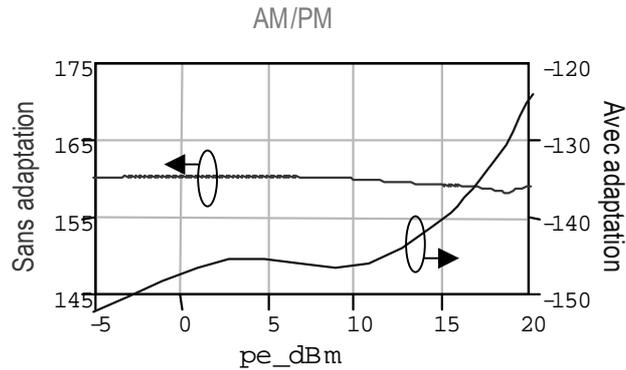


Figure IV-37 Variations d'AM/PM d'un transistor non-adapté en entrée (en rouge) et d'un transistor adapté en entrée (en bleu).

Ce type de comportement en fonction de l'adaptation avait été observé sur d'autres types de TBH lors de mesures load-pull [24].

IV - C - 3 - b - Rotation de phase au cours du temps

L'utilisation du modèle électrothermique permet aussi, en simulant un fonctionnement en impulsion de voir apparaître les phénomènes de rotation de phase au cours du temps, pour un même niveau de puissance d'entrée. Les courbes suivantes montrent les variations de phase et la température en différents instants d'une impulsion en fonction du niveau de puissance.

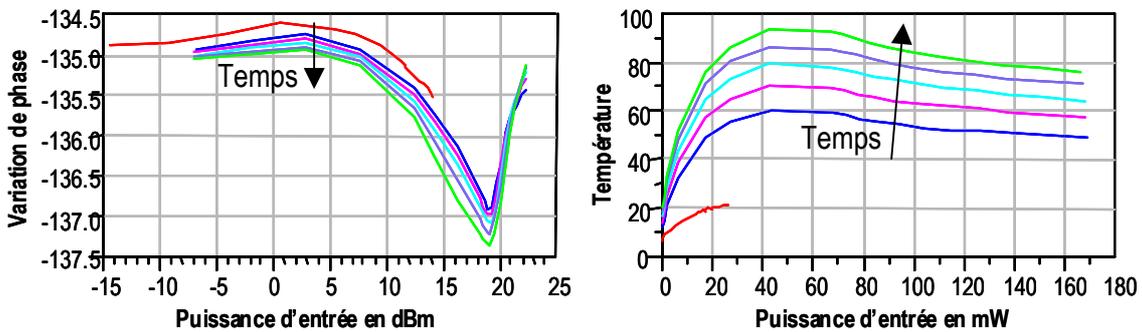


Figure IV-38 Variations de phase et température en fonctionnement impulsionnel ($300\mu s$) d'un transistor non-adapté en entrée

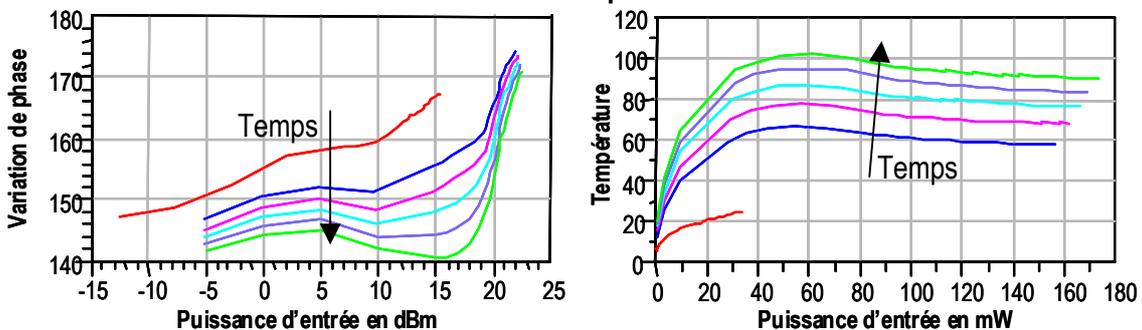


Figure IV-39 Variations de phase et température en fonctionnement impulsionnel ($300\mu s$) d'un transistor adapté en entrée

Ainsi la variation de phase, à un niveau de puissance donné est de l'ordre de 0.2° dans le cas d'un transistor non-adapté alors qu'elle dépasse 10° en adaptant l'entrée.

IV - C - 3 - c - Origine de ces variations de phase

L'étude d'un circuit simple (pont diviseur de tension) permet de mieux se rendre compte de l'origine des ces variations de phase.

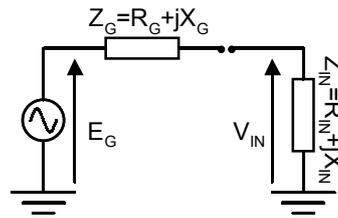


Figure IV-40 Circuit équivalent à de l'entrée d'un transistor

On ne considère que l'entrée du composant, représenté par son impédance d'entrée Z_{IN} , alimenté par un générateur d'impédance interne Z_g . Z_g est constante, et Z_{IN} est variable. Le rapport des tensions $\frac{V_{IN}}{E_G}$ est donné par :

$$G_V = \frac{R_{IN} + j \cdot X_{IN}}{R_{IN} + j \cdot X_{IN} + R_G + j \cdot X_G}$$

On peut ainsi calculer la phase de cette grandeur en fonction des variations de son impédance d'entrée (variations qui auront lieu avec le niveau de puissance) en considérant deux cas :

- L'entrée est adaptée : $R_G = R_{IN}$ et $X_G = X_{IN}^*$
- L'entrée n'est pas adaptée : $R_G = 50$, $X_G = 0$

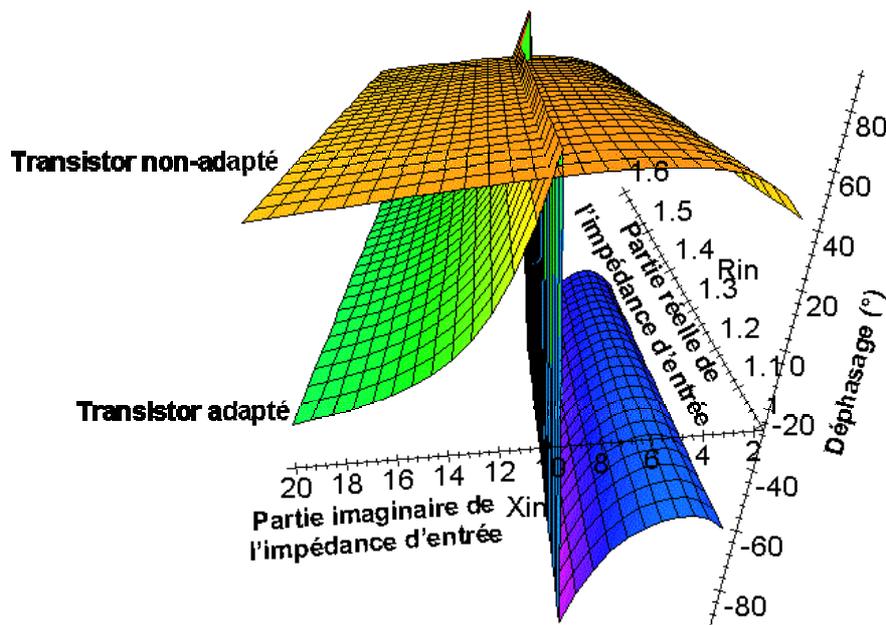


Figure IV-41 Déphasage entre la tension d'entrée et la tension à l'entrée du transistor

On remarque alors une faible influence des variations de la partie réelle (R_{IN}) de l'impédance d'entrée, que le circuit soit adapté ou non. En revanche, l'influence de la partie imaginaire est importante notamment lorsque le transistor est adapté. Dans le transistor, ces variations de partie imaginaire seront dues aux capacités non-linéaires.

IV - C - 3 - d - Lien entre variations de phase et C/13

Voici des résultats obtenus en considérant un circuit d'adaptation sans pertes placé devant le modèle non-linéaire de TBH. Ce circuit permet de présenter à partir d'un générateur 50ohms différentes valeurs d'impédances de source allant du complexe conjugué de l'impédance d'entrée d'un transistor vers des désadaptations plus importantes.

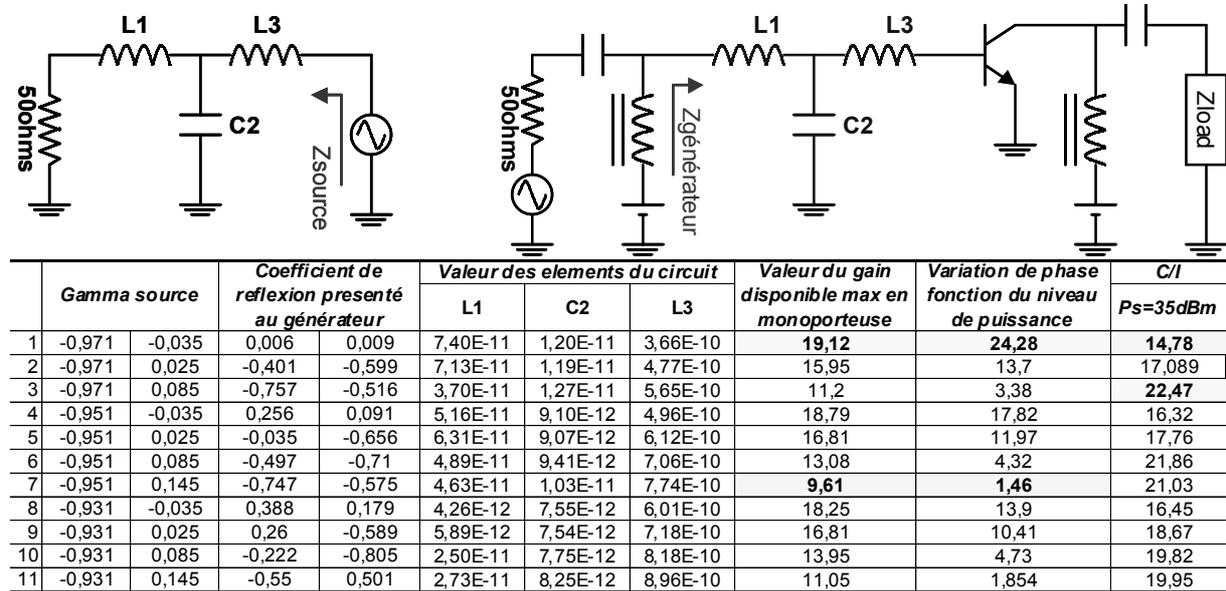


Figure IV-42 Paramètres du circuit de polarisation

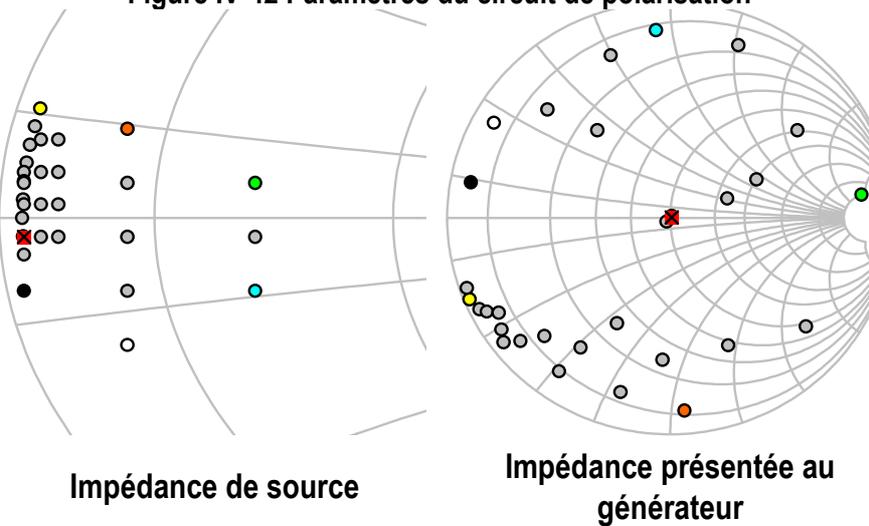


Figure IV-43 Impédance de source en fonction de l'impédance du générateur

Pour chacun de ces points, on relève le gain disponible, la variation de phase en fonction du niveau de puissance et la valeur du $\frac{C}{I_3}$ pour une puissance de sortie donnée.

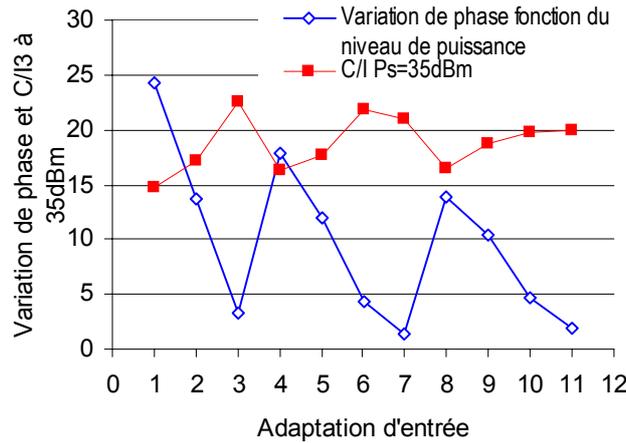


Figure IV-44 Lien entre variation de phase en fonction du niveau de puissance et intermodulation pour une puissance de sortie de 35dBm pour différentes conditions d'adaptation

Il semble apparaître que les variations de phase les plus importantes correspondent aux faibles valeurs de $\frac{C}{I_3}$. Voici un prenant un plus grand nombre de circuit d'adaptation les tendances qui apparaissent.

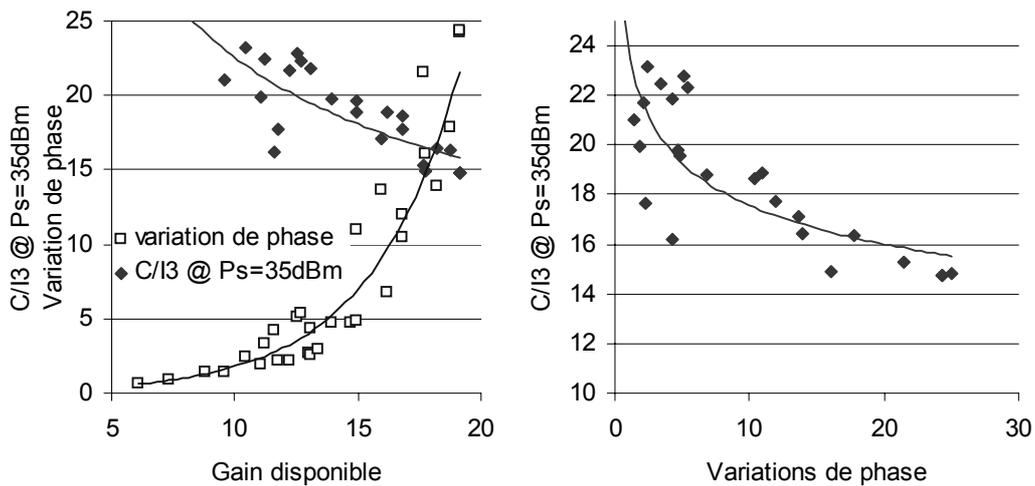


Figure IV-45 (a) Intermodulation et variation de phase en fonction du gain disponible, (b) C/I₃ en fonction des variations de phase

Un compromis apparaît donc entre gain disponible et linéarité.

V - Conclusion

Un composant actif quel qu'il soit sera performant seulement s'il se trouve dans un environnement favorable.

Ce chapitre a permis d'identifier l'impact des non-linéarités du modèle sur les performances en intermodulation qu'il sera possible d'atteindre dans le cadre d'une conception. La classe de fonctionnement a évidemment un fort impact mais la façon dont est réalisée la polarisation intervient.

En plus de l'impact reconnu du rôle des impédances basses fréquences présentées par les circuits de polarisation sur la linéarité, les TBH sont en plus soumis à des effets thermiques qui apportent de nouveau des effets à dynamique lente affectant la linéarité. Les caractéristiques de ces composants étant fortement dépendantes de la température (notamment la caractéristique d'entrée), les variations de température au rythme de la fréquence de battement d'un signal biporteuse va conduire à une modulation du point de repos, d'où une dégradation de la linéarité.

L'un des points importants observé est une dégradation importante de l'intermodulation lorsque l'adaptation d'entrée est réalisée, cette dégradation étant d'ailleurs associée à de fortes variations de phase des signaux de sortie par rapport aux signaux d'entrée. Malheureusement, à moins d'utiliser des méthodes de prédistortion pour réduire les déphasages, il faudra faire un compromis entre le gain du dispositif et l'intermodulation.

VI - Bibliographie

- [1] J.L. Smith, *"A Method to Predict the Level of Intermodulation Products in Broadband Power Amplifiers"*, Microwave Journal Février 2003, www.mwjjournal.com.
- [2] H Pretl, L Maurer et al., *"Linearity Consideration of W-CDMA front-ends for UMTS"*, IEEE-MTTs 2000.
- [3] J F Sevic et M B Steer, *"On the Significance Of Enveloppe Peak-to-Average Ration for Estimating the Spectral Regrowth of An RF/Microwave Power Amplifier"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 48, no 6 (juin 2000): pp 1068-1071.
- [4] J Lee, W Kim, Y Kim et al, *"Intermodulation Mechanism and Linearization of AlGaAs/GaAs HBTs"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 45, no 12 (Decembre 1997): pp 2065-2072.
- [5] M Iwamoto, T S Low, C P Hutchinson et al, *"Influence of Collector Design on InGaP/GaAs HBT Linearity"*, IEEE MTTs Digest (2000).
- [6] N L Wang, W J Ho et J A Higgins, *"AlGaAs/GaAs HBT Linearity Characteristics"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 42, No 10 (Octobre 1994): pp 1845-1850.
- [7] A Mallet, *"Optimisation des conditions de fonctionnement du Transistor Bipolaire à Hétérojonction pour l'amplification de puissance à haut rendement: application aux communications microondes entre mobiles"*, Thèse de l'université de Limoges, 28 novembre 1996 N° d'ordre 53-96.
- [8] A. Mallet, D. Floriot, J.P. Viaud et al., *"A 90% Power-Added-Efficiency GaInP/GaAs HBT for L-Band Radar and Mobile Communication Systems"*, Microwave and Guided Wave Letters (mars 1996): pp 132-134.
- [9] M Iwamoto, C.P. Hutchinson, J.B. Scott et al, *"Optimum Bias Conditions for Broadband InGaP/GaAs HBT Power Amplifier"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 50, No 12 (décembre 2002): pp 2954-2962.
- [10] A. Mass, B.L. Nelson et D.L. Tait, *"Intermodulation in Heterojunction Bipolar Transistors"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 40, No 3 (Mars 1992): pp 442-448.
- [11] A Samelis et D Pavlidis, *"Mechanism Determining Third Order Intermodulation Distortion in AlGaAs/GaAs Heterojunction Bipolar Transistors"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 40, No 12 (Décembre 1992): pp 2374-2380.
- [12] W. Kim, S. Kang, K. Lee et al, *"The Effect of Cbc on the Linearity of AlGaAs/GaAs Power HBTs"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 49, No 7 (Juillet 2001): pp 1270-1276.
- [13] R. Welch, T. Jenkins, L. Kehias et al., *"The Effects of Feedback Capacitance on Thermally Shunted Heterojunction Bipolar Transistor's Linearity"*, GaAs Mantech (1999).
- [14] S. Heckmann, *"Méthodologie d'optimisation de compromis rendement/linéarité d'amplificateurs de puissance à Transistor Bipolaire à Hétérojonction pour les Radiocommunications"*, Stage de DEA d'Electronique - Université de Limoges, 2000.

- [15] K. Lu, P.M. McIntosh, C.M. Snowden et R.D. Pollard., *"Low-Frequency Dispersion and its Influence on the Intermodulation Performance of AlGaAs/GaAs HBTs"*, IEEE MTTs International Microwave Symposium Digest Vol 3 (1996): pp 1373-1376.
- [16] S Forestier, T Gasseling, P Bouysse et al, *"Effets des Non-Linéarités Capacitives et de l'Impédance de Charge sur la Linéarité d'un Transistor PHEMT"*, Journées Nationales Microondes - Lille (2003): pp 460-461.
- [17] D A Teeter, J R East et G I Haddad, *"Use of Self Bias to Improve Power Saturation and Intermodulation Distortion in CW Class B HBT Operation"*, IEEE Microwave and Guided Wave Letters Vol 2, no 5 (Mai 1992): pp 174-176.
- [18] P K Ikalainen, S-K Fan et M A Khatibzadeh, *"20W Linear, High Efficiency Internally Matched HBT at 7.5GHz"*, IEEE MTTs Digest (1994).
- [19] L Ricco, GP Locatelli et F Calzavara, *"Constant Intermodulation Loci Measure for Power Device using HP 8510 Network Analyzer"*, IEEE MTTs Digest (1988): pp 221-224.
- [20] H Yamada, S Ohara, T Iwai et al., *"Self-Linearizing Technique for L-Band HBT Power Amplifier: Effect of Source Impedance on Phase Distortion"*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol 40, no 12 (Decembre 1996): pp 2398-2402.
- [21] T Iwai, S Ohara, H Yamada et al, *"High Efficiency and High Linearity InGaP/GaAs HBT Power Amplifiers: Matching Techniques of Source and Load Impedance to Improve Phase Distortion and Linearity"*, IEEE Transactions on Electron Devices Vol 55, no 6 (Juin 1998): pp 1196-1200.
- [22] Y. Hu, J.C. Mollier et J. Obrégon, *"A New Method of Third-Order Intermodulation Reduction in Nonlinear Microwave Systems"*, Transactions on Microwave Theory and Techniques Vol 34, no2 (février 1986): pp 245-250.
- [23] N Le Gallou, E Ngoya, J-M Nébus et al, *"Impédances Basse Fréquence: Impact sur l'Intermodulation dans les Amplificateurs de Puissance"*, Journées Nationales Microondes (Poitiers 2001).
- [24] C. Arnaud, D. Barataud, J.-M. Nébus et al, *"An Active Pulsed RF and Pulsed DC Load-Pull System for the Characterization of Power Transistors under Coherent Radar and Communications Systems"*, IEEE MTTs Digest (2000).

Chapitre V - Conception d'un démonstrateur en bande L

I - Introduction

L'objectif de ce chapitre est de présenter les étapes suivies lors de la conception d'un amplificateur hybride. L'élément actif retenu pour ce montage est une barrette de quatre transistors CED2027 (4x 20 doigts de $2 \times 70 \mu\text{m}^2$). Le fonctionnement prévu pour ce circuit est de type continu afin de se placer dans des conditions proches de celles d'un amplificateur pour stations de base.

Le fonctionnement en continu, du fait d'une puissance dissipée plus importante, impose une réduction du courant de fonctionnement afin de limiter la température des transistors et leur assurer une longévité suffisante.

En effet, si une telle barrette de transistors est conçue pour fournir une puissance hyperfréquence de 25W à 28W en bande S, c'est en grande partie en tirant les bénéfices d'un fonctionnement en impulsions permettant d'accroître la densité de puissance. De plus cette puissance est atteinte en fonctionnement de type classe B ce qui indique un courant en l'absence de signal hyperfréquence plus faible.

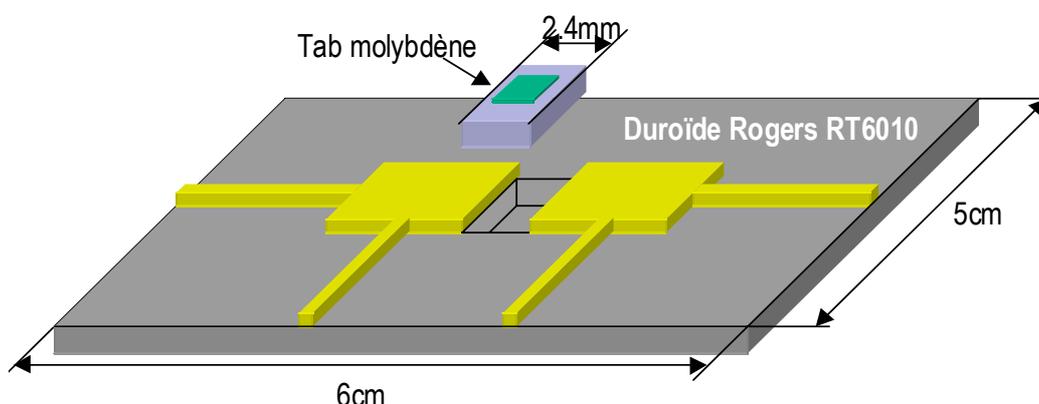
Pour cette application en bande L, la puissance attendue sera revue à la baisse puisqu'un fonctionnement continu en classe AB est souhaité pour aboutir à une linéarité suffisante du montage.

La première partie de ce chapitre traitera de la conception de ce circuit où plusieurs configurations, notamment du circuit d'entrée, étaient envisagées mais les aspects de stabilité non-linéaires ont finalement conduit vers une seule solution. Les mesures ainsi que les problèmes rencontrés sur ces montages feront l'objet d'une seconde partie.

II - Conception du circuit – Optimisation des performances

II - A - Cahier des charges

L'amplificateur est réalisé en technologie hybride, l'encombrement est limité à la dimension d'une semelle d'aluminium de 50x60mm². Les lignes de transmissions sont réalisées sur un substrat en duroïd de permittivité relative 10.8 et d'épaisseur 635µm, la métallisation de cuivre a une épaisseur de 80µm avant gravure. La puce AsGa contenant les transistors a une dimension de 1.4x3.2mm². Cette barrette est montée sur un tab en molybdène puis reportée sur la semelle d'aluminium. Deux largeurs de tab sont disponibles: 1.6 et 2.4mm selon le type d'adaptation.



L'élément actif de cet amplificateur étant une barrette de quatre transistors, il faut se soucier du type de recombinaison à mettre en œuvre. Parmi les techniques existantes [1], on trouve:

- Les architectures arborescentes: qui présentent de faibles pertes, peuvent supporter de fortes puissances mais ont l'inconvénient de fournir une très faible isolation entre les transistors (donc risques d'instabilités). De plus, il n'y a pas de restriction quant au nombre de composant à recombinaison (en pratique, des compromis sont à faire puisque les pertes augmentent avec le nombre d'éléments à recombinaison).
- Les architectures utilisant des distributeurs/combinés en quadrature: présentent des pertes plus importantes mais améliorent l'isolation et sont intéressantes pour la stabilité. Les différents éléments se recombinaison deux à deux.

Le choix se portera finalement sur une architecture arborescente.

II - B - Etude de l'adaptation d'entrée

L'adaptation d'entrée est critique, en effet, chaque transistor a une impédance d'entrée de l'ordre d'un ohm. Plusieurs approches sont possibles en ce qui concerne l'adaptation d'entrée de la barrette. La première consiste à préadapter chaque transistor et à les recombinaison une fois que l'impédance qu'ils présentent est suffisante pour envisager une adaptation sur 50Ω. L'autre approche consiste à combiner directement les quatre transistors et à adapter l'ensemble sur

50Ω. Sachant qu'un transistor a une impédance d'entrée inférieure à un ohm, l'adaptation directe des quatre transistors mis en parallèles s'avère assez délicate à réaliser.

Chacune de ces méthodes a des avantages et des inconvénients

	Adaptation en deux étapes	Adaptation directe
Avantages	Adaptation sur une plus large bande	Reproductibilité (seul incertitude, longueurs des fils)
Inconvénients	Sensible aux pertes dans les éléments discrets réalisant la préadaptation Sensible aux dispersions sur les fils de connexion	Tres sensible aux dispersions sur les fils de connexion Adaptation bande étroite

Dans le cas où on déciderait d'adapter le transistor sans passer par un circuit de préadaptation, il faut réduire au maximum la distance entre le transistor et le circuit d'adaptation pour espérer augmenter la bande de fréquence de l'adaptation. L'utilisation d'un distributeur arborescent est donc à éviter. C'est pourquoi, en raison des discontinuités entre le circuit extérieur et les fils de connexion, le recours à des simulations électromagnétiques est indispensable pour modéliser assez précisément la transition entre une ligne de transmission large sur laquelle sont reportés quatre fils d'interconnexion.

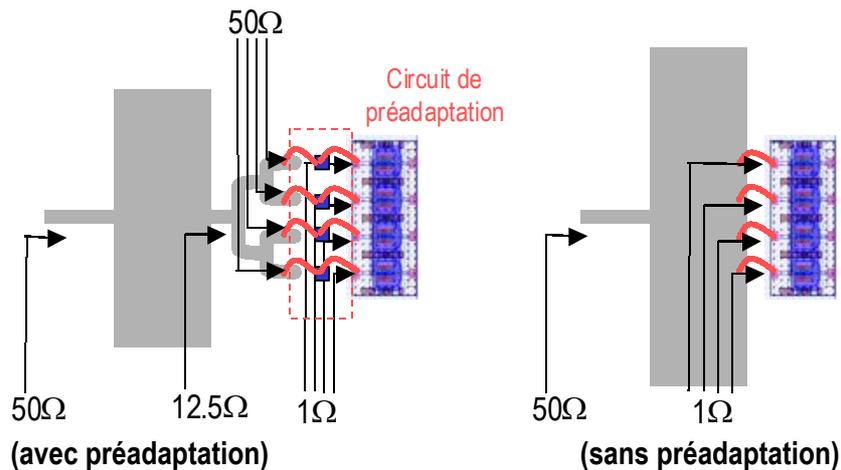


Figure V-1 Adaptation d'entrée des transistors

Dans un premier temps, on retient le principe d'adapter l'amplificateur en deux étapes à l'aide d'un circuit de préadaptation placé devant chaque transistor.

Des fils d'interconnexion et une capacité MIM sont utilisés afin d'obtenir un filtre LC. L'adaptation finale sur 50ohms est réalisée sur le circuit hybride à l'aide de lignes de transmission. Les pertes introduites par ces circuits seront analysées par la suite. Le modèle des fils d'interconnexion utilisés est le suivant. Chaque fil est défini par trois tronçons.

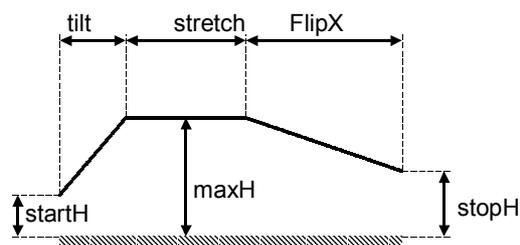


Figure V-2 Définition des fils pour les simulations

Les longueurs des fils sont déterminées à partir des prévisions de l'encombrement du circuit. Des longueurs minimales apparaissent : elles sont liées à la disposition des éléments mais aussi à la nécessité d'utiliser ces fils comme des inductances pour réaliser la préadaptation de l'entrée de la barrette. Les hauteurs relatives des différents éléments et des connexions par rapport à la semelle sont données Figure V-3. En effet, il est nécessaire de connaître la position de chaque fil par rapport au plan de masse afin de pouvoir en tenir compte lors des simulations.

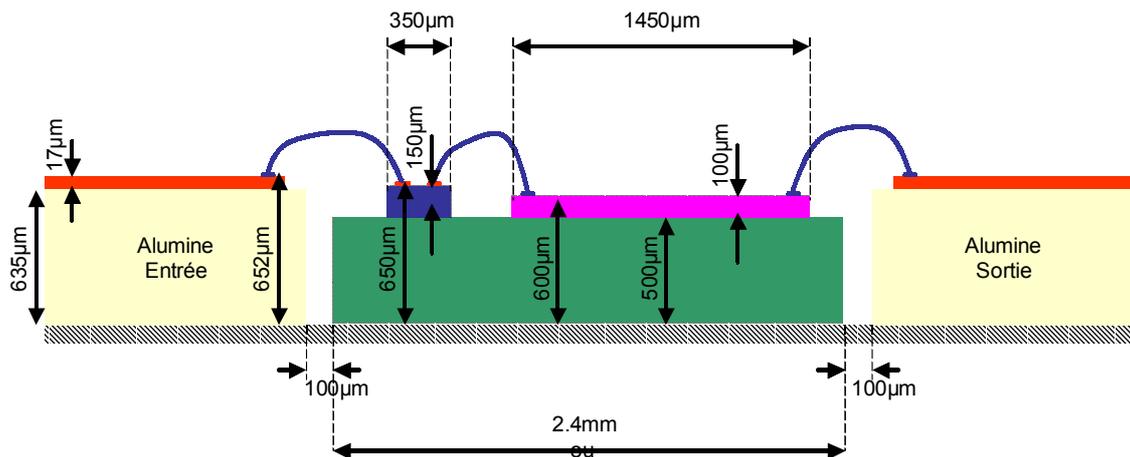


Figure V-3 Coupe du montage et hauteur relative des fils

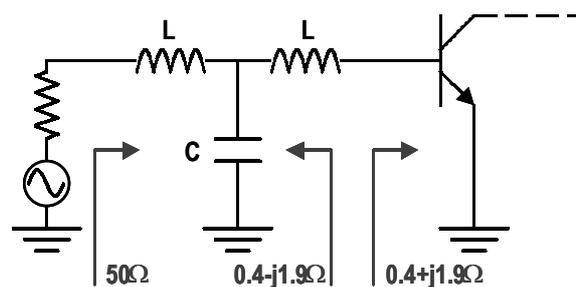
II - B - 1 - Préadaptation des transistors

La préadaptation de chaque transistor se fait grâce à une capacité MIM de 8.2pF. Cette capacité relie le circuit d'adaptation et le transistor par des fils de diamètre 25µm et de longueur 500µm. De telles valeurs permettent de présenter une impédance de 50ohms. Le second fil a pour seul objectif la connexion au circuit extérieur et a peu d'influence sur la préadaptation. C'est pourquoi sa valeur n'est pas une contrainte et sera modifiée par la suite.

On optimise le circuit d'entrée afin de se rapprocher, au niveau du générateur, d'une impédance de 50ohms, cependant, les problèmes de stabilité sont importants et obligent à traiter ces deux aspects simultanément, c'est ce qui sera présenté par la suite.

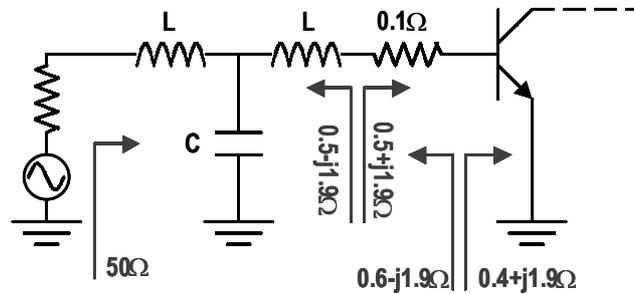
On a étudié l'effet de ce circuit de préadaptation et les pertes qu'il entraîne dans différentes configurations. On reprend donc la configuration de la préadaptation retenue (filtre L-C) en partant du cas idéal pour se rapprocher d'un cas réaliste. On cherche donc à passer d'une impédance évaluée au niveau de l'élément actif à 0.4+j1.9 ohms vers 50ohms.

- Cas n°1 : utilisation d'éléments idéaux



Les optimisations des éléments permettent d'adapter parfaitement le montage. Dans ce cas, on obtient simultanément :

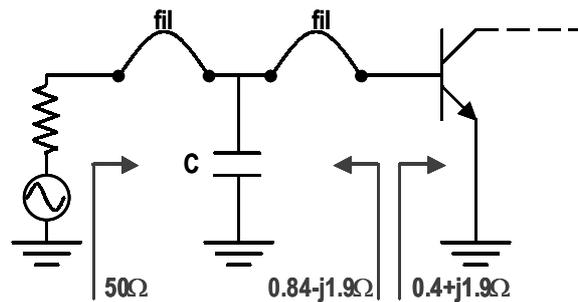
- A l'entrée, une impédance de 50 ohms
- Au niveau de l'élément actif, le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor
- Cas n°2 : On introduit une résistance parasite dans une self-inductance.



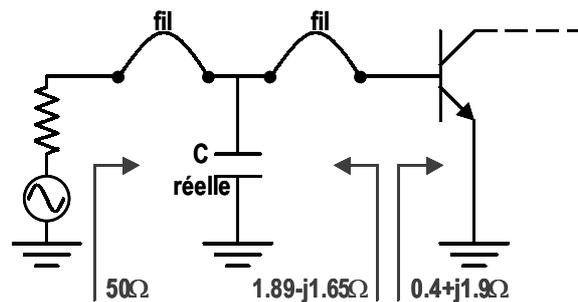
Dans ce cas, on n'arrive plus à présenter le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor. La désadaptation observée sur l'impédance de source correspond au double de la résistance parasite introduite dans la self inductance.

- Cas n°3 : On remplace les self-inductances idéales par des modèles de fils.

Dans un premier temps, on garde une capacité idéale



On prend ensuite une capacité réelle possédant des pertes.

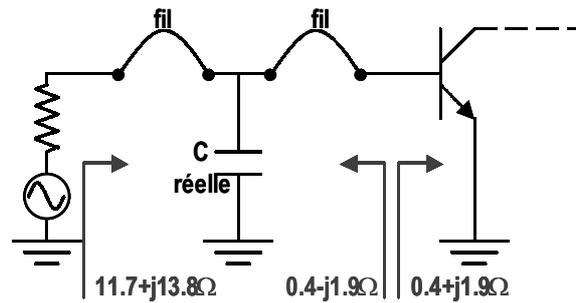


Ces deux cas font apparaître qu'en ajoutant des éléments proches de la réalité, la désadaptation au niveau du transistor augmente, alors que vu de l'extérieur, au niveau du générateur, on est adapté sur 50 ohms

- Cas n°6 : Adaptation pour présenter le conjugué de l'impédance d'entrée au transistor

Lorsque au niveau du générateur, on présente une impédance de 50ohms, et si le circuit d'adaptation présente des pertes, l'adaptation n'est pas réalisée au niveau de l'élément actif.

Dans ce dernier cas, on modifie les critères d'optimisations afin de présenter le conjugué de l'impédance d'entrée, avec pour conséquence une désadaptation du générateur.



Il n'est pas possible d'être adapté simultanément sur 50 ohms au niveau du générateur et sur le conjugué de l'impédance d'entrée du transistor dès qu'on introduit des pertes dans le circuit de transformation d'impédance. Plus ces pertes sont grandes, plus la désadaptation de l'un des deux accès du quadripôle est importante.

II - B - 2 - Circuit de polarisation

Les circuits de polarisation utilisent deux lignes quart d'onde afin de découpler les signaux DC des signaux RF. On peut vérifier sur les courbes ci-dessous le faible impact du circuit polarisation DC sur la transmission du signal hyperfréquence dans la bande de fréquence utile.

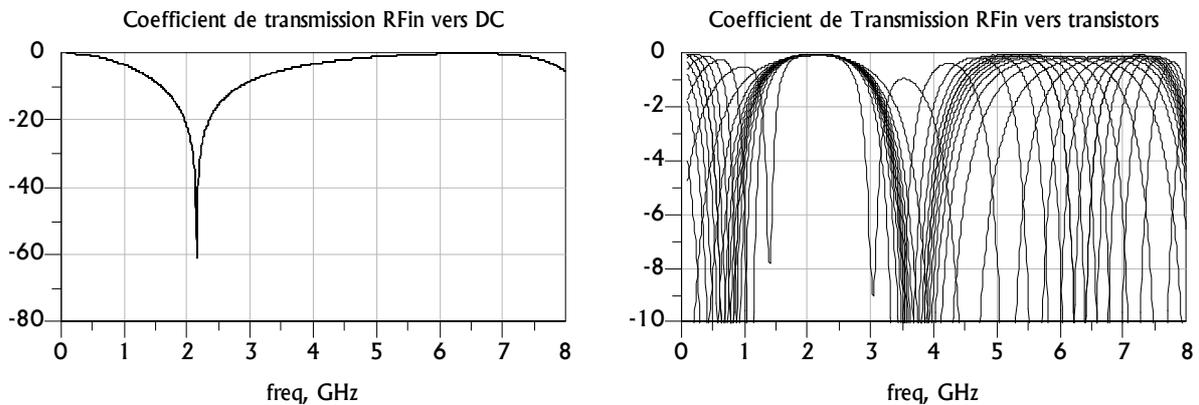


Figure V-4 Optimisation du circuit de polarisation

II - B - 3 - Adaptation de sortie

La conception de cet amplificateur repose principalement sur le modèle non-linéaire extrait dans les chapitres précédents. Cependant, il est également possible de réaliser ce type de circuit hybride seulement à partir de mesures, notamment en ce qui concerne le choix des impédances optimales ou les tests des circuits d'adaptation. On trouve dans [2] un exemple des méthodologies employées.

La recherche de l'impédance optimale de chaque transistor a été réalisée par des simulations de type load-pull en biporteuse afin d'obtenir la meilleure intermodulation pour une puissance de sortie la plus grande possible. Le courant de repos de chaque transistor est pris égal à 40mA et on réalise une simulation load-pull biporteuse afin d'identifier les zones d'impédances donnant de bonnes performances en intermodulation.

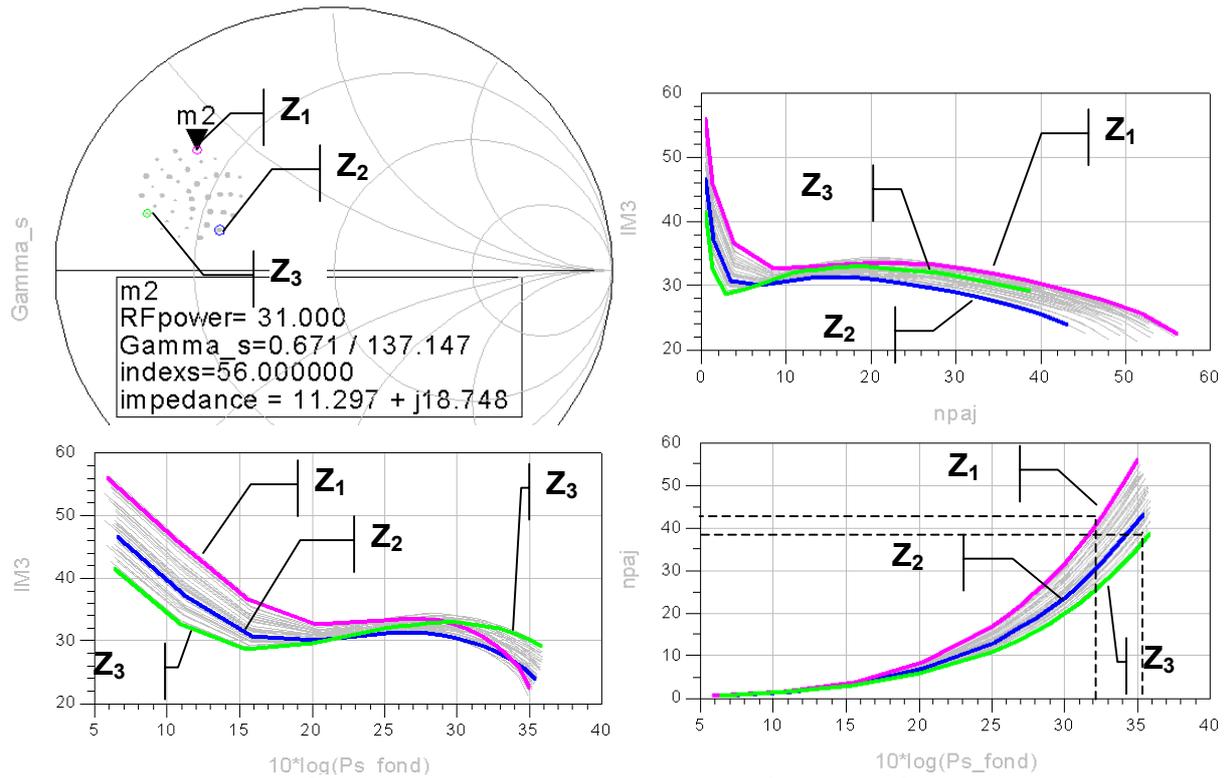


Figure V-5 Choix de l'impédance de charge à la fréquence fondamentale

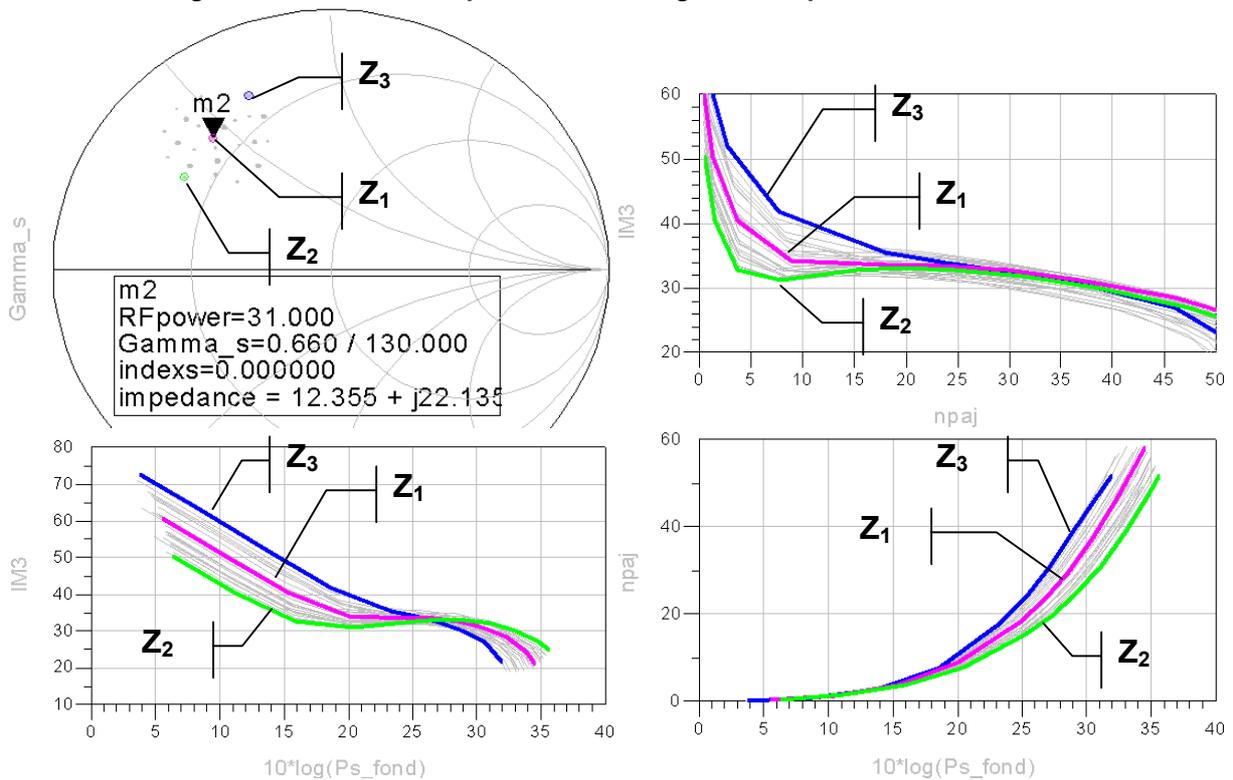


Figure V-6 Choix de l'impédance de charge à la fréquence fondamentale

Trois impédances caractéristiques apparaissent :

- une première qui correspond à la meilleure intermodulation pour la plus grande puissance de sortie, sachant que l'intermodulation passe par un minimum inférieur à 30dBc pour des puissances plus faibles. Pour cette impédance, le rendement en puissance ajouté est le plus faible.

- une impédance donnant le meilleur rendement.
- la troisième correspond au meilleur compromis entre puissance en rendement, c'est celle qui sera choisi. Les critères quant au choix de l'impédance étaient d'obtenir un C/I_3 supérieur à 30dBc pour une large plage de puissance de sortie. Cependant, cette recherche d'impédance a été réalisée sur un transistor non-adapté, l'adaptation dégrade le C/I_3 on prend donc une marge sur le C/I_3 en choisissant l'impédance.

Le circuit de sortie, constitué d'un combineur de type arborescent, est optimisé pour présenter cette impédance ($12+j22\text{ohms}$) dans la bande 2.1-2.2GHz. En effet, les performances sont correctes en maintenant cette impédance constante.

La réponse du circuit de sortie est vérifiée à l'aide de simulations électromagnétiques et est conforme à la simulation circuit. On note un léger décalage en fréquence mais pas de modifications significatives dans l'allure des paramètres [S].

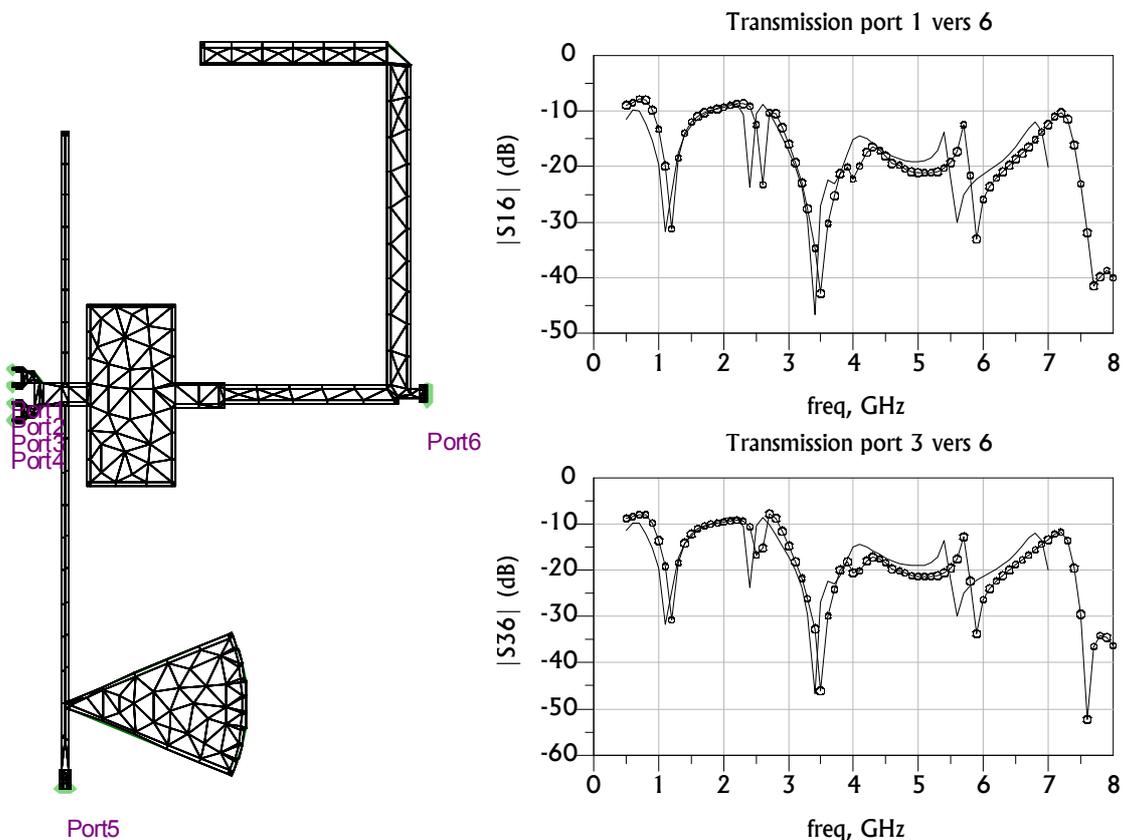


Figure V-7 Simulation électromagnétique du circuit de sortie

II - C - Etude de stabilité

II - C - 1 - Cas de la préadaptation

Les études de stabilité ont été réalisées en parallèle avec la conception du circuit. Ainsi lors des optimisations des circuits d'entrée et de sortie, il a fallu ajouter des circuits de stabilisation dans ces structures. Les études de stabilité vont conduire à des modifications de l'architecture du circuit d'entrée.

II - C - 1 - a - Analyse de stabilité linéaire

Le facteur de stabilité linéaire K indique un risque d'instabilité du circuit sur une très large bande de fréquence au point de repos (30mA/transistor). Il faut noter que le facteur K est supérieur à un pour des courants plus importants. Il est décidé de rendre K supérieur à un au détriment du gain. Une méthode pour rendre le montage inconditionnellement stable consiste à réduire le gain du montage en y ajoutant des pertes. On traite deux problèmes séparément (le facteur K à basse fréquence et le facteur K dans la bande de l'amplificateur) puisqu'un seul circuit ne permet pas de rendre inconditionnellement stable le montage. Un circuit RC parallèle est placé sur la ligne de base afin d'augmenter le facteur K (de réduire la gain) à basse fréquence, tandis qu'un circuit RC série, allant à la masse est utilisé pour augmenter le facteur K dans la bande de fréquence utile.

Le premier circuit stabilise l'amplificateur à basse fréquence tandis que le second circuit stabilise le circuit à la fréquence de travail en dégradant le gain du montage. Les valeurs des capacités de liaisons ont également été ajustées afin d'améliorer la stabilité, elles ont été prises égales à 4.7pF.

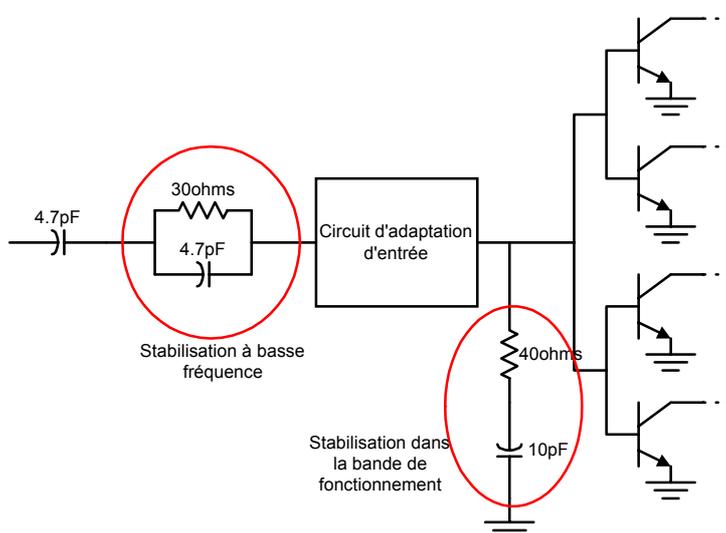


Figure V-8 Circuit de stabilisation à l'entrée de la barrette

Voici ci-dessous le tracé du facteur K avec l'utilisation des éléments de stabilisation.

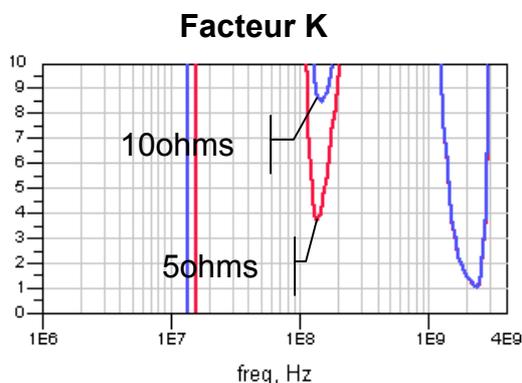


Figure V-9 Facteur de stabilité K pour deux valeurs de la résistance de polarisation: 5 et 10ohms

On peut remarquer que la valeur de la résistance de polarisation a également une influence sur le facteur K . Deux valeurs ont été choisies : 5 et 10 ohms. La stabilité est

meilleure avec une forte résistance. Le circuit est donc maintenant inconditionnellement stable.

L'impact de ces modifications sur les performances en puissance est immédiat, en effet, le gain en puissance en fonctionnement monoporteuse passe de 13dB à 11.5dB. Les résultats biporteuses, en terme de linéarité, restent inchangés.

II - C - 1 - b - Analyse de stabilité non-linéaire

La stabilité linéaire n'est pas suffisante pour s'assurer de l'absence d'oscillations et notamment les risques de division de fréquence.

Une méthode d'étude en boucle ouverte aurait pu être utilisée pour déterminer les instabilités éventuelles entre les différents transistors [3], méthode d'ailleurs proche de celle utilisée pour la conception d'oscillateurs [4].

Pour ce travail, une méthode d'analyse de stabilité non-linéaire développée en interne a été employée. Le circuit apparaît être instable à forte puissance.

Des topologies de barrettes avec et sans résistances d'équilibrage entre les transistors étaient disponibles initialement.

Pour une barrette 4xCED2027, ces résistances ont une valeur de 20ohms. L'analyse de stabilité dans cette configuration montre un état stable du circuit. Ce type de résistance entre les composants élémentaires pour éliminer les oscillations est aussi employé sur les transistors à effet de champ [5].

Afin de pouvoir s'affranchir de la disponibilité ou non des barrettes intégrant les résistances de stabilisation, le circuit a alors été modifié : Le circuit RC parallèle sur la ligne d'accès qui était commun aux quatre transistors de la barrette (Figure V-8) a été placé au plus près des transistors (Figure V-10). Il y a désormais quatre circuits RC parallèles. L'utilisation de ce type de circuit RC permet de stabiliser le montage [6] en réduisant le gain à basse fréquence (là où se situe l'instabilité).

Cependant, la surface disponible étant faible pour disposer une capacité MIM de 300 μ m de coté et une résistance CMS de 1mm x 500 μ m cote à cote, une disposition utilisant des fils de connexion a été mise en œuvre. Le circuit, avec ces circuits RC parallèles est stable en fort signal même en l'absence de résistances d'équilibrage entre les bases.

La topologie du distributeur d'entrée a donc été modifiée pour pouvoir accueillir ces éléments de stabilisation. On utilise pour réaliser ce circuit RC parallèle, une résistance CMS de 10ohms (dimension du boîtier 0402) et une capacité MIM de 8.2pF pour la stabilisation.

La mise en parallèle de ces éléments est réalisée par des fils de connexion.

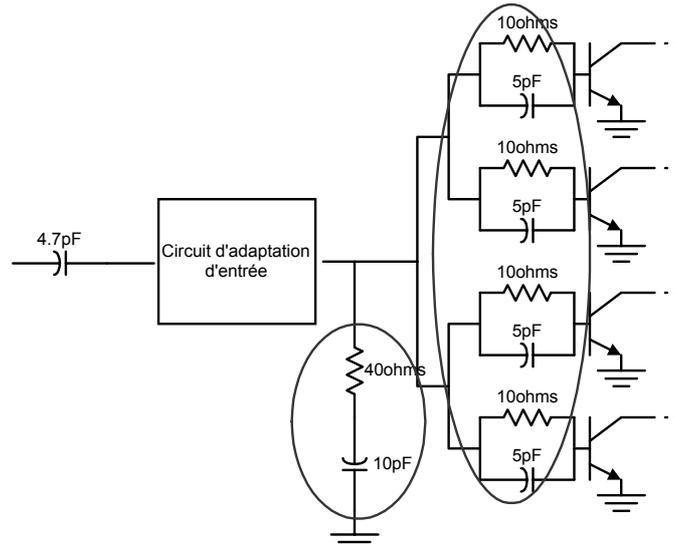


Figure V-10 Circuit de stabilisation à l'entrée de la barrette

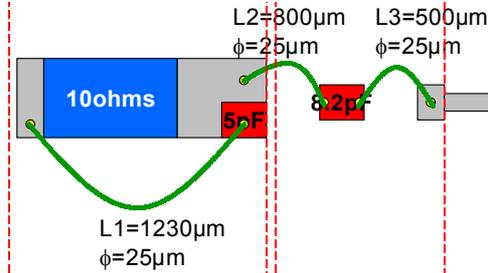


Figure V-11 Câblage du circuit RC parallèle devant chaque transistor de la barrette

Les tolérances sur les longueurs des fils 1 et 2 sont assez importantes. Le problème vient du fil n°3 qui réalise la préadaptation de chaque transistor.

Ci-dessous sont présentés les résultats de l'étude de stabilité dans trois configurations :

- Un seul circuit RC parallèle sur la ligne d'accès au circuit et circuit RC série reliée à la masse sans les résistances d'équilibrage sur la barrette (Figure V-8): le circuit est instable
- Même configuration avec des résistances de 20ohms entre les transistors: le circuit est stable.
- Quatre circuits RC sur la barrette, pas de résistances d'équilibrage entre les transistors (Figure V-10): le circuit est stable.

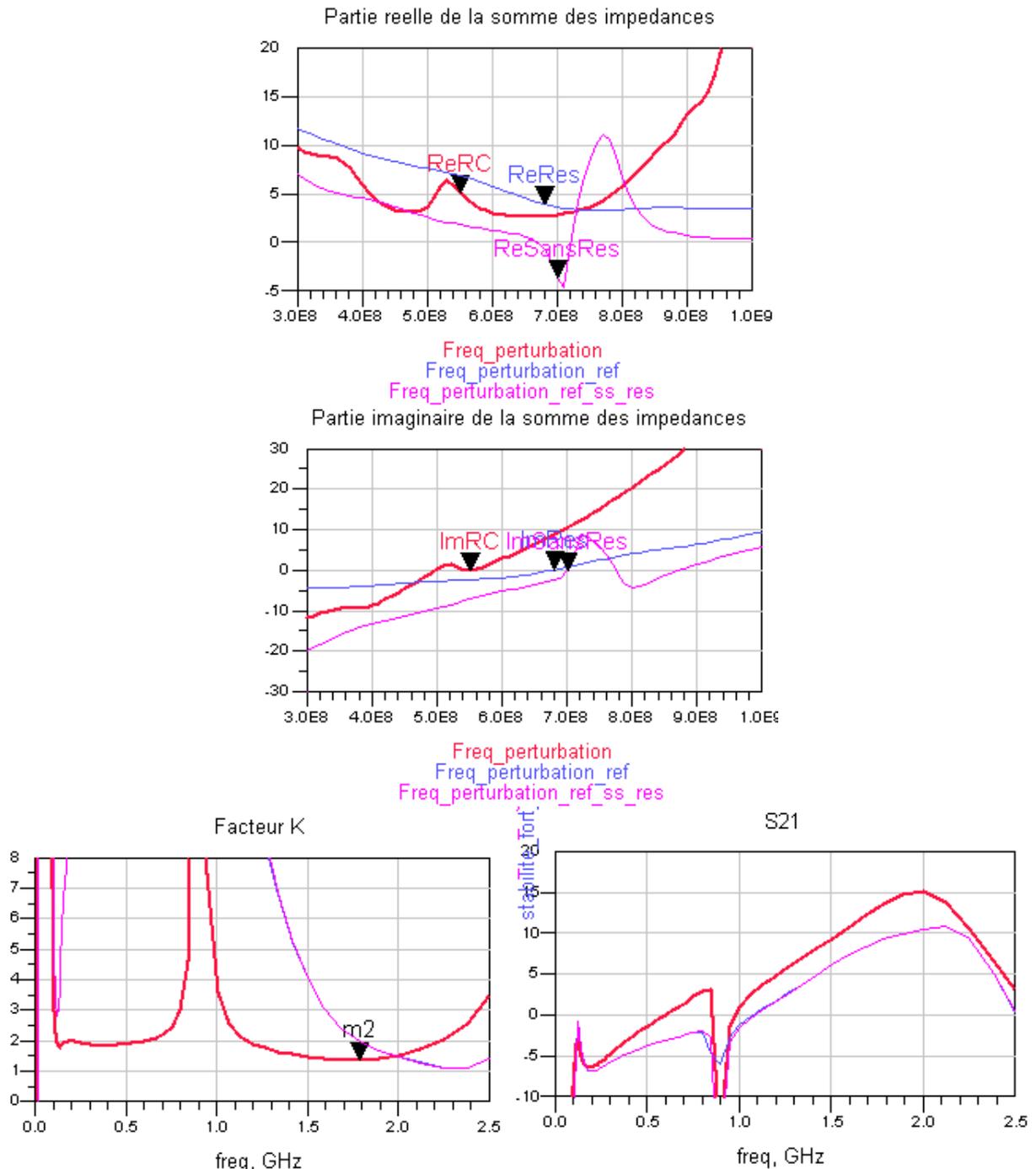
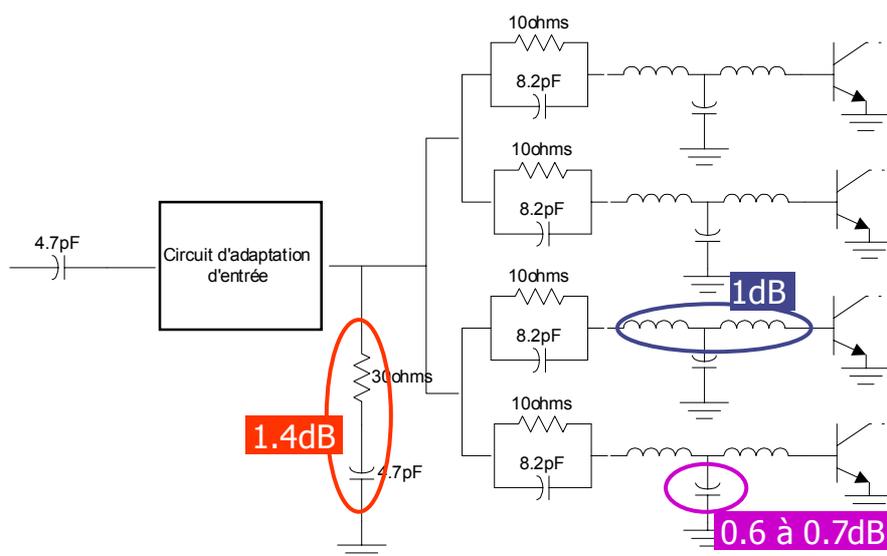


Figure V-12 Etude de stabilité linéaire et en fort signal dans trois configurations : RC devant chaque transistor (rouge), RC à l'entrée et résistance de stabilisation entre les bases (bleu), RC à l'entrée et pas résistance de stabilisation entre les bases (rose)

La solution retenue pour stabiliser le montage est donc de disposer devant chacun des transistors de la barrette un circuit RC parallèle.

II - C - 1 - c - Études des pertes dans le circuit d'entrée

On a étudié à partir de simulations petit signal l'influence des différentes parties du circuit d'entrée sur les pertes. Cette méthode ne donne pas d'informations sur les pertes de désadaptation puisque le gain maximal correspond aux conditions d'adaptations optimales.



Il apparaît à la fréquence de travail :

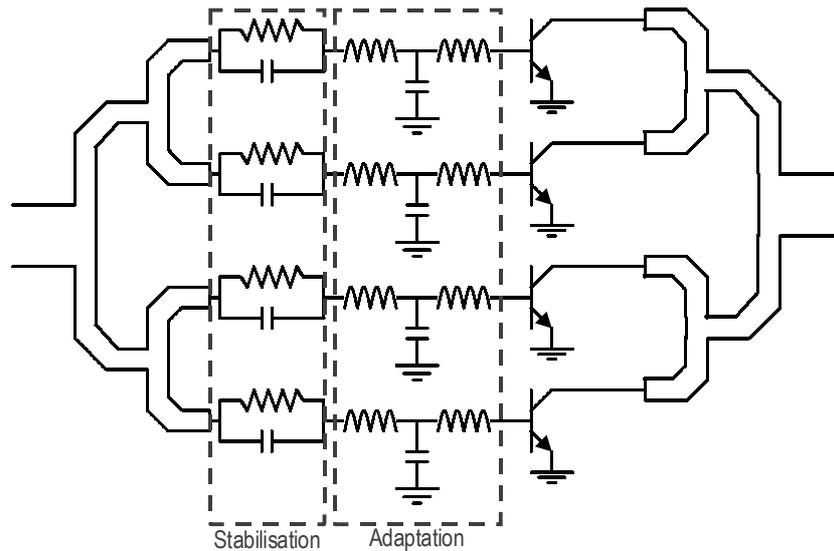
- 1.4dB de pertes dans le circuit RC série, c'était d'ailleurs le but de ce circuit : réduire le gain du transistor pour le stabiliser.
- 1.6dB dans le circuit de préadaptation dont 0.6dB dans la capacité.

II - C - 2 - Cas de l'adaptation directe

Comme on l'a vu précédemment, on peut envisager de ne pas utiliser de circuit de préadaptation. Mais le problème de stabilité à fort niveau de puissance est de nouveau présent puisque tous les transistors sont reliés entre eux directement, l'isolation entre les composants est alors très mauvaise ce qui rend possible des oscillations en mode pair.

Pour ce circuit, le choix quant à la topologie du circuit d'entrée s'est fait en privilégiant les aspects d'adaptation d'impédance d'entrée. Il est en effet plus simple d'adapter les transistors individuellement avec des éléments discrets (capacités, fils d'interconnexion) que d'adapter les quatre transistors d'une barrette une fois recombinaison où il faut alors faire une transformation d'impédance de 0.25Ω à 50Ω .

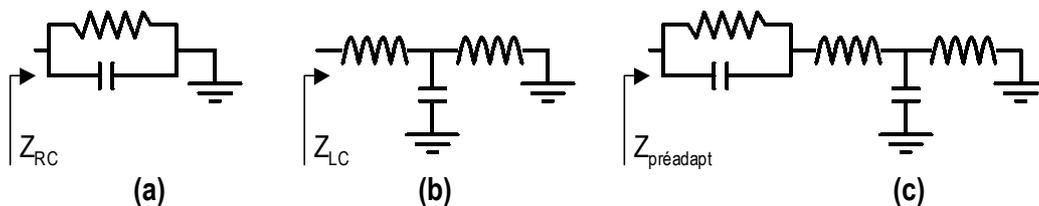
La topologie du circuit d'entrée retenue est donc la suivante:



Après que l'impact des pertes dans les capacités de préadaptation soit apparu sur les performances du montage, il a été envisagé de réaliser une adaptation des transistors à partir de lignes de transmission sans utiliser de capacités. Il faut minimiser au mieux la distance entre la base des transistors et le circuit d'adaptation pour ne pas réduire d'avantage la bande passante d'adaptation. Des fils d'interconnexion assez courts arrivent de la base et sont connectés sur une ligne de transmission. Lors de l'étude du premier circuit d'entrée, il est déjà apparu la nécessité de stabiliser le montage. L'ajout d'un circuit RC parallèle commun aux quatre transistors de la barrette n'était efficace que pour résoudre le problème du facteur K inférieur à un mais ne traitait pas le problème de l'instabilité à fort signal. Ce problème n'était résolu qu'en plaçant un circuit RC parallèle devant chaque transistor.

Dans le cas d'une adaptation d'entrée des transistors seulement à l'aide de lignes de transmission, l'implantation d'un tel circuit est possible mais entraîne une chute de gain importante. En effet, ce circuit est placé au niveau de l'entrée du transistor qui a une impédance très faible. On revient sur la solution utilisée dans le cadre du premier circuit (préadaptation des transistors) et on calcule les résistances séries présentes aux différents niveaux du circuit:

- Le circuit RC parallèle de stabilisation
- Le circuit LC d'adaptation
- L'association des deux circuits RC et LC



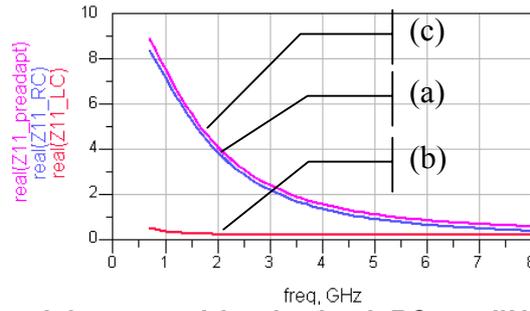


Figure V-13 Calcul des résistances séries du circuit RC parallèle (a), du circuit LC de stabilisation (b) et de l'ensemble du circuit d'entrée (c)

La résistance série présentée par le circuit d'entrée constitué de la préadaptation et du circuit de stabilisation est de 4Ω à 2GHz.

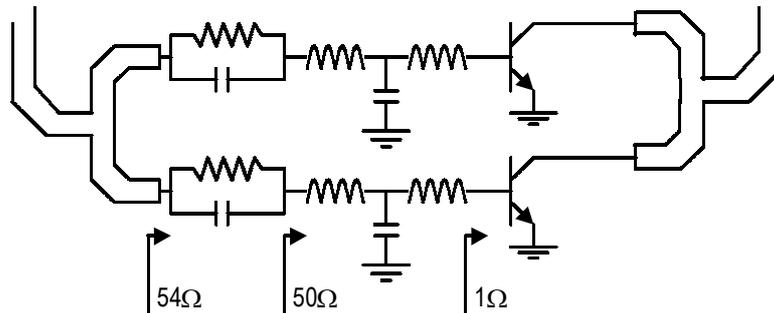


Figure V-14 Impédances présentées dans le circuit d'entrée autour de 2GHz

Cependant, la résistance série du circuit de préadaptation seul est faible et vaut 0.2Ω, donc la majorité de la résistance série intervient à un endroit du circuit où le transistor est adapté sur 50Ω, cette résistance de 4Ω n'a donc pas un fort impact sur le gain comme le confirment ces autres simulations en considérant quatre configurations:

- Un transistor seul
- Un transistor préadapté
- Un transistor préadapté et comportant le circuit de stabilisation
- Un transistor devant lequel on place une résistance série de 4ohms

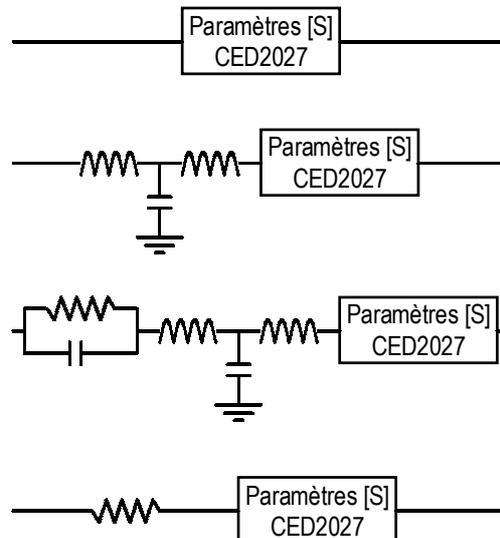


Figure V-15 Circuits simulés pour l'étude de l'impact du circuit d'entrée sur l'adaptation

Dans la bande de fréquence 2-2.3GHz, on ne note pas de dégradation significative du gain entre les trois premières configurations. En revanche une résistance série placée devant un transistor ayant une impédance d'entrée de l'ordre d'un ohm entraîne une chute de gain importante.

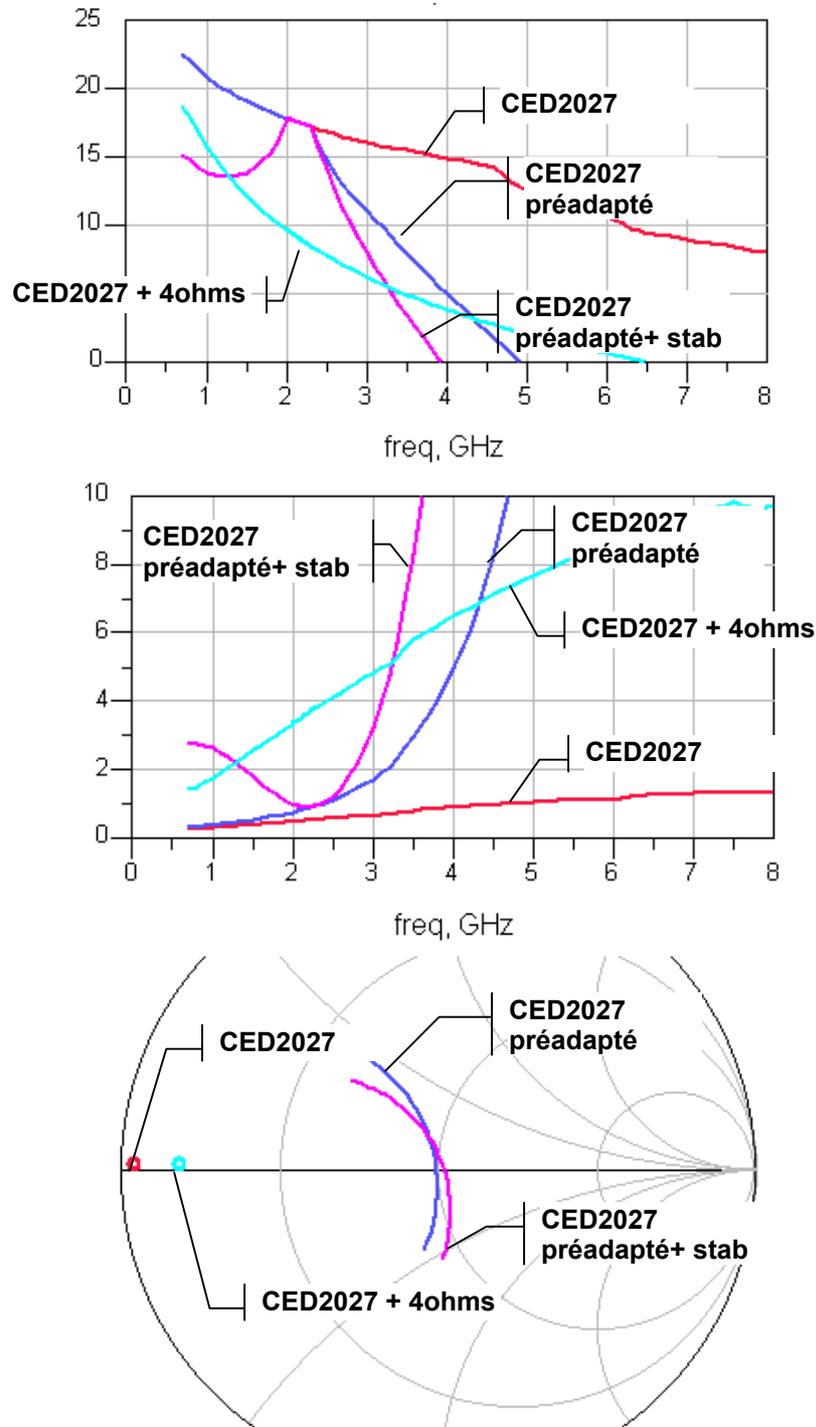


Figure V-16 Gain en petit signal, facteur de stabilité et S_{11} selon le type de circuit d'entré: en rouge: pas de préadaptation, en bleu: préadaptation, en rose; préadaptation et stabilisation, en turquoise: résistance série de 4Ω sur l'entrée

Une topologie comme celle de la Figure V-17 permettra d'obtenir une adaptation correcte et la stabilité du montage mais avec une perte de gain importante. La solution choisie

qui consiste à préadapter individuellement les transistors a donc l'inconvénient d'être très sensible aux pertes dans la bande de préadaptation mais a deux avantages:

- permettre une adaptation quasi sur 50ohms des transistors avant la recombinaison.
- isoler les transistors entre eux pour éviter les risques d'oscillations paramétriques.

Dans tous les cas, il se pose le problème des pertes à proximité de composants ayant de très faibles impédances d'entrée.

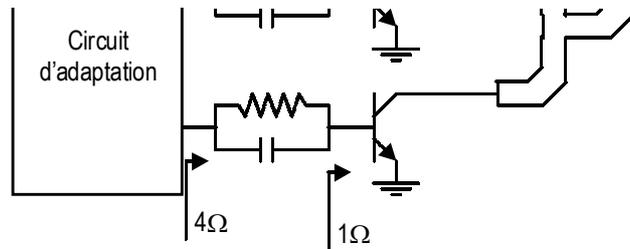


Figure V-17 Circuits RC parallèles devant chaque transistor pour assurer la stabilité

Voici l'impact de la valeur de la résistance série sur la base des transistors sur la stabilité dans le cas d'une adaptation d'entrée une fois que les quatre transistors sont recombinaisonnés.

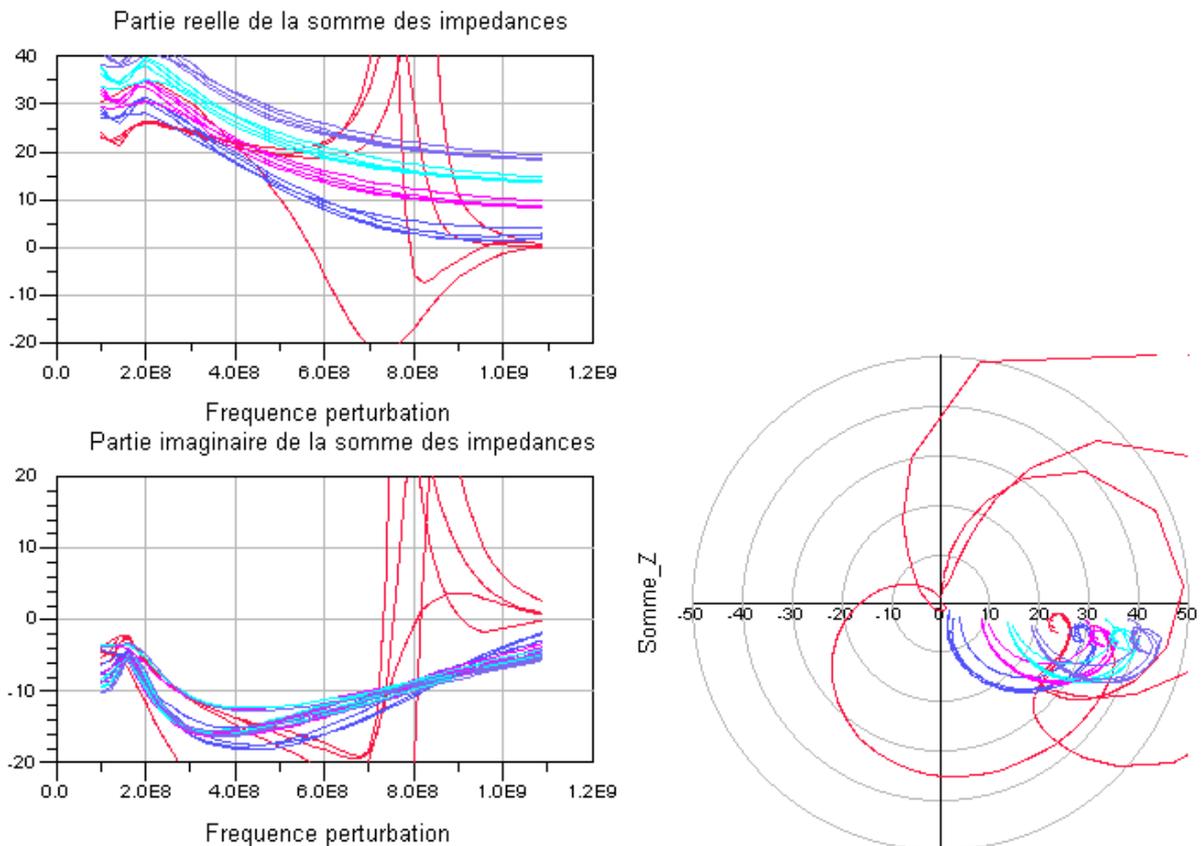


Figure V-18 Impact de la résistance placée sur la base de chaque transistor sur la stabilité non-linéaire

Pour ces simulations, la résistance sur la base n'est pas vue ni au DC ni à la fréquence de fonctionnement 2.2GHz par l'utilisation d'un filtre idéal. Les valeurs sont comprises entre 0 et 16ohms, une résistance de 4ohms étant suffisante pour stabiliser le montage. C'est d'ailleurs cette résistance série qui est présentée par la première version du circuit d'entrée.

II - D - Simulations électromagnétiques des circuits d'accès

Des simulations 2.5D avec le simulateur électromagnétique inclus dans Ansoft Designer [7] ont été utilisées pour vérifier les résultats donnés par les modèles électriques des éléments distribués. On a étudié les circuits d'entrée et de sortie afin de détecter d'éventuels couplages qui ne seraient pas apparus avec la simulation circuit.

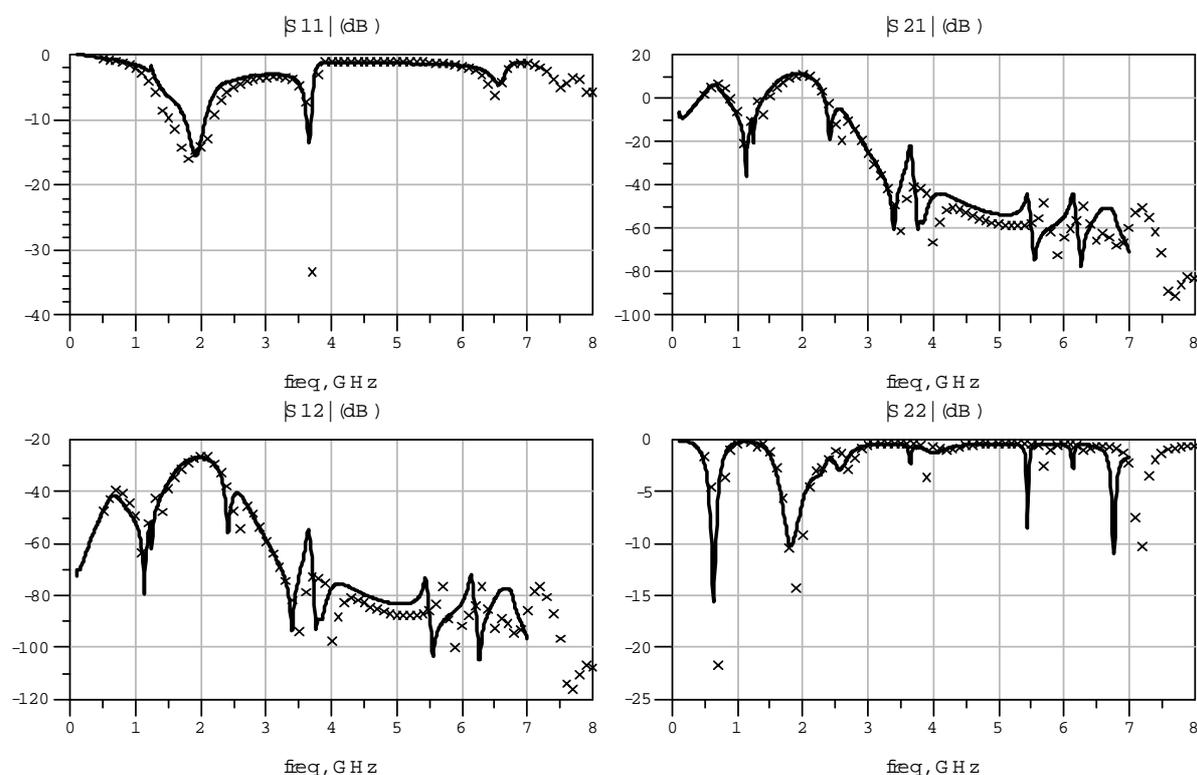


Figure V-19 Paramètres [S] de l'amplificateur en utilisant les résultats de simulations électromagnétiques

Ces résultats restent proches de la simulation circuit.

II - E - Performances du circuit

II - E - 1 - Adaptation, puissance et intermodulation

Le circuit de sortie a été modifié afin de présenter une impédance quasi-constante aux transistors dans la bande de fonctionnement. Cette modification n'a pas entraîné de dégradation des performances. Ci-dessous apparaissent les simulations en petit signal pour évaluer les circuits d'adaptation ainsi que des simulations en fort signal monoporteuse et biporteuse dans la bande de fréquence 2.1GHz – 2.2GHz. Les tensions de polarisation sont : 1.275V sur la base et 22V sur le collecteur.

Les performances sont donc les suivantes :

- $P_{smax}=20W$.
- $P_{s_1dB}=15.8W$.
- Gain à bas niveau=11.5dB.

$C/I_3 > 30\text{dBc}$ jusqu'à $P_s = 38\text{dBm}$.

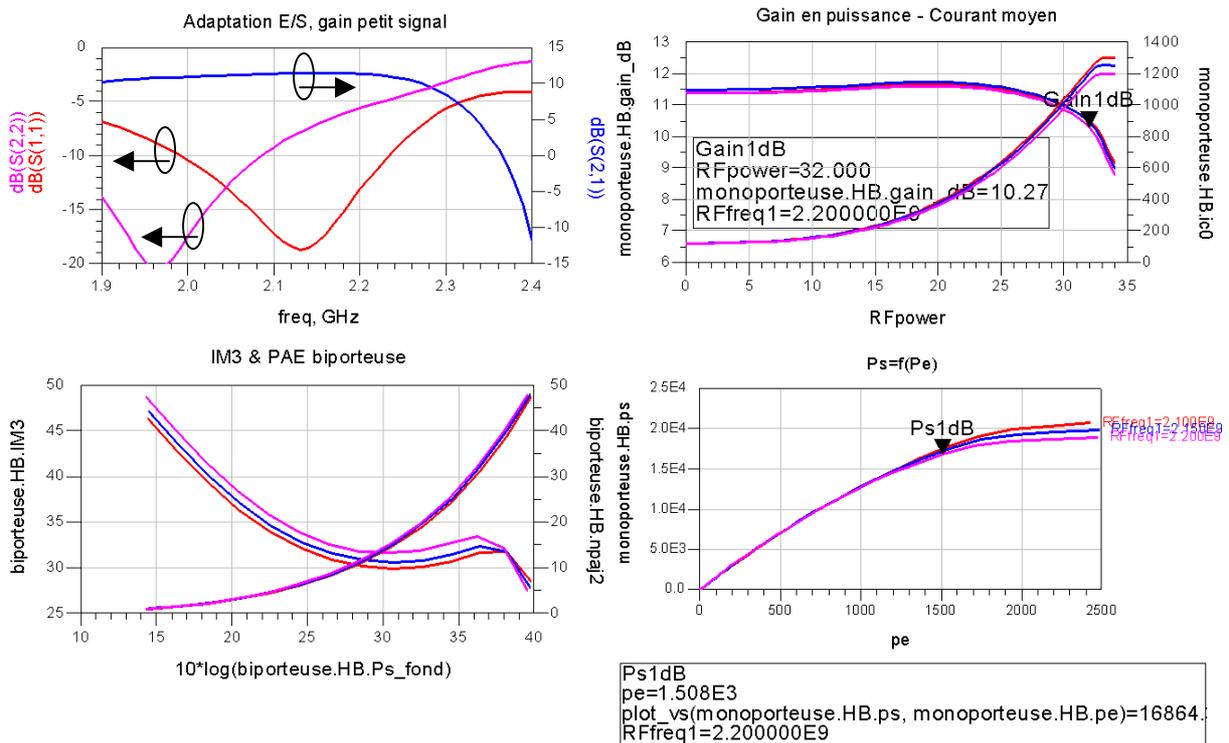


Figure V-20 Performances en fort signal du circuit entre 2.1GHz et 2.2GHz

II - E - 2 - Stabilité

Le circuit apparaît stable à forte puissance. La simulation ci-dessus correspond à des puissances d'entrée allant de 3 à 33dBm.

Initialement, une valeur de résistance de polarisation de la base de 10 ohms a été choisie afin d'autoriser un courant de repos collecteur de chaque transistor égal à 200mA. Une valeur plus faible semblait d'après le modèle ne pas permettre d'atteindre un tel point de fonctionnement. Cependant, lors de la recherche des conditions de fonctionnement optimales en terme de linéarité, il est apparu que le transistor devait être polarisé avec un courant plus faible.

Ci-dessous les résultats d'études de stabilité sur ce circuit en petit signal (facteur K) et en grand signal.

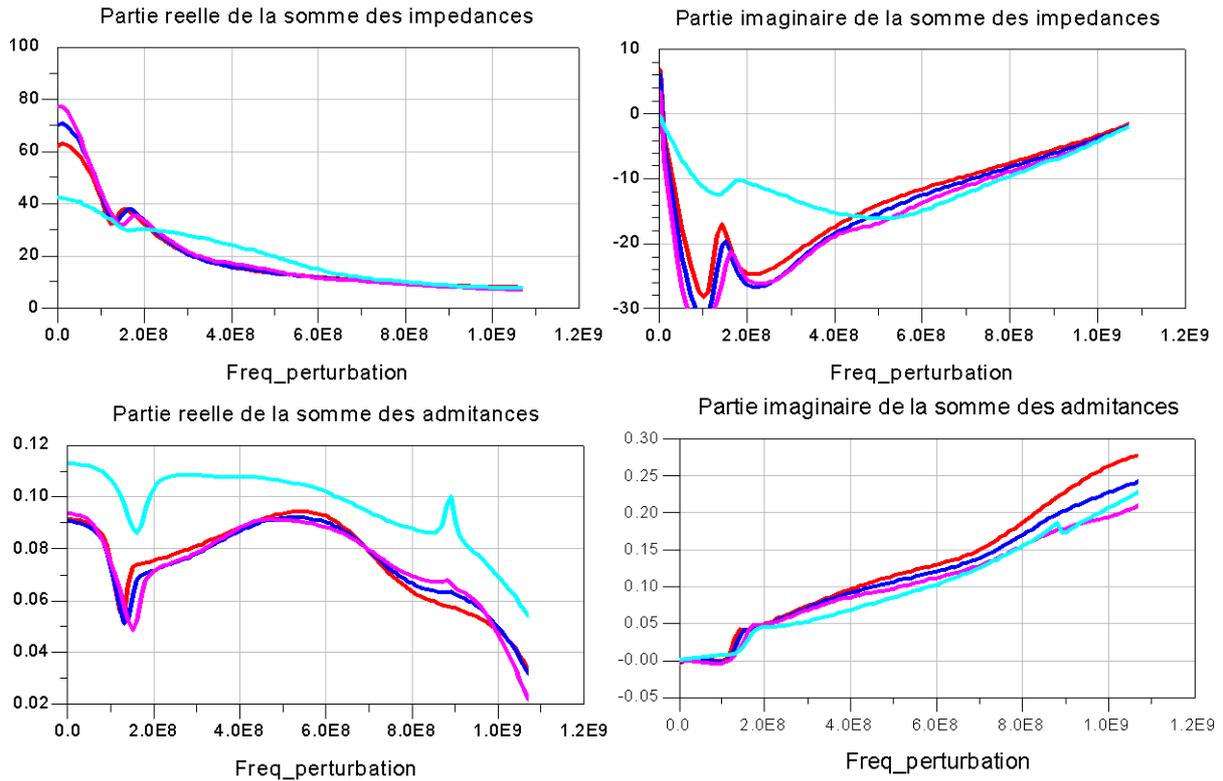
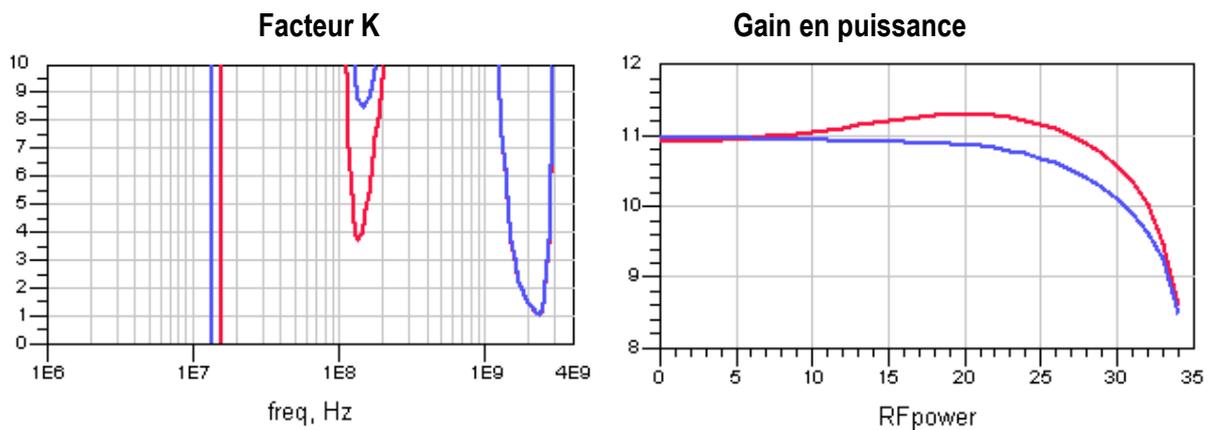


Figure V-21 Analyse de stabilité

Pour un même courant de repos (40mA au repos par transistor), on modifie le couple V_{BE} - R_B , on prend par exemple :

- $V_{BE0}=1.31V$, $R_B=10\Omega$ (60 Ω par transistor)
- $V_{BE0}=1.28V$, $R_B=5\Omega$ (30 Ω par transistor)

On observe une amélioration importante des résultats d'intermodulation. Cela permet notamment d'atteindre l'objectif d'au moins 30dBc de C/I pour des puissances de sortie et des rendements satisfaisants.



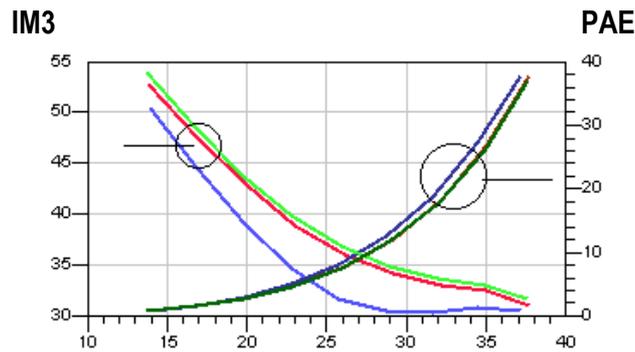


Figure V-22 Influence de la valeur de la résistance de polarisation sur les performances et la linéarité

Voici ce qui est obtenu lorsque le couple V_{BPOLAR} , R_B est modifié : en bleu avec une résistance de 10ohms, en rouge avec une résistance de 50ohms. On ne note pas d'influence du circuit RC placé en série sur l'entrée sur les résultats d'intermodulation. Cependant, comme il a été remarqué plus haut, la réduction de cette résistance de polarisation dégrade légèrement le facteur K mais il reste supérieur à 1. La stabilité non-linéaire est conservée. Les simulations présentées considèrent le circuit chargé sur une impédance de 50ohms. Cependant, en utilisant un tuner en sortie, il est possible de modifier l'impédance présentée aux transistors. Voici les impédances qui peuvent être synthétisées au niveau de chaque transistor si un coefficient de réflexion de 0.5 est appliqué à la sortie du circuit.

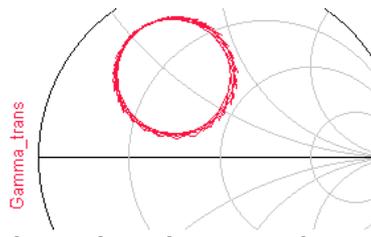


Figure V-23 Impédances pouvant être présentées en sortie en connectant un tuner (module=0.5)

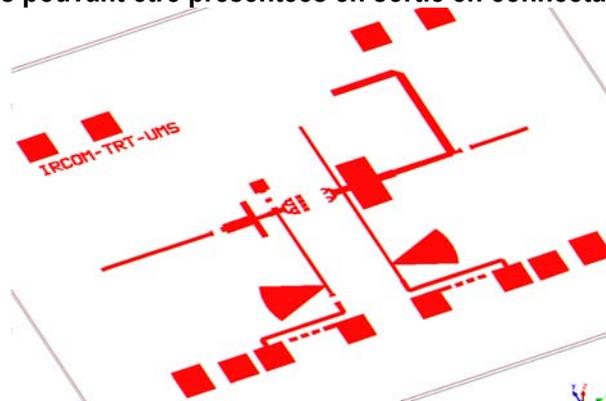


Figure V-24 Layout du circuit

II - E - 3 - Performances avec des signaux modulés

Les spécifications pour le test des amplificateurs en présence de signaux modulés sont les suivantes [8], il y a une différence entre:

- les émissions en dehors de la bande de signal défini en terme d'ALCR

Ecart de fréquence par rapport au canal	ACPR minimum (dBc)	Bande passante de mesure
2,5-3,5MHz	-35-15*(dF-2,5)	30kHz
3,5-7,5MHz	-35-1*(dF-3,5)	1MHz
7,5-8,5MHz	-39-10*(dF-7,5)	1MHz
8,5-12,5MHz	-49	1MHz

- les émissions parasites dont les critères s'appliquent pour des écarts de fréquence par rapport au canal de transmission supérieur à 12.5MHz.

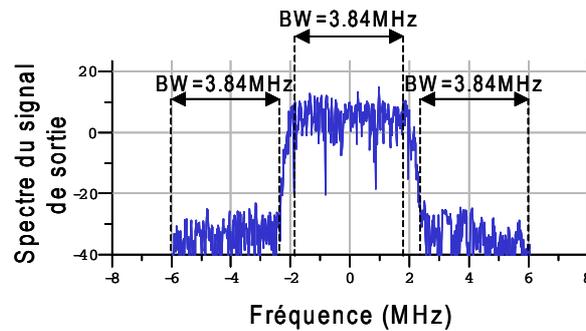


Figure V-25 Forme d'onde et spectre du signal d'entrée pour l'étude de l'ACPR

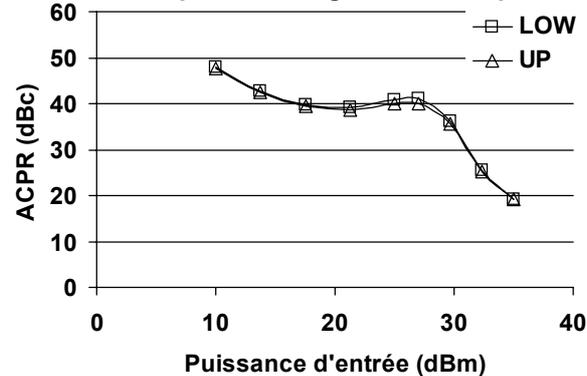


Figure V-26 Simulation de l'ACPR de l'amplificateur

II - E - 4 - Sensibilité aux dispersions

Plusieurs études de dispersion ont été réalisées. En effet, ce type de réalisation en technologie hybride a recours à des fils de câblage pour relier l'élément actif au reste du circuit, de nombreuses sources de dispersion sont alors présentes.

II - E - 4 - a - Influence des longueurs de fil et des tolérances sur les composants

Tout d'abord en modifiant les longueurs des fils d'interconnexion entre les différents éléments. Sur ces courbes, la dispersion des longueurs de fil est de type gaussien avec un écart de +/- 10%. On observe les températures atteintes dans chacun des transistors

- Avec les résistances d'équilibrage

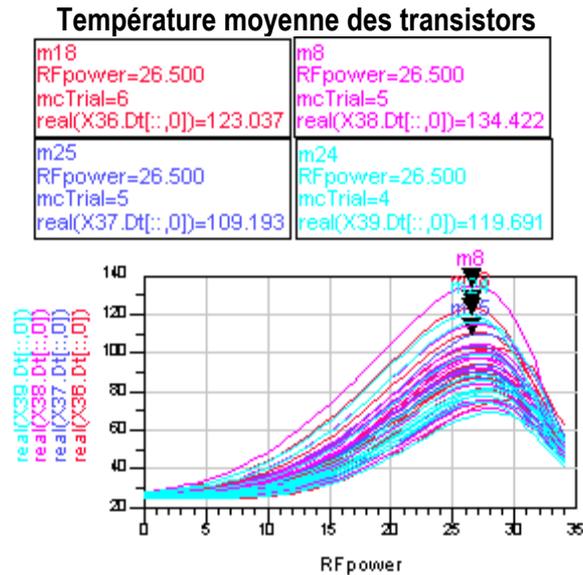
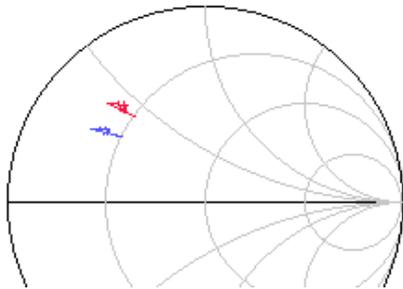


Figure V-27 Température moyenne dans chaque transistor de la barrette avec des résistances d'équilibrage

Avec les résistances d'équilibrage entre les transistors, on observe que la température maximale est atteinte toujours au même niveau de puissance d'entrée dans tous les transistors même si la valeur de cette température est variable.

Impédance de charge



Gain en puissance

Courant moyen

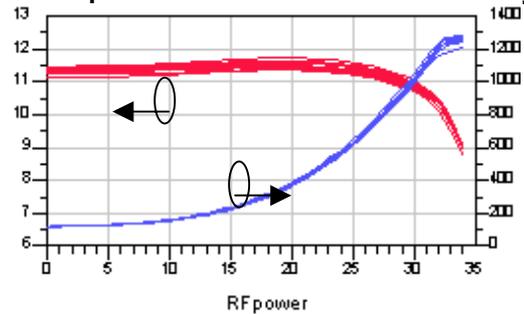


Figure V-28 Gain en puissance, courant moyen et impédance de charge avec des résistances d'équilibrage

- Sans les résistances d'équilibrage

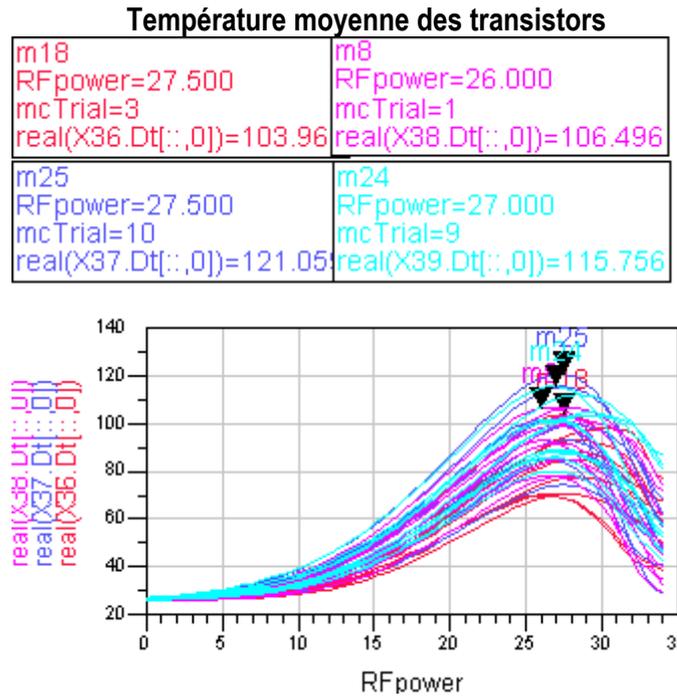


Figure V-29 Température moyenne dans chaque transistor de la barrette sans les résistances d'équilibrage

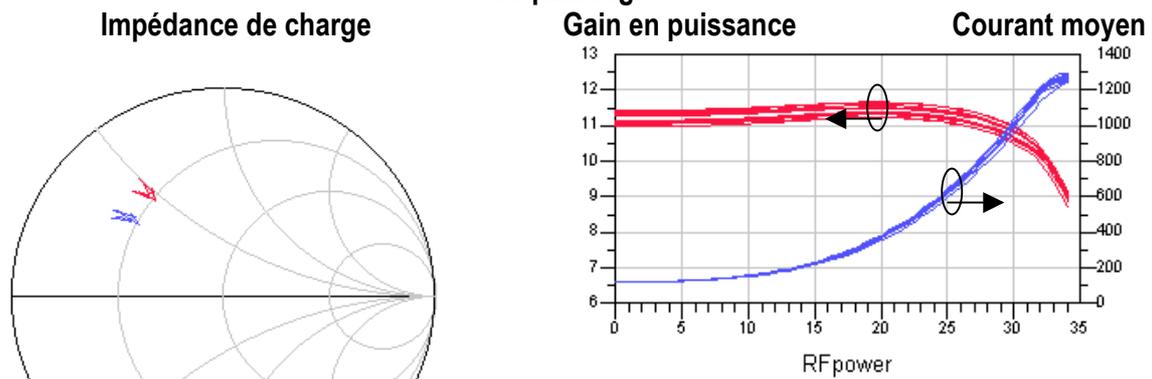


Figure V-30 Gain en puissance, courant moyen et impédance de charge sans les résistances d'équilibrage

La variation au niveau du gain à 2.15GHz est d'environ 0.5dB. L'effet principal observé est la non-homogénéité des températures dans les transistors de la barrette. En effet, dans certains cas, la température maximale atteinte à fort niveau peut devenir importante. Il semble apparaître un lien entre cette forte température et une longueur importante du fil reliant la capacité MIM de préadaptation et l'entrée d'un transistor. L'utilisation des résistances d'équilibrage semble rendre moins sensible la charge présentée à chaque transistor. Les variations des longueurs de fil étaient importantes (répartition gaussienne).

On définit les pourcentages de variation suivants :

- 10% sur les valeurs de résistances CMS.
- 10% sur les longueurs de fils.
- 5% sur les valeurs de capacités CMS et MIM.

Tous les composants sont supposés identiques, cependant, il apparaît une inhomogénéité des températures dans les différents transistors.

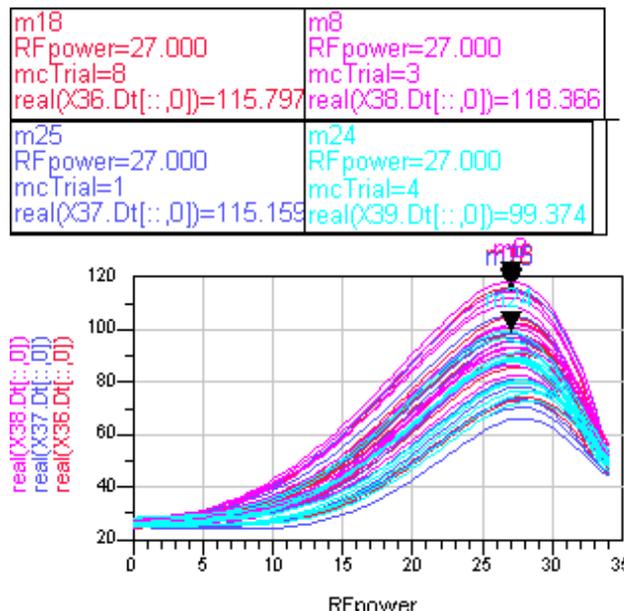


Figure V-31 Température moyenne dans chaque transistor en prenant en compte les dispersions sur les longueurs de fil et les valeurs des composants

La variation du gain est de l'ordre de 1dB.

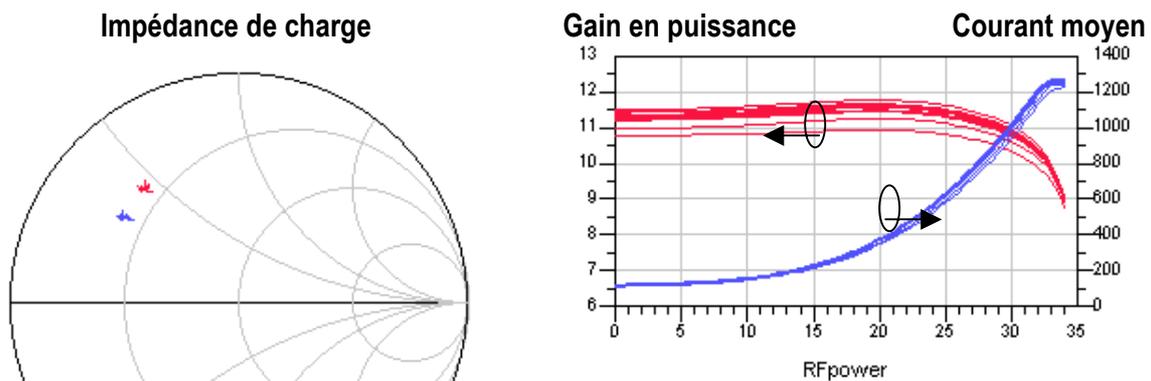


Figure V-32 Gain en puissance, courant moyen et impédance en prenant en compte les dispersions sur les longueurs de fil et les valeurs des composants

Les mêmes simulations dans le cas d'un fonctionnement biporteuse font apparaître dans certains cas des risques d'emballement thermique.

- $R_B=5\text{ohms}$, $V_{BE0}=1.275\text{V}$: quelques cas d'emballement thermique
- $R_B=10\text{ohms}$, $V_{BE0}=1.275\text{V}$, apparemment pas d'emballement mais dégradation prévisible de l'intermodulation due à l'augmentation de la résistance
- $R_B=10\text{ohms}$, $V_{BE0}=1.265\text{V}$, intermodulation satisfaisante mais diminution des valeurs du gain en puissance.

II - E - 4 - b - Modification de R_{TH} et de L_E sur les transistors du centre de la barrette

On va comparer les performances simulées dans deux conditions :

- on suppose tous les transistors identiques
- on suppose un échauffement plus important des transistors centraux (augmentation de R_{TH}) et des self-inductances d'émetteur plus importante.
- Augmentation de 5°C/W de R_{TH} et augmentation de L_E de 30% des transistors centraux

A part la température de fonctionnement des transistors qui est modifiée (la valeur moyenne sur la barrette reste sensiblement la même), il ne semble pas apparaître de grandes modifications des performances.

- Augmentation de $10^{\circ}\text{C}/\text{W}$ de R_{TH} et augmentation de L_E de 50% des transistors centraux

Dans ce cas, on observe un emballement thermique des transistors du centre de la barrette, il est donc nécessaire de réduire la tension d'alimentation de la base, on passe de 1.275V à 1.265V. Le courant moyen au niveau de la barrette est alors égale à 95mA contre 120mA dans le cas précédent. Le fonctionnement est donc de type AB légèrement plus profond, le gain à bas niveau est légèrement réduit, mais la linéarité en terme de C/I persiste.

Des simulations thermiques sur une structure représentant une barrette 4xCED2027 n'ont cependant pas fait apparaître de couplage thermique important entre les transistors de la barrette. Les modifications de la valeur de L_E ne semblent pas très influentes sur le fonctionnement du circuit.

II - E - 4 - c - Risques d'emballement thermique

Dans certaines conditions, des phénomènes d'emballement thermique peuvent apparaître notamment lorsque par exemple, sur les quatre fils reliant chaque transistor à la capacité MIM, des écarts de longueurs apparaissent. Le transistor devant lequel un fil trop long est connecté fonctionne à une température importante et celui ayant le fil le plus court est plus froid. Pour éviter ce genre de problème, il sera possible d'ajouter une résistance de 5 ohms sur la polarisation de la base. Dans ce cas, il faudra réduire la tension d'alimentation pour conserver la linéarité.

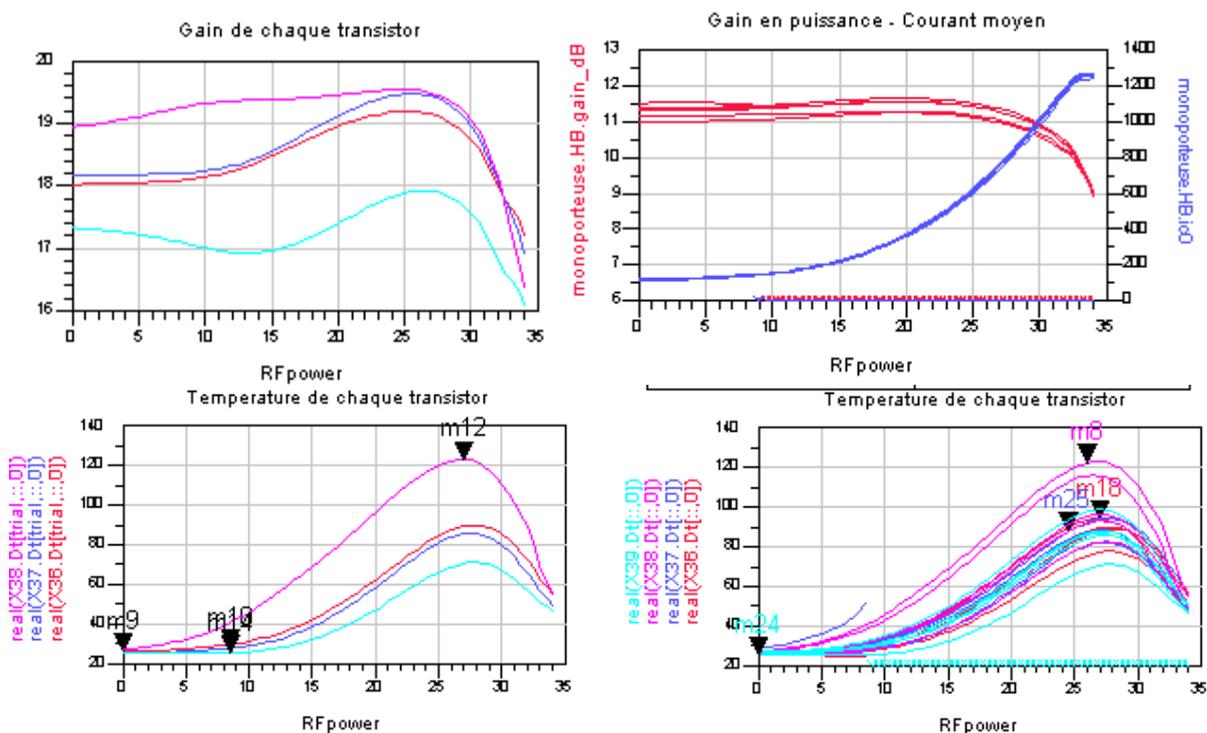
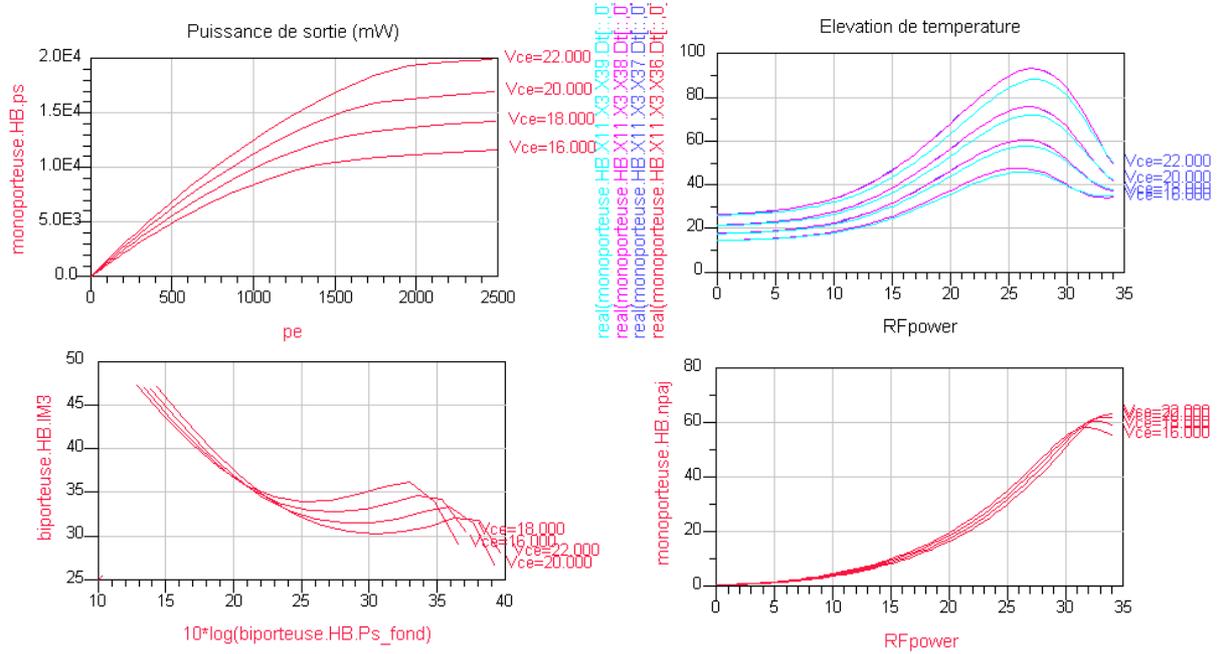


Figure V-33 Déséquilibre du gain et de la température de chaque transistor de la barrette

A titre d'information, voici ce qui est observé à 2.15GHz avec le circuit si on modifie le point de fonctionnement afin de réduire la température de fonctionnement :

- $V_{BE0}=1.275V$, $V_{CE0}= 16 \text{ à } 22V$



Il apparaît donc une diminution de la puissance de sortie et de la température lorsque V_{CE0} baisse.

III - Mesures de l'amplificateur

III - A - Mesures petit signal

L'avantage d'un amplificateur en technologie hybride est de pouvoir intervenir après montage pour éventuellement apporter quelques réglages. Cependant, il demeure des risques de dispersions notamment sur les longueurs de fils de câblage.

III - A - 1 - Premiers montages

Les premières mesures font apparaître un problème important, l'amplificateur a un gain beaucoup trop faible. Malgré les mesures de fils d'interconnexion et la modification en conséquence du circuit de simulation, les résultats simulés demeurent optimistes. De plus, toutes les maquettes réalisées donnent les mêmes résultats, montrant la reproductibilité du procédé d'assemblage.

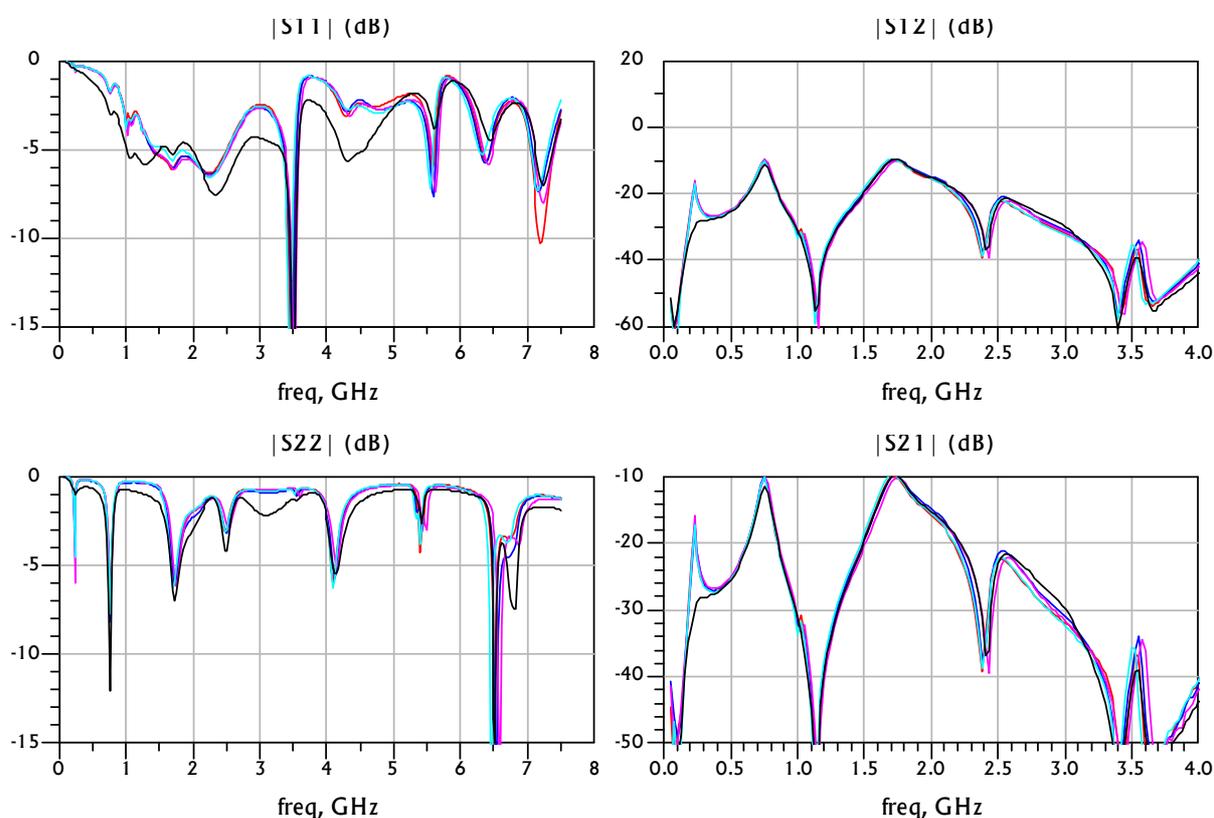


Figure V-34 Mesures paramètres [S] des cinq amplificateurs

Ci-dessous, on trouve une comparaison des paramètres [S] mesurés et simulés.

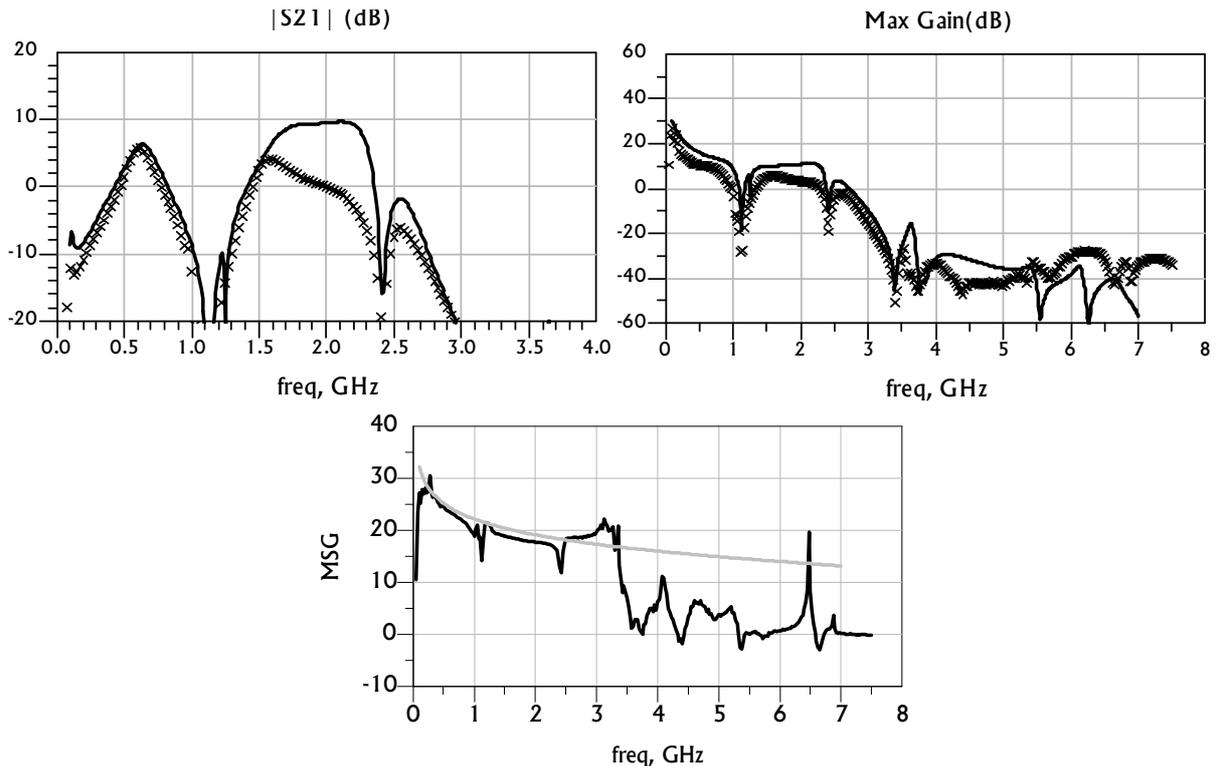


Figure V-35 Mesure paramètres [S] de la maquette à 10V-500mA.

Le fait que MSG (défini comme le rapport entre S_{21} et S_{12}) soit proche entre les mesures et les simulations montre que l'élément actif fonctionne.

En revanche, il ne donne aucune indication sur la présence de pertes dans le montage (qu'elles se situent dans le circuit externe ou dans le transistor), les pertes apparaissent sur le tracé du MAG, celui-ci est particulièrement dégradé, d'ailleurs le facteur K est beaucoup trop important, indiquant la présence de pertes importantes.

L'étape suivante, puisque l'élément actif ne semble pas en cause et que le problème semble lié à des pertes excessives dans l'environnement de la barrette, est de mesurer les circuits d'entrée et de sortie en réflexion lorsque les transistors sont déconnectés et de comparer avec les simulations afin de trouver à quel endroit se situent ces pertes. Le circuit de sortie est conforme aux simulations, ce circuit n'est constitué que de lignes de transmission, réduisant ainsi le nombre d'incertitudes liées à l'assemblage de l'amplificateur.

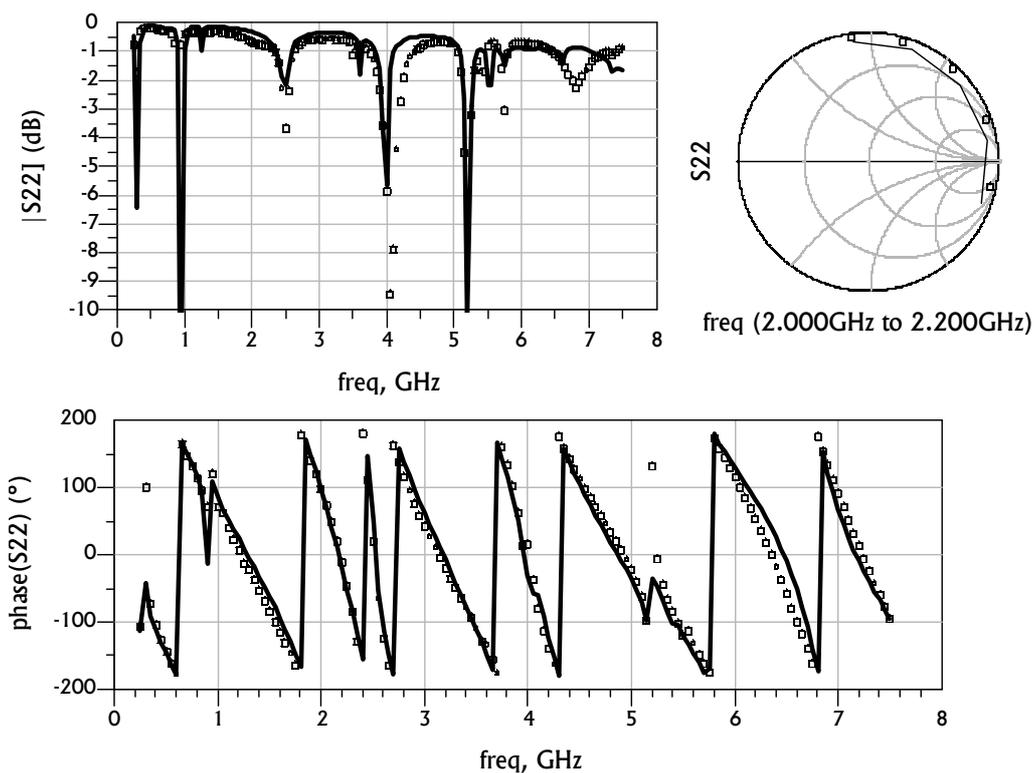


Figure V-36 Mesure en réflexion du circuit de sortie

III - A - 1 - a - Impact du modèle non-linéaire

Afin d'écartier un problème au niveau de la modélisation, on remplace le modèle non-linéaire par une mesure d'un transistor en paramètres [S].

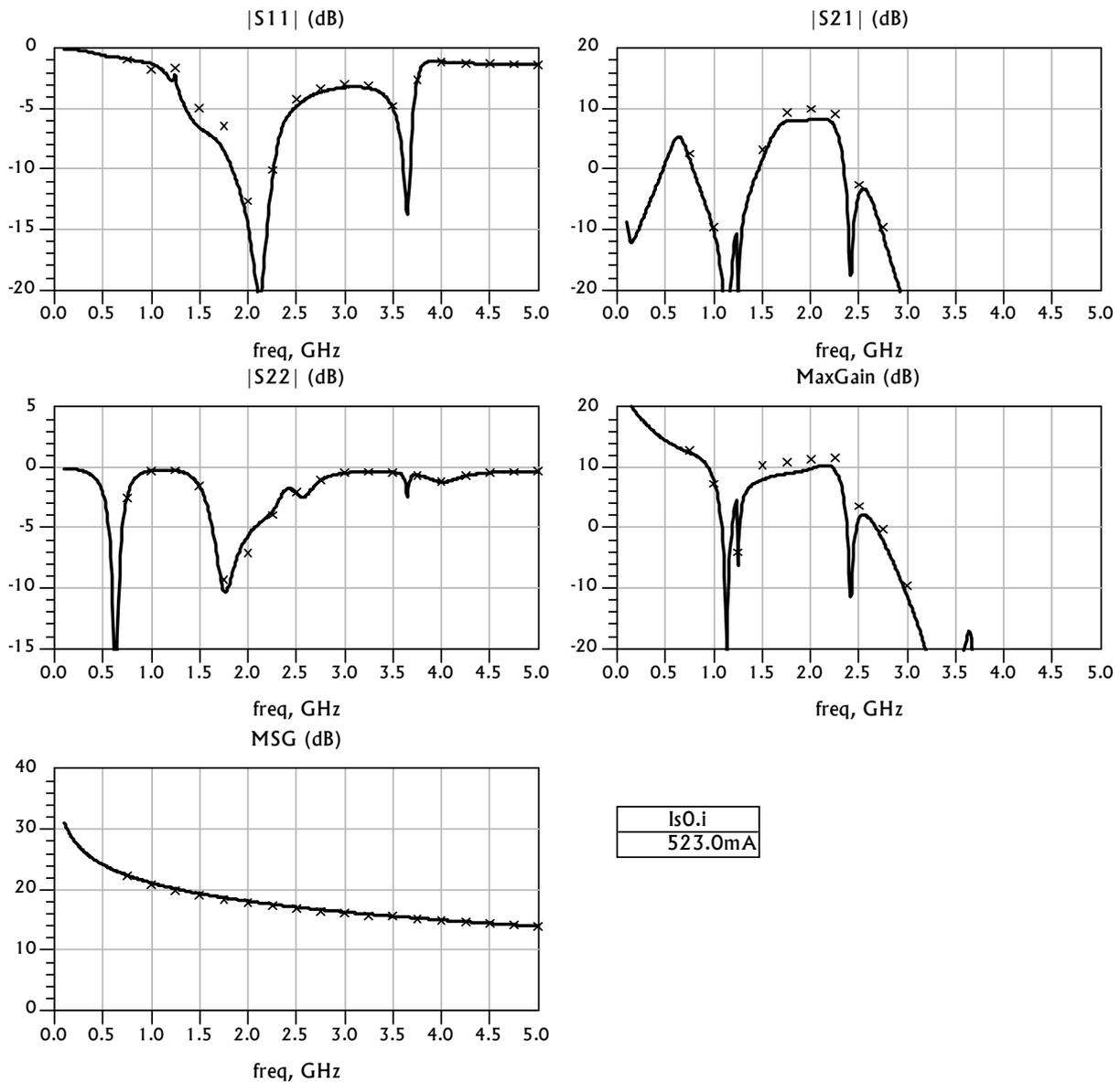


Figure V-37 Utilisation d'un fichier de paramètres [S] dans l'environnement de l'amplificateur

Les résultats sont conformes à ceux donnés par le modèle non-linéaire.

III - A - 1 - b - Impact des éléments parasites

Les éléments distribués ne semblant pas introduire de pertes importantes, il reste à étudier l'impact des éléments localisés. Dans cette conception, on utilise notamment des capacités qui se trouvent sur le chemin des signaux RF qui réalisent le découplage des signaux RF et DC ainsi que la préadaptation et qui peuvent donc être à l'origine de pertes. Deux types de capacités sont présents :

- Des capacités CMS de 4.7pF, qui se trouvent dans des zones où les impédances sont proches de 50ohms et qui sont donc peu sujette à faire chuter le gain. D'ailleurs, le remplacement de ces composants par d'autres de fournisseur différent n'apporte aucune information.
- Des capacités MIM de 8.2pF réalisant la préadaptation, celle-ci se trouve au plus près des transistors, le niveau d'impédance est inférieur à 1ohms.

Les capacités sont modélisées par un circuit équivalent permettant de prendre en compte leurs pertes. Une forte augmentation des pertes dans la capacité de préadaptation permet de retrouver les performances mesurées et notamment une chute importante de gain.

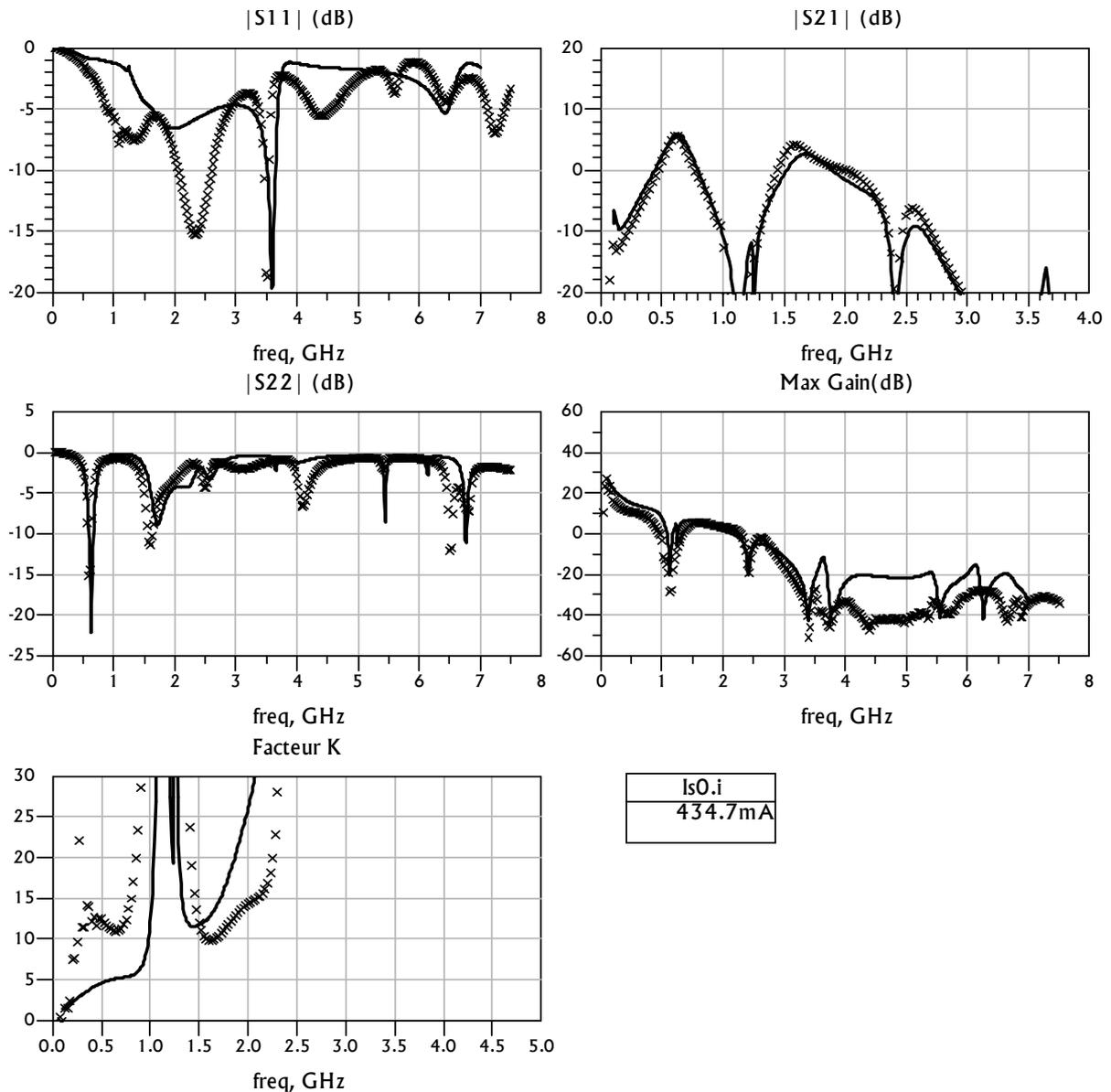


Figure V-38 Mesure/simulation en introduisant de fortes pertes dans la capacité de préadaptation

La présence de fortes pertes est d'ailleurs confirmée par la mesure du coefficient de qualité des capacités utilisées dans le montage.

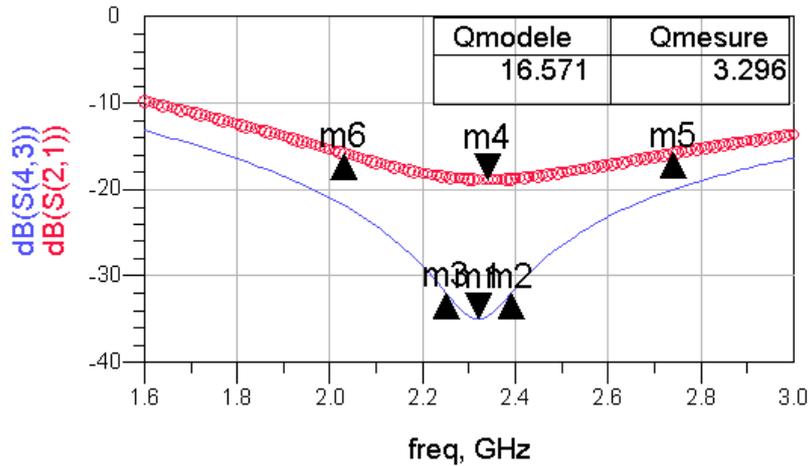


Figure V-39 Mesure du coefficient de qualité des capacités

Le modèle utilisé a un coefficient de qualité de 16.5 alors que la mesure de la capacité donne une valeur de 3.2, ce qui correspond à multiplier par 10 la résistance série du modèle de la capacité.

III - A - 2 - Remplacement des capacités de préadaptation

Le problème de la chute de gain observé sur les premiers montages s'explique par de fortes pertes dans la capacité de préadaptation, on remplace alors ces capacités par de plus performantes. Dans les trois montages réalisés, on obtient de meilleurs résultats.

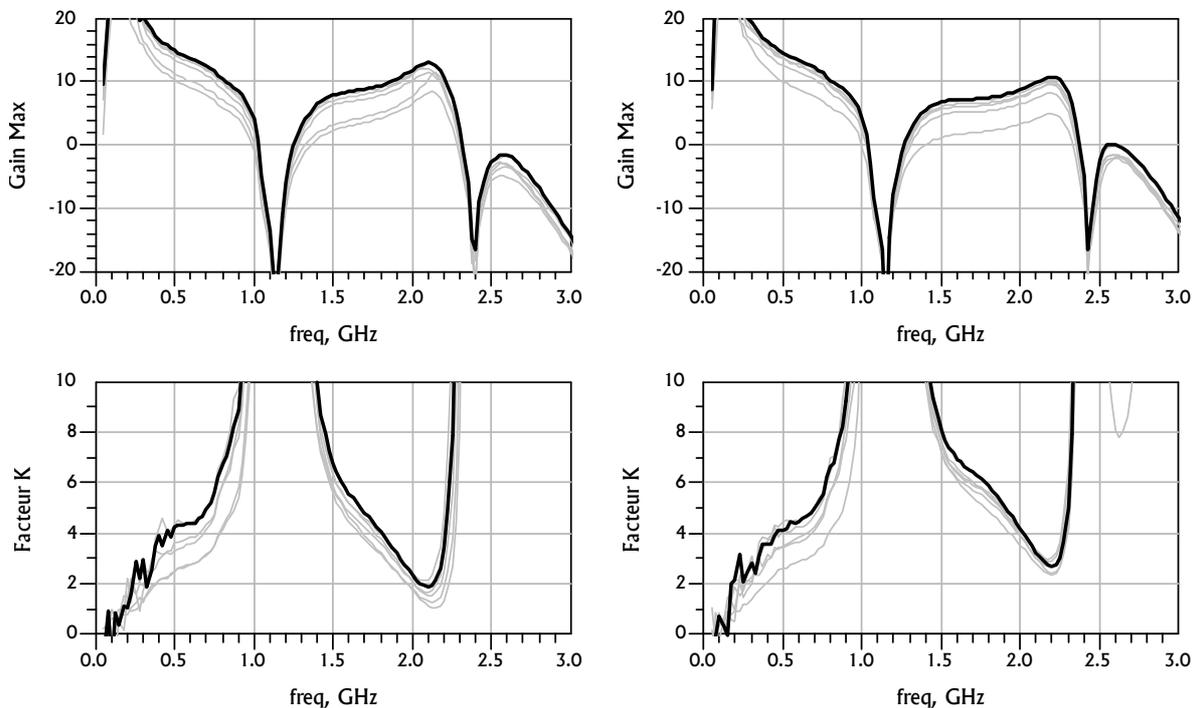


Figure V-40 Gain petit signal, facteur de stabilité K et S₂₁ sur deux montages

Le gain petit signal et S₂₁ sont proches de celui prévu par les simulations, notamment sur le premier montage. Sur les autres montages, on note un gain plus faible et également une augmentation du facteur de stabilité K, trahissant la présence de pertes supplémentaires.

III - B - Mesures des amplificateurs en grand signal

Après s'être assuré du fonctionnement en régime petit signal, les caractérisations en puissance ont débuté.

III - B - 1 - Mesures load-pull à 2.1GHz

La première constatation est que les performances optimales ne sont pas obtenues en chargeant l'amplificateur sous 50ohms, en revanche, l'adaptation d'entrée est correcte. Le gain est conforme à la valeur attendue.

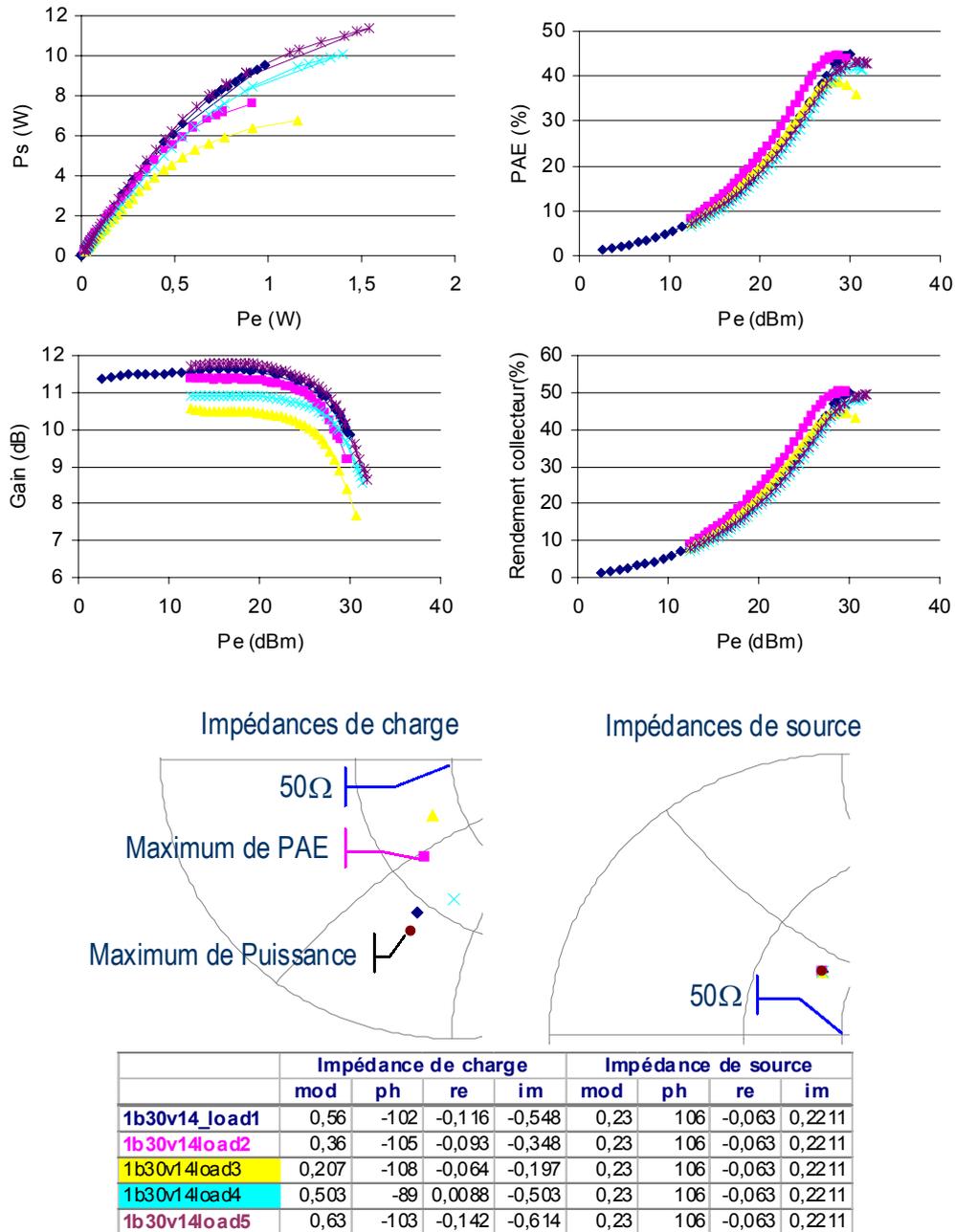


Figure V-41 Mesures load-pull à 2.1GHz et 14V

Le principal problème réside dans la valeur du rendement qui reste faible, on attendait une dizaine de points supplémentaires. La puissance de sortie est égale à 11.5W en réadaptant à l'optimum de puissance.

De plus le circuit simulé ne semble par reproduire les mêmes résultats que ces mesures en réadaptant la sortie.

III - B - 2 - Prise en compte des discontinuités en sortie

Jusqu'à présent, seule la simulation électromagnétique du circuit d'entrée avait été utilisée. La simulation de la sortie avait seulement servi à vérifier que les résonances souhaitées dans la réponse de ce circuit pour adapter les transistors étaient bien présentes aux fréquences voulues.

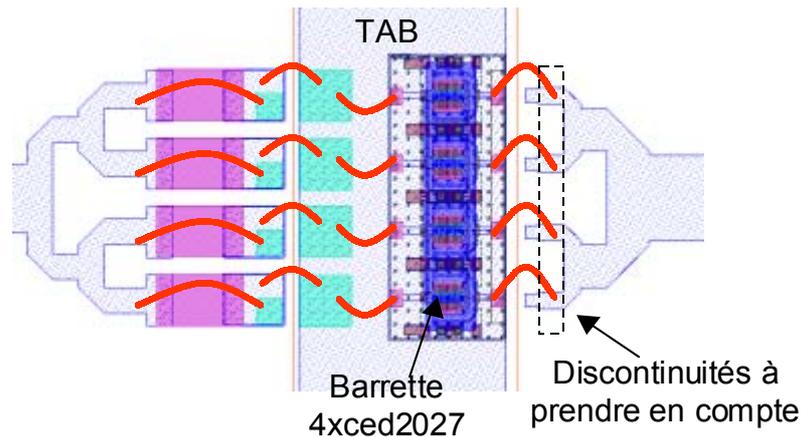


Figure V-42 Montage des transistors dans l'amplificateur – Discontinuités influentes

Cependant, l'un des points qui n'a pas été pris en compte est la discontinuité entre les fils d'interconnexion et les lignes de transmission. Il s'avère que ces discontinuités ont un impact important sur l'impédance de charge présentée aux transistors. C'est à ce niveau que réside une partie des différences par rapport aux mesures load-pull.

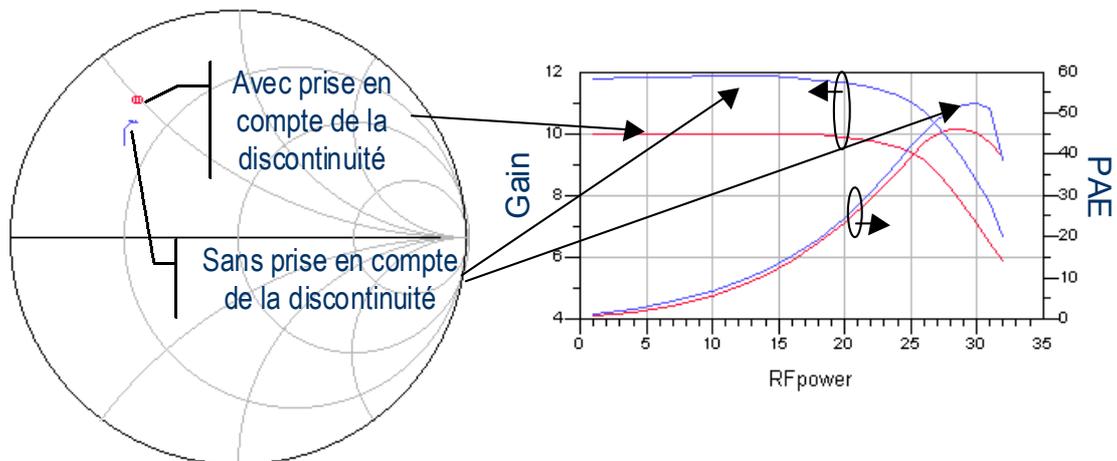


Figure V-43 Impédances de charge au niveau des transistors (50Ω en sortie de l'amplificateur), Gain et PAE en prenant en compte (ou non) la discontinuité entre les lignes de transmissions et les fils

Il semble donc que l'impédance vue par les transistors dans l'amplificateur ne soit pas celle qui était attendue lors de la conception. D'ailleurs, les mesures paramètres [S] le laissaient penser puisque les cercles à gain constants sont assez éloignées du point 50Ω .

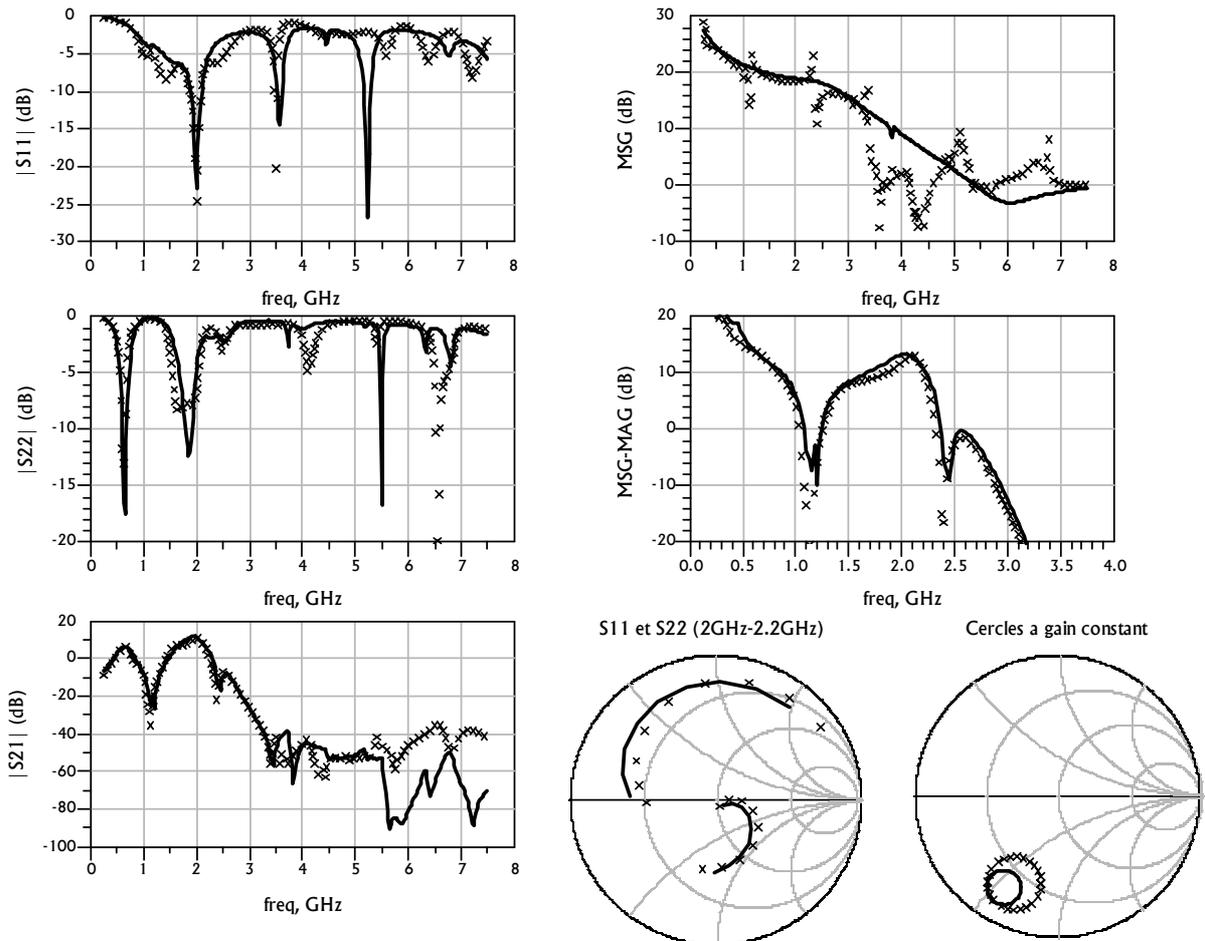
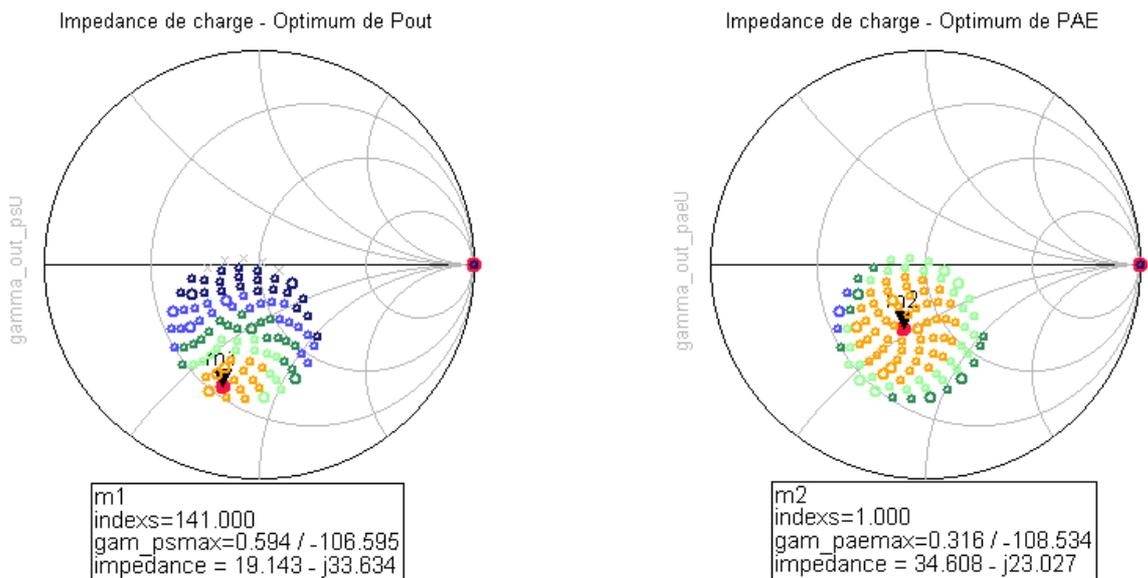


Figure V-44 Comparaison des paramètres [S] de l'amplificateur avec les simulations à 10V-500mA

De la même façon, en incluant les simulations électromagnétiques du circuit de sortie dans la simulation circuit, les simulations load-pull de l'amplificateur indiquent une désadaptation en sortie telle que celle apparue en mesure.



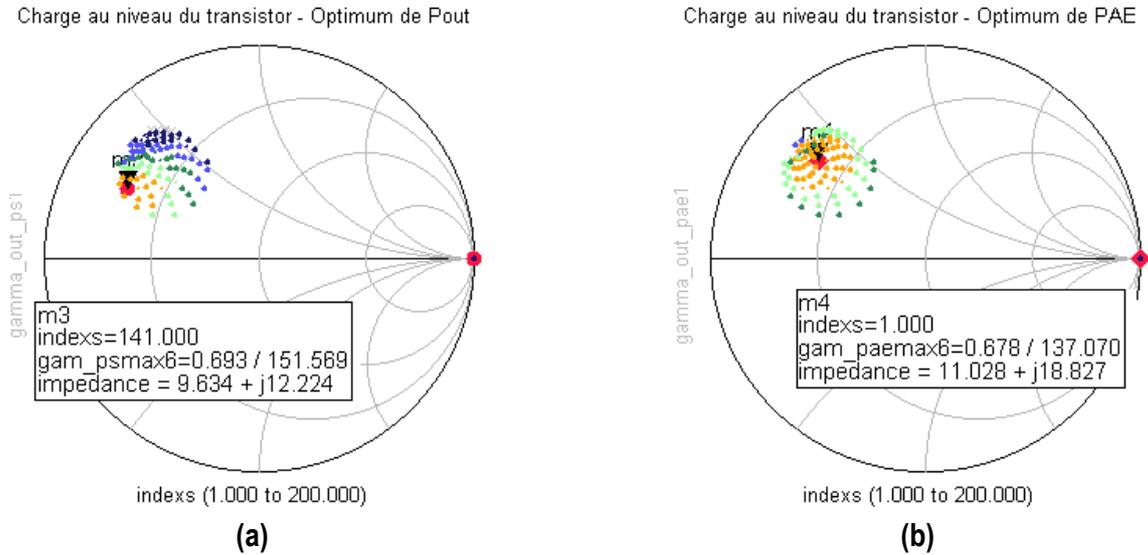


Figure V-45 Recherche de l'impédance optimale à la sortie de l'amplificateur: (a) optimum de puissance, (b) optimum de rendement.

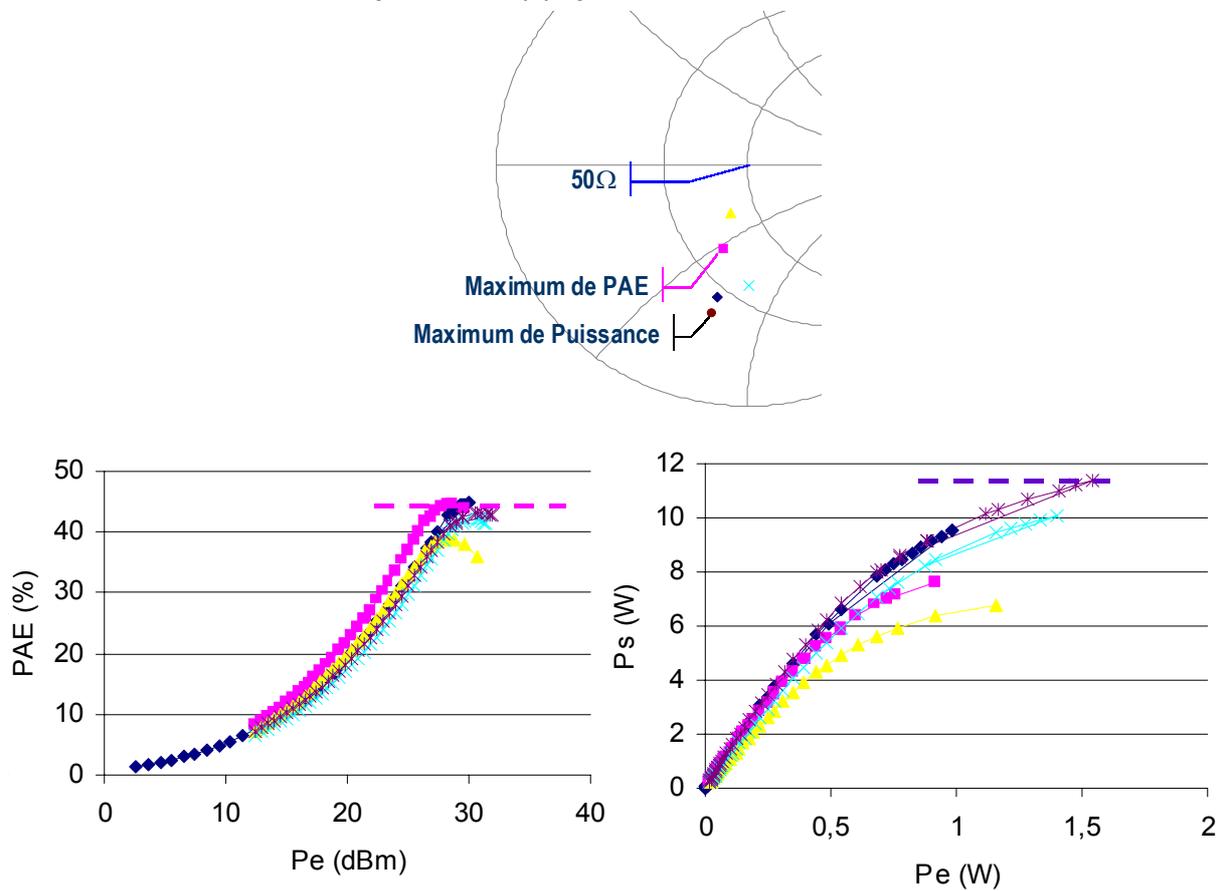


Figure V-46 Mesures load-pull à 2.1GHz, 14V.

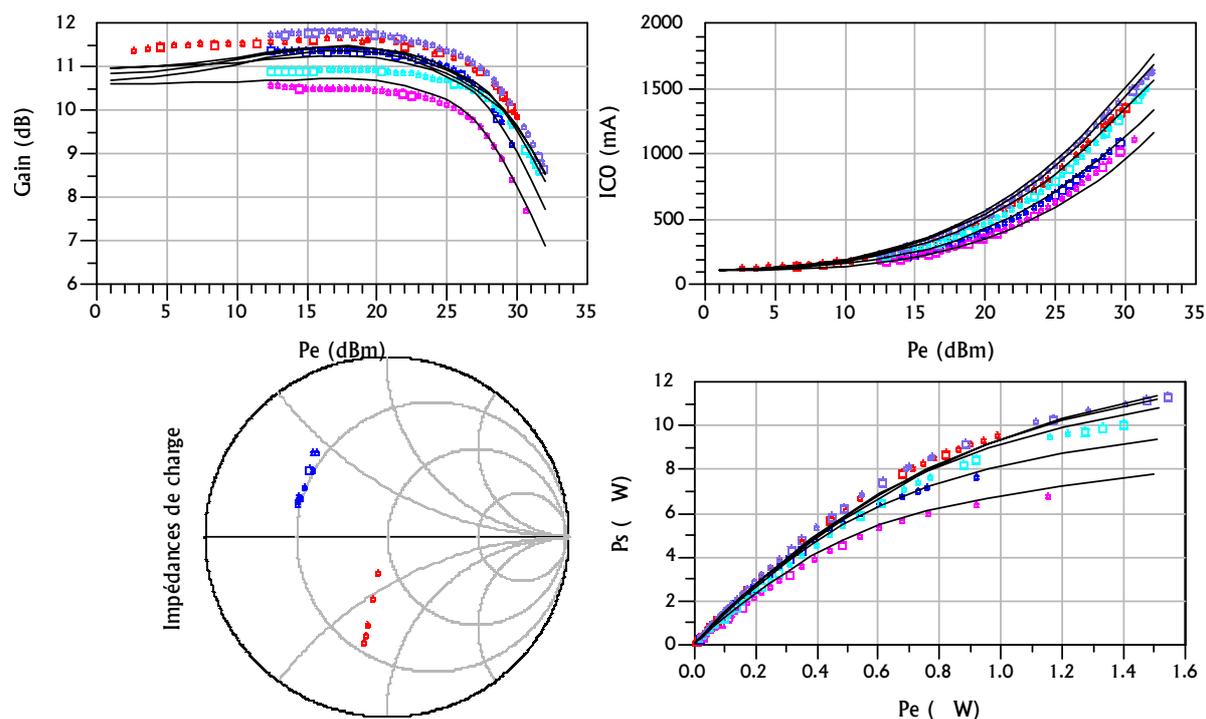


Figure V-47 Mesures load-pull à 2.1GHz, 14V – comparaisons avec les simulations.

La non prise en compte, dans la phase de conception de la discontinuité entre les fils et les lignes de transmission explique pourquoi il est nécessaire de réadapter la sortie de l'amplificateur afin d'obtenir des performances satisfaisantes.

III - B - 3 - Mesures de linéarité

III - B - 3 - a - Banc de mesure

Le banc de mesure utilisé pour la caractérisation de l'amplificateur dispose d'un générateur de signaux modulés qui permet d'exciter indifféremment un amplificateur avec des signaux monoporteuse, biporteuse ou multiporteuse. Le signal est ensuite amplifié avant d'être injecté dans le dispositif sous test.

La mesure de l'intermodulation ou de l'ACPR est réalisée avec un analyseur de spectre. Une étape de calibrage est nécessaire afin d'avoir les relations entre les puissances mesurées avec les sondes de puissance au niveau des coupleurs de mesures et les puissances aux accès du dispositif.

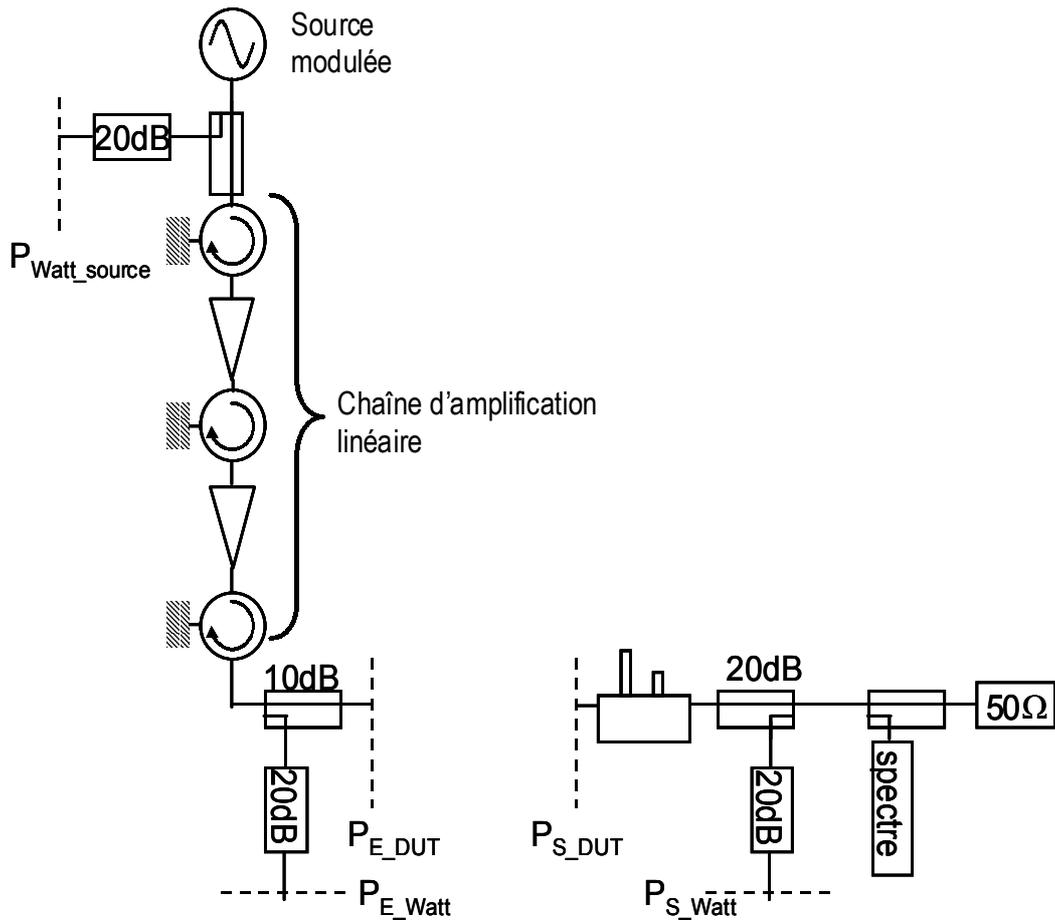


Figure V-48 Synoptique du banc de mesure

Un tuner passif est placé en sortie du dispositif sous test puisque celui-ci n'est pas adapté sous 50ohms. Ce banc de mesure permet de vérifier les tendances données par le modèle non-linéaire dans le chapitre précédent en fonction du point de fonctionnement ou de la charge.

III - B - 3 - b - Relation entre IM3 et ACPR

La première mesure, non-optimisée, sur un amplificateur un peu moins performant a consisté à évaluer l'écart entre les valeurs d'IM3 et d'ACPR de cet amplificateur pour des conditions de fonctionnement identiques. Un lien entre ces deux grandeurs semble apparaître.

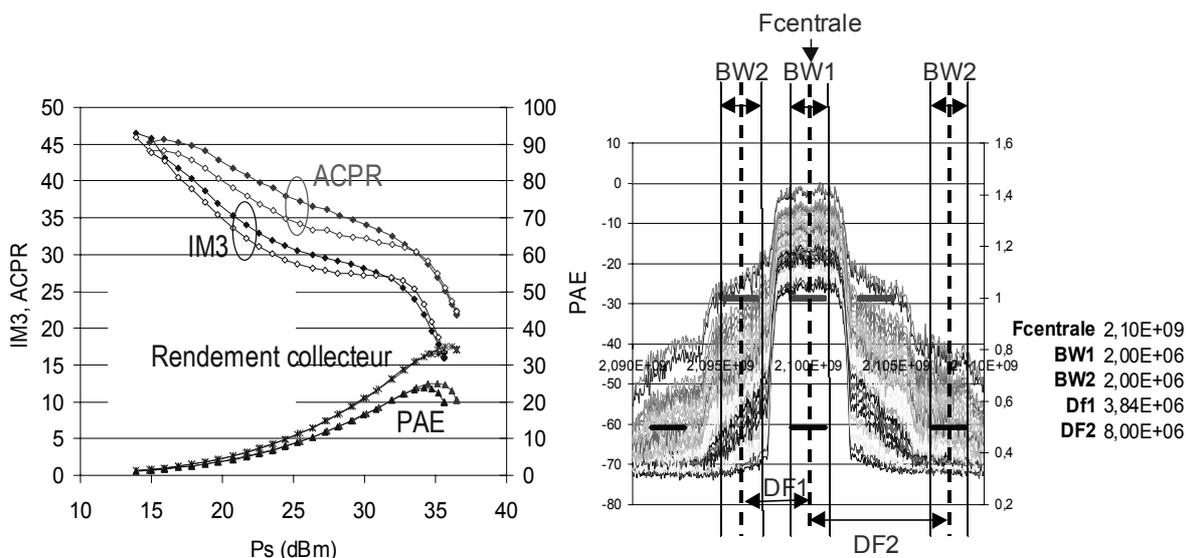


Figure V-49 Ecart entre la mesure d'IM3 et d'ACPR

On note un écart entre le C/I_3 et l'ACPR. Cet écart dépend du type de signal utilisé pour la mesure de l'ACPR et vaut dans notre cas de 7dB. Le critère d'un C/I_3 de 30dBc choisit pour satisfaire un ACPR de -37 dBc est donc validé par cette première mesure.

III - B - 3 - c - Impact des impédances à basse fréquence présenté par les circuits de polarisation

En fonctionnement biporteuse, des composantes à basse fréquence apparaissent aux accès d'un dispositif non-linéaire. Ces composantes sont alors présentes dans les circuits de polarisation et subissent l'impact des impédances que ceux-ci présentent à ces basses fréquences.

Les circuits de polarisation comportent différents éléments extérieurs au circuit permettant de supprimer les oscillations basses fréquences. Tout d'abord une ferrite qui présente une haute impédance à basse fréquence et permet d'isoler l'amplificateur de l'environnement de mesure. De plus, une capacité de forte valeur ($120\mu F$) est placée pour s'assurer du découplage des alimentations DC. Cette capacité s'avère avoir un impact important sur les résultats d'intermodulation.

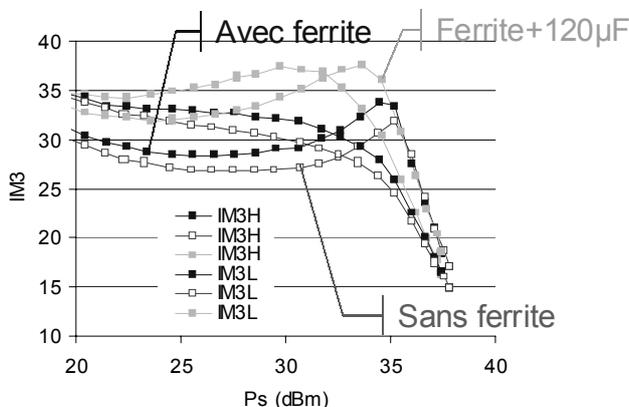
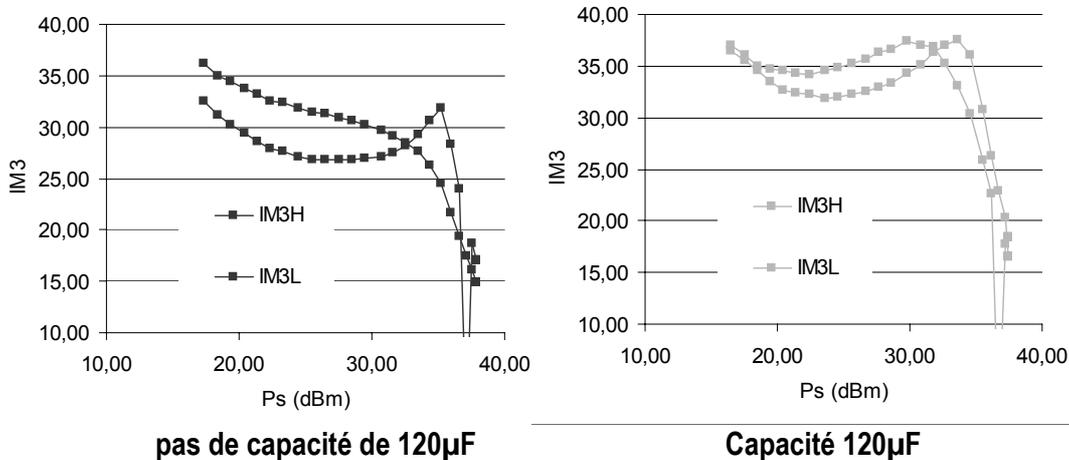


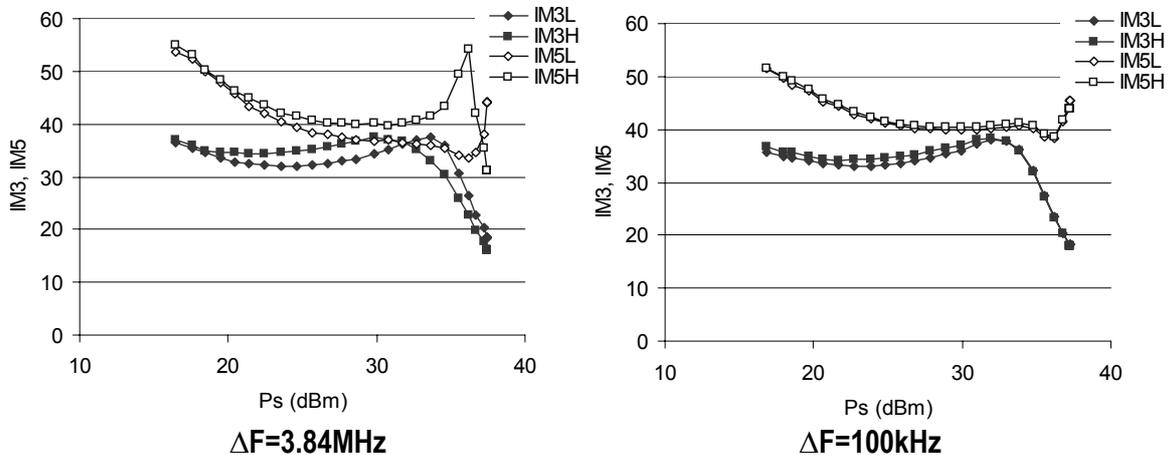
Figure V-50 Impact des éléments du circuit de polarisation sur l'intermodulation d'ordre 3

On note un rééquilibrage des composantes d'intermodulation à gauche et à droite des porteuses ainsi qu'une réduction de l'amplitude des composantes aux fréquences d'intermodulation pour une puissance de sortie donnée. Ceci permet notamment de satisfaire le critère de 30dBc d'IM3 sur une large plage de puissance de sortie.



pas de capacité de 120µF **Capacité 120µF**
Figure V-51 Impact des éléments du circuit de polarisation sur l'intermodulation d'ordre 3

Cependant, ce déséquilibre est également lié à l'écart de fréquence entre les porteuses (3.84MHz). En prenant un écart de 100kHz, la différence qui apparaît entre les composantes aux fréquences d'intermodulation d'ordre 3 à forte puissance a quasiment disparu. Cette influence de la fréquence de battement confirme donc la présence d'effet de mémoire dans cet amplificateur, ils sont dus aux circuits de polarisation (comme le montre l'impact de la capacité de 120µF) mais peuvent également avoir une origine thermique.



ΔF=3.84MHz **ΔF=100kHz**
Figure V-52 Impact de la fréquence de battement sur l'intermodulation d'ordre 3

III - B - 3 - d - Impact du courant de repos.

Le courant de repos donnant le meilleur compromis entre intermodulation à basse puissance et puissance dissipée est situé à 50mA (soit une densité de courant de 5kA/cm²).

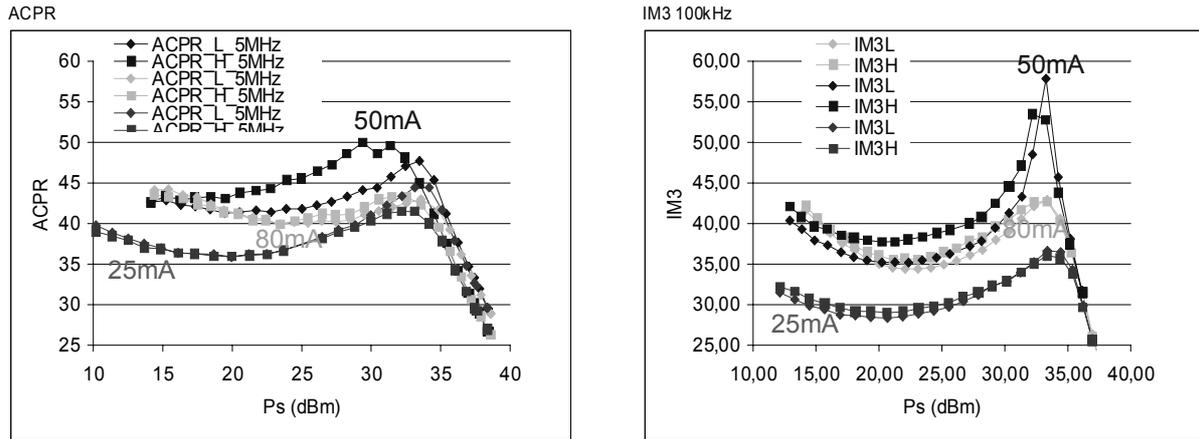


Figure V-53 Impact du courant de repos (25, 50 et 80mA) sur l'intermodulation et l'ACPR

Pour ce courant de 50mA, il apparaît une remontée importante de l'IM3 à basse puissance, cependant, dans cette zone de fonctionnement, le niveau d'intermodulation d'ordre 5 est supérieur à l'intermodulation d'ordre 3.

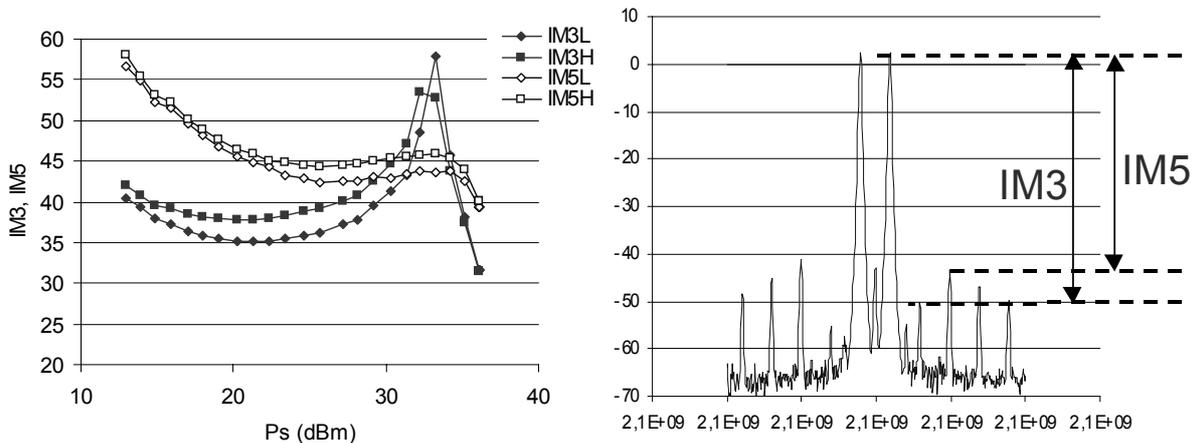


Figure V-54 IM3 et IM5 à $V_{CE0}=14V$ et $I_{C0}=50mA$

III - B - 3 - e - Impact de la tension de polarisation V_{CE0}

Toutes les mesures précédentes ont été réalisées pour une tension de polarisation V_{CE0} de 14V, l'augmentation de cette tension permettra d'augmenter la puissance de sortie.

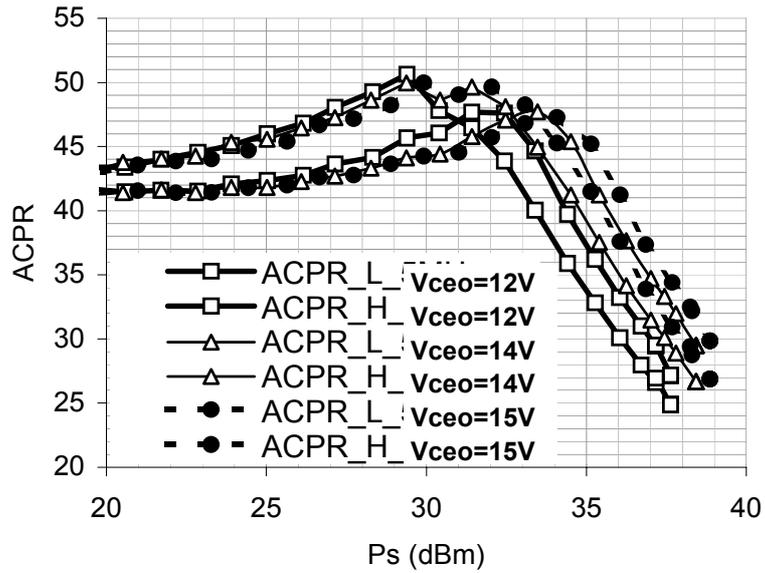
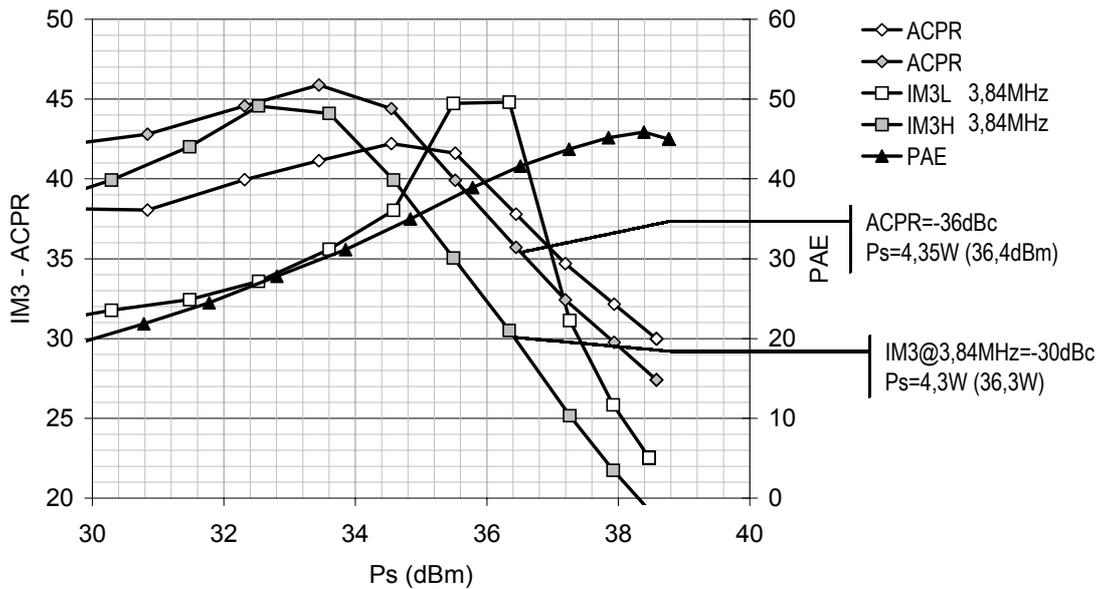


Figure V-55 ACPR à $I_{C0}=50\text{mA}$, $V_{CE0}=12, 14$ et 15V

III - B - 3 - f - Performances atteintes en présence de signaux multiporteuse

Voici ci-dessous les meilleures performances obtenues :



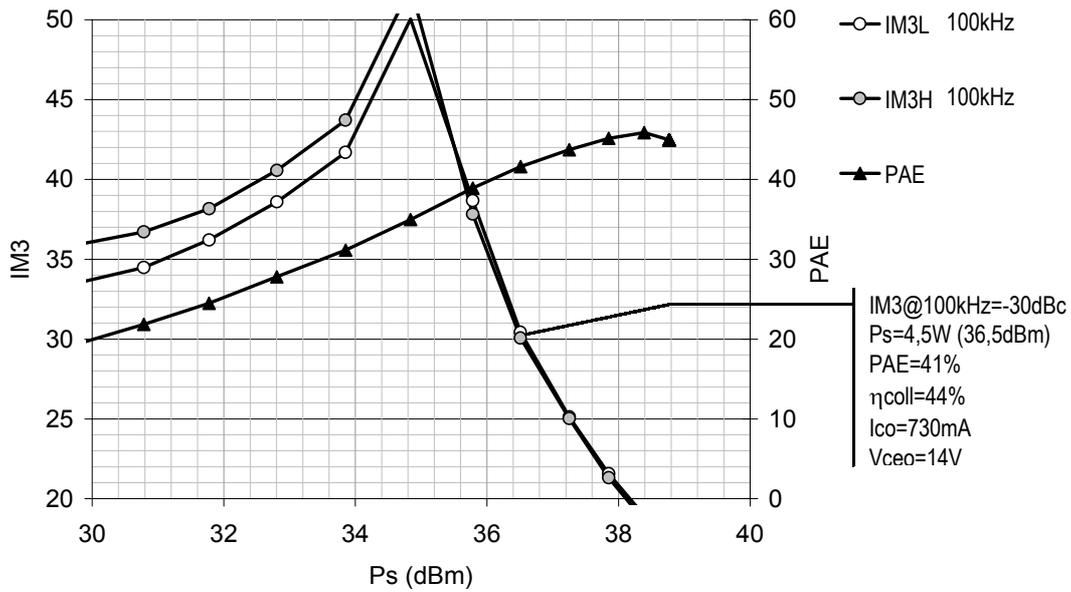


Figure V-56 ACPR et IM3 en fonction de la puissance de sortie à 50mA, $V_{CE0}=14V$

A puissance de sortie identique, on retrouve sur cette mesure l'écart de 6dB entre le C/I_3 et l'ACPR. Une linéarité importante est atteinte pour une valeur de recul par rapport à la puissance maximale assez faible ce qui permet d'atteindre une valeur de rendement acceptable. Ainsi, à 30dBc de C/I_3 , on atteint une puissance de 4.5W pour un rendement de 41%. On rappelle, afin de mieux évaluer le recul nécessaire pour se placer dans une zone de fonctionnement linéaire que cette barrette est destinée à fournir une puissance de 30W en fonctionnement impulsionnel (cette puissance n'est pas accessible en fonctionnement continu pour des raisons thermiques).

Par rapport aux filières LDMOS, la valeur du rendement obtenu avec ce circuit est correcte. Les performances des transistors LDMOS, selon le fabricant restent sensiblement comparables, ainsi, dans [9], les transistors LDMOS de puissance proposent un rendement inférieur à 35% associé à un C/I_3 de 30dBc. Dans [10], un C/I_3 de -37dBc (-30dBc), un rendement de 25% (32%) est atteint pour une puissance de sortie de 19W (30W). Dans cette même publication, la configuration push-pull a des performances proches et une puissance de sortie plus importante.

IV - Conclusion

Ce type de montage hybride a fait apparaître un certain nombre de limitations à plusieurs niveaux, tant au niveau de la conception que de la réalisation:

Si les fortes tensions de polarisation facilitent l'adaptation de sortie, l'adaptation d'entrée reste quant à elle un point critique. La difficulté est directement liée à la taille des cellules et au nombre de celles-ci mises en parallèle.

De plus, des incertitudes liées à la qualité des composants passifs (capacités) utilisés ont créé de nombreux problèmes lors des premières mesures. Avec des composants de qualité, le circuit de préadaptation d'entrée s'avère pourtant efficace et tolère les dispersions sur les longueurs de fil.

Au niveau de la réalisation: l'utilisation d'une technologie hybride et le recours à des fils d'interconnexion pour relier l'élément actif aux circuits passifs est une source de dispersions importantes (d'un montage à l'autre). L'impact des longueurs de fils et des éventuelles dissymétries est difficilement décelable. Les mesures et simulations de paramètres [S] ne permettent pas clairement de voir leur influence. Même avec des longueurs de fils assez différentes entre les différents transistors, l'adaptation d'entrée par exemple, au niveau de l'amplificateur n'est pas fortement dégradée. En fonctionnement en puissance, on observe également de possibles variations au niveau des impédances de fermeture présentées aux transistors mais sans que des effets flagrants n'apparaissent sur les résultats de puissance. Même si la fréquence est basse, le recours à des simulations électromagnétiques paraît indispensable. Ce n'est pas la modélisation des lignes de transmission qui est à l'origine des difficultés mais la prise en compte des discontinuités entre les différents éléments et notamment les fils d'interconnexion.

L'impact des éléments de type CMS peut être important et avoir une influence sur les performances. Tous ces éléments de dispersion rendent l'analyse des résultats de mesure et l'identification de l'origine des différents problèmes au niveau de la simulation délicate.

Les performances atteintes en présence de signaux modulés sont très encourageantes. Malgré les difficultés rencontrées lors des tests de ces montages, les valeurs d'intermodulations et d'ACPR mesurées sont bonnes. Elles sont atteintes avec un recul assez faible par rapport à la puissance maximale ce qui autorise un rendement en puissance ajoutée satisfaisant. Il pourra donc être envisagé le recours à des classes de fonctionnement à fort rendement pour augmenter l'efficacité des montages en régime de fonctionnement linéaire et ainsi prendre l'avantage sur les autres filières adressant les marchés des stations de base pour la 3^{ème} génération de téléphonie mobile.

V - Bibliographie

- [1] D Myer, *"Broadband RF Power Combiner Networks"*, IMS 2003 - High-Power RF Workshop (2003).
- [2] W. McCalpin, *"Sub 1 Ohm Broadband Impedance Matching Network Design Methodology for High Power Amplifiers"*, IEEE Topical Workshop on Power Amplifiers for Wireless Communications (2002).
- [3] S. Mons, *"Nouvelles Méthodes d'Analyse de Stabilité Intégrées à la CAO des Circuits Monolithiques Microondes Non-linéaires"*, Thèse de l'Université de Limoges, 27 janvier 1999 (No d'ordre 8-1999).
- [4] M Odyniec, *"High-Frequency Oscillator Circuit Design," RF and Microwave Oscillator Design*, Odyniec Editor, Artech House, 2002.
- [5] S Goto, T Kunii, K Fujii et al, *"Stability Analysis and Layout Design of an Internally Stabilized Multi-Finger FET for High-Power Base Station Amplifiers"*, IEEE MTTs Digest (2003): pp 229-232.
- [6] A Anakabe, J-M Collantes, J Portilla et al, *"Analysis and Elimination of Parametric Oscillations in Monolithic Power Amplifiers"*, IEEE MTTs Digest (2002): pp 2181-2184.
- [7] www.ansoft.com.
- [8] Bernd Adler, *"Workshop: RF Systems and Circuit Issues of Third Generation Wideband CDMA Systems Like UMTS - Part 3: 3GPP and its RF-Related Specifications and Test Cases"*, IEEE MTTs Workshop (2001).
- [9] www.philipssemiconductors.com
- [10] C Dragon, W Brakensiek et al., *"200W Push-Pull & 110W Single-Ended High Performance RF-LDMOS Transistors for WCDMA Basestation Applications"*, IEEE MTTs Digest (2003): pp 69-72.

Conclusion générale



La technologie TBH "HB20P" (UMS) est de nos jours une technologie fiable et reproductible. Le passage à une technologie forte puissance permettant d'atteindre de plus fortes tensions de fonctionnement n'est pas aussi simple qu'il n'y paraît. De nombreux problèmes ont du être résolus.

Le choix de l'épitaixie de la zone active a nécessité des compromis sur la définition de la structure du collecteur afin d'augmenter les tensions de fonctionnement sans toutefois dégrader les performances hyperfréquences en bande S et réduire les courants de fonctionnement. En effet, les performances hyperfréquences et notamment le gain en puissance font partie des points clés afin d'aboutir à des rendements en puissance ajoutée plus importants et démontrer ainsi l'intérêt de la technologie TBH par rapport à son équivalent bipolaire à homojonction.

Cette filière se destine à des applications de très forte puissance. Le problème de la faible conductivité thermique de l'arséniure de gallium s'avère être un point capital. En effet, des contraintes liées à la fiabilité limitent les températures de fonctionnement admissibles des transistors. Deux possibilités d'actions sont possibles:

- augmenter le rendement en puissance ajoutée afin de réduire la puissance dissipée pour une même puissance de sortie.
- réduire la résistance thermique des composants.

De nombreuses actions ont été menées dans ce sens. Des résultats de ces actions ont été présentés dans ce mémoire montrant les améliorations apportées. On aura noté une réduction des effets indésirables liés à l'autoéchauffement sur les performances hyperfréquences au cours d'un fonctionnement impulsif à fortes tensions de polarisation (donc à forte puissance). Ces effets de variations de puissance et de rotations de phase au cours des impulsions sont critiques quand il s'agit de répondre aux besoins des applications radars. L'évacuation de la chaleur par le drain thermique et la disposition au plus près de la zone active du transistor d'un matériau à forte conductivité thermique sont indispensables pour réduire la résistance thermique des composants.

Les composants de grands développements, indispensables pour proposer de fortes puissances, posent le problème des très faibles impédances d'entrée. Deux problèmes en résultent:

- Réaliser des mesures fiables et précises de dispositifs ayant des coefficients de réflexion proches de court-circuits.
- Réaliser des circuits d'adaptation performants sans introduire de pertes qui auront un impact fort sur le gain du dispositif.

En ce qui concerne les mesures, notamment les paramètres [S] en impulsions, elles sont plus délicates à mettre en œuvre que des mesures CW surtout sur des composants de grande taille où il est impératif d'avoir une grande précision sur le paramètre S_{11} . C'est pourquoi la mesure de composants préadaptés s'est avérée beaucoup plus précise, à la condition cependant de connaître rigoureusement la réponse du circuit de préadaptation.

Lorsque les mesures sont disponibles, il faut ensuite réaliser l'extraction de modèles non-linéaires. Il a été nécessaire d'introduire la modélisation de l'effet Kirk, prépondérant pour cette technologie. En effet, le dopage collecteur a été fortement réduit pour tenir des tensions de fonctionnement élevées. La modélisation de l'avalanche a également permis de reproduire les différences observées lors des mesures selon les conditions de polarisation de la base des transistors.

L'étude de la linéarité de dispositifs amplificateurs est une chose complexe. On peut évidemment choisir d'évaluer la qualité d'un composant à partir des performances qu'il atteint en présence de signaux issus de modulations complexes (NPR, ACPR). Mais le choix retenu lors de ce travail a été d'aboutir à une compréhension des phénomènes non-linéaires intrinsèques aux transistors à partir de signaux plus simples. Les signaux monoporteuses permettent de voir apparaître une grande partie des non-linéarités. En ce qui concerne les effets à dynamique lente, c'est grâce à des signaux biporteuses qu'ils sont identifiés. Seul l'impact des effets thermique a été étudié mais les circuits de polarisation ont également un impact sur des effets de mémoire. Les résultats de cette étude ont été pris en compte dans la phase de conception de l'amplificateur faisant l'objet du dernier chapitre.

Même appliquée à un amplificateur de puissance en bande L, l'étape de conception reste un travail délicat. Le recours à une technologie hybride est source de dispersions sur les performances des montages. Les problèmes d'instabilités, liés aux forts gains des transistors sont présents et doivent être résolus, au risque d'aboutir à un montage au gain plus réduit. L'isolation des transistors est également une chose importante afin d'améliorer la stabilité. Il a été jugé nécessaire, au cours de ce travail, en raison des très faibles impédances d'entrée des dispositifs de mener conjointement les aspects d'adaptation et stabilisation. Il est alors apparu utile de passer par un circuit de préadaptation qui présente l'avantage de réaliser une transformation d'impédance importante et en plus d'améliorer l'isolation des transistors entre eux.

Toutes les caractérisations nécessaires à l'évaluation des performances de cet amplificateur n'ont à l'issue de cette thèse pas encore été réalisées. Il s'agit d'un premier essai dans cette bande de fréquence avec cette technologie de composants. La compréhension de l'origine des désaccords qui sont apparus entre le circuit issu des simulations et l'amplificateur réalisé permettront d'entreprendre une nouvelle conception en tenant compte de ces observations notamment au niveau du dessin du circuit de sortie. Une modélisation fine des transitions entre les différents éléments du circuit est nécessaire afin de présenter les charges souhaitées aux transistors. L'utilisation de substrats ayant des constantes diélectriques importantes permettrait d'augmenter la bande mais aussi de réduire une partie des inconnues liées aux montages et aux performances des éléments discrets nécessaires notamment à l'adaptation des transistors. Cependant, une caractérisation préalable de tous les éléments constituant le circuit (les composants CMS notamment) et des modèles précis des éléments passifs permet de réduire une partie des inconnues présentes dans ce type de réalisation.

Des résultats obtenus très récemment par Alcatel Space (EuMC 2003) dans une autre bande de fréquence ne laissent aucun doute quant à la capacité à atteindre de très bonnes performances en terme de rendement, de puissance et de linéarité à partir des transistors de cette nouvelle filière. Les résultats atteints au cours de cette thèse sont eux aussi encourageant en terme de linéarité malgré la nécessité de réadapter la sortie de l'amplificateur.

Résumé

Ce travail rentre dans le contexte du développement d'une filière de transistors bipolaires à hétérojonction de fortes puissances. Par rapport aux travaux déjà effectués sur ce type de composants, la nouveauté réside dans les fortes tensions de fonctionnement. Les caractérisations des phénomènes d'avalanche et des effets fort courant ont donc été nécessaires. Les étapes de caractérisation ont aussi porté sur les aspects thermique et leur impact sur les performances statiques et hyperfréquence. Les modèles de quelques topologies de composants de cette filière ont été extraits et ont permis de réaliser des investigations sur la linéarité de ces composants. L'aboutissement de cette thèse est, à partir de ces modèles, la réalisation d'un amplificateur de puissance fonctionnant en bande L avec lors de la conception un objectif quant aux performances en rendement et linéarité.

Mots clés

- TBH
- Forte tension
- Amplificateur de puissance
- Modélisation non-linéaire
- Linéarité

Summary

This work concerns high power hétérojonction bipolar transistor. With regard to the works already made on this kind of components, the novelty lies in the high biasing voltages. The characterisations of the avalanche phenomenon and the high current effects were of prime importance. The others steps of characterisation also concerned thermal aspects and their impact on the static and dynamic performances. Non-linear models of these new components were extracted and implemented in CAD tools. Then, investigations on the linearity of these devices versus operating conditions were made. This work has been applied on the design and the realisation of a L band power amplifier. During the conception one concerns as for the performances with multicarrier signals.

Keywords

- HBT
- High voltage
- Power amplifier
- Non-linear modelling
- Linearity