N° d'ordre: 4167

THÈSE

présentée à

L'UNIVERSITÉ BORDEAUX 1

École doctorale des Sciences Physiques et de l'Ingénieur

par **Nejdat DEMIREL**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

DOCTEUR

SPÉCIALITÉ : ÉLECTRONIQUE

.....

Co-design d'un bloc PA-Antenne en technologie silicium pour application radar 80GHz

.....

Soutenance prévu le 10 décembre 2010
Après avis de:

M.	Eric BERGEAULT	Professeur	ENST Paris	Rapporteur
	Jean-Pierre TEYSSIER	Professeur	XLIM Limoges	Rapporteur

Devant la commission d'examen formée de:

M.	Denis PACHE	Ingénieur	ST Microelectronics	Industriel
	Eric BERGEAULT	Professeur	ENST Paris	Rapporteur
	Jean-Pierre TEYSSIER	Professeur	XLIM Limoges	Rapporteur
	Jean-Baptiste BEGUERET	Professeur	IPB Bordeaux	Examinateur
	Eric KERHERVE	Professeur	IPB Bordeaux	Directeur de thèse
	Robert PLANA	Professeur	LAAS Toulouse	Co-Directeur de thèse

Remerciements

Ces travaux de recherche se sont effectués en collaboration avec le laboratoire de l'Intégration du Matériau au Système (IMS) à Bordeaux, le laboratoire d'Analyse et d'Architectures des Systèmes (LAAS) à Toulouse et la société STMicroelectronics à Crolles. Je tiens à remercier toutes les personnes sans qui ce travail n'aurait pas été possible.

J'adresse mes plus vifs remerciements à mon directeur de thèse Professeur Eric KERHERVE, professeur à l'Université de Bordeaux, et à mon responsable industriel, Denis PACHE. Je les remercie pour avoir assuré l'encadrement de cette thèse et pour avoir fait preuve d'une grande disponibilité. Qu'ils soient remerciés de même pour la confiance qu'ils m'ont témoignée durant ce travail.

J'exprime également toute ma gratitude à Messieurs Eric BERGEAULT, Professeur à l'Ecole Nationale Supérieure des Télécommunications (ENST) de Paris et Jean-Pierre TEYSSIER, Professeur à l'Université de Limoges (XLIM), qui ont accepté de juger ce travail en qualité de rapporteurs.

Je remercie Monsieur le Professeur Jean-Baptiste BEGUERET d'avoir accepté d'être le président du jury de cette thèse.

Je tiens également à exprimer mes remerciements au Professeur Robert Plana d'avoir accepté de participer à ce jury.

Je souhaite remercier tous les membres de l'équipe CHS pour leur contribution humaine et professionnelle. Merci à Pierre JARRY, Jean-Marie PHAM, Nathalie DELTIMPLE, Laurent LEYSENNE, Moustapha EL HASSAN, Yohann LUQUE, Sofiane ALOUI, Bernardo LEITE, Nicolas DELAUNAY, Kamal BARAKA, Sophie DREAN et Adrien TUFFERY.

Je remercie sincèrement les enseignants chercheurs de l'équipe EC2 pour leur aide scientifique ainsi que leur sympathie : Yann DEVAL, Jean Baptiste BEGUERET, Thierry TARIS, François RIVET et Hervé LAPUYADE. Merci particulièrement à Romaric TOUPE, Olivier MAZOUFFRE, Cédric MAJEK et Magali DEMATOS qui sont toujours présents au laboratoire. Merci pour leur aide permanente, leur écoute et leur soutien. Merci, bien sûr, à tous les collègues que j'ai pu côtoyer dans la salle ST: Birama GOUMBALLA, Mickael

CIMINO, André MARIANO, Diego ROSSONI-MATOS, Aya MABROUKI, Chama AMEZIANE, Nicolas REGIMBAL, Raffaele SEVERINO, Luca TESTA, Quentin BERAUD, Hassen KRAIMIA, Andrée FOUQUE, Paolo LUCCHI, Victor DUPUY et Pierre-Olivier LUCAS DE PESLOUAN.

Si ce travail a pu être mené à son terme, c'est aussi grâce à l'amitié et à la bonne humeur que m'ont témoignées tous les membres du groupe R&D Crolles. A ce titre je tiens à remercier tous les membres de l'équipe que j'ai pu côtoyer: Alexandre GIRY, Philippe TRIOLET, Christophe ARRICASTRES, Sarah VERHAEREN, Rayan MINA, Florent SIBILLE, Christophe ENTRINGER, Didier BELOT, Sébastien PRUVOST, Thomas QUEMERAIS, Valérie DANELON, Patrice GARCIA, Laurence MOQUILLON, Pascale MAILLET-CONTOZ et Daniele GLORIA.

J'ai également une pensée toute particulière pour mes frères, mes sœurs et mes amis qui m'ont soutenu au cours de cette thèse.

Je n'oublierai pas l'immense reconnaissance que j'ai pour mes parents.

Sommaire

Introduction générale……10

I TRANSMETTEUR RADAR POUR APPLICATION AUTOMOBILE 14

I. INTRODUCTION 15
I.1 Les nouveaux systèmes de radiocommunications sans fil 15
I.2 Les applications radar 16
I.3 Application radar automobile 19
II. ARCHITECTURES DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION 23
II.1 Généralités 23
II.2 Architectures ultra large bande et bande étroite 24
II.3 Radar CW et FMCW 28
II.4 Radar ULB Impulsionnel 30
II.5 Etat de l'art 31
III. CONTEXTE DES TRAVAUX 33
III.1 Objectifs 34
III.2 Spécifications 35
III.3 Système radar ULB impulsionnel 36
IV. TECHNOLOGIE SILICIUM AVANCEE 39
IV.1 Technologies 39
IV.2 Gamme en fréquence des technologies 40
IV.3 Evolution du SiGe 41
V. CO-DESIGN PA-ANTENNE 42
V.1 Co-design d'un bloc PA-Antenne en technologie silicium pour application RADAR 80GHz 42
V.2 Contraintes sur les amplificateurs de puissance dans les bandes de fréquences millimétriques 44
VI. CONCLUSION 45

II ETUDE DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE ET DES COMPOSANTS ANALOGIQUES AUX FREQUENCES MILLIMETRIQUES 50

I. INTRODUCTION 52
II. CARACTERISTIQUE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 52
II.2 Paramètres du PA 53
II.3 Linéarité 56
II.4 Topologies 60
II.5 Classes de fonctionnement 63
II.6 Etat de l'art des PAs millimétriques 66
III. TECHNOLOGIE SIGE:C BICMOS TBH 68
III.1 Le transistor bipolaire 69
III.2 Fréquence de transition et fréquence maximale d'oscillation 72
III.3 Les limites de fonctionnement d'un TBH 74
III.4 Layout du composant actif 76
III.5 Modèle du transistor 77
IV. LES COMPOSANTS PASSIFS 79

IV.1 Technologie BiCMOS9 et BiCMOS9MW 79
IV.2 Les résistances 80
IV.3 Les capacités 81
IV.4 Les plots RF 82
IV.5 Les inductances 83
IV.6 Les lignes de transmission 85
V. CONCLUSION 94

III CONCEPTION ET REALISATION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE AUX FREQUENCES MILLIMETRIQUES 98

I. INTRODUCTION 100
II. RAPPEL DU CAHIER DES CHARGES 100
III. TECHNOLOGIE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION 101
III.1 Description de la technologie 101
III.2 Méthodologie de conception 101
III.3 Impédance de charge optimale 102
III.4 Impact des éléments internes et externes au transistor 105
IV. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 108
IV.1 Description du circuit 108
IV.2 Stabilité du circuit 109
IV.3 Polarisation des transistors de l'amplificateur 112
IV.4 Résultats de simulation 112
IV.5 Résultats de mesure 116
IV.6 Analyse du circuit 122
V. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 80GHz 131
V.1 Amplificateur de puissance single-ended 80GHz 132
V.2 Amplificateur de puissance différentiel 80GHz 134
V.3 Perspectives: PA avec éléments discrets 147
VI. CONCLUSION 152

IV CO-DESIGN PA/ANTENNE À 80GHz 156

I. INTRODUCTION 157
II. ANTENNE 157
II.1 Généralités 158
II.2 Antenne sur silicium 159
II.3 Antenne en technologie « above-IC-BCB » 162
II.4 Bilan des performances sur les antennes 163
III. CO-INTEGRATION PA/ANTENNE 163
III.1 PA single-ended 50Ω et antenne patch 50Ω 164
III.2 PA différentiel 50Ω et antenne dipôle 50Ω 165
IV. BEAM-FORMING 168
IV.1 Généralités 168
IV.2 Réalisation 170
V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES 173
Conclusion générale 177
Liste des travaux publiés 178
Glossaire 179
Annexes 182

Introduction générale

Ces dernières années ont vu croître les questions de sécurité dans le domaine de l'automobile. La mise en place de radars fixes a permis de faire chuter le nombre de tués sur les routes. On peut lui attribuer un rôle déterminant dans la forte baisse des vitesses enregistrées depuis leur mise en route. Ces résultats sur la baisse des accidents routiers sont spectaculaires. Sur les zones couvertes par les radars, les accidents ont été quasiment éradiqués. Ce contrôle automatique a permis de réduire la vitesse de conduite des conducteurs.

La recherche en matière de sécurité routière s'intéresse actuellement sur le développement de systèmes tels que le régulateur de vitesse adaptative et le radar anti-collision des véhicules. Ces procédés font appel à un capteur radar permettant de mesurer directement la distance et la vitesse relative des objets se trouvant autour du véhicule équipé. La fonction principale des radars inter-véhicules est l'assistance à la conduite.

On observe une croissance de l'électronique embarquée dans les véhicules. L'électronique répond à des facteurs de précision, de fiabilité mais aussi de faible coût de production. La commission européenne a assuré pour cette application une bande de fréquence autour de 79GHz. Cette nouvelle génération de radars 79GHz devra équiper les véhicules à partir de l'année 2013 afin de remplacer les solutions actuelles à 24GHz. On cherche alors à produire des équipements électroniques embarqués dans l'automobile réalisés en technologie silicium (SiGe BiCMOS) adaptés à ces contraintes.

Le but fondamental de cette thèse est d'étudier, de concevoir et de co-intégrer un amplificateur de puissance et une antenne sur une technologie silicium pour une application radar automobile 79GHz. Les travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre du projet national *VeLo*.

Le chapitre I détaillera l'application radar automobile avec ses principales spécifications. Une étude bibliographique sur les architectures de télécommunication sera présentée. Nous détaillerons quelques exemples de transmetteurs radars pour les applications automobiles. Nous décrierons les architectures retenues dans le cadre du projet. Le circuit est destiné à être

implanté sur une technologie silicium bipolaire avancée. L'évolution et les limites de la technologie SiGe seront illustrées.

Dans le chapitre II, un rappel des amplificateurs de puissance actuellement utilisés aux bandes millimétriques sera présenté avec leurs avantages et inconvénients. La technologie 0,13µm BiCMOS de ST Microelectronics sera décrite et les caractéristiques des principaux transistors de puissance de cette technologie seront détaillées. Enfin, on expliquera les choix des composants les plus appropriés en vue de la conception de PA à 79GHz.

Dans le chapitre III, nous présenterons la réalisation d'amplificateurs de puissance SiGe. La méthodologie de conception qui a été utilisé prend compte les limites technologiques du transistor. Afin de caractériser précisément les performances de l'amplificateur de puissance en bande millimétrique, plusieurs considérations seront présentées par une étude des éléments constituants le circuit. L'amplificateur, que nous décrivons dans ce chapitre et qui prend en compte ces techniques de conception, fonctionne à 79GHz et délivre une puissance de 18dBm sous une tension d'alimentation de 1,8V.

Enfin, le chapitre IV sera consacré au co-design PA/antenne qui a été développé par la collaboration des partenaires du projet *VeLo*. Nous présenterons plusieurs prototypes de co-intégration d'un PA et d'une antenne sur silicium. D'autres solutions seront proposées pour améliorer les performances telles que l'utilisation d'une technologie « above IC » ou un système focalisant (lentille). Afin que le radar gagne en efficacité, un système à formation de faisceaux sera étudié utilisant plusieurs voies d'émission. Les résultats obtenus permettront de choisir les meilleures solutions envisageables pour le transmetteur.

CHAPITRE I

I Transmetteur radar pour application automobile

I. INTRODUCTION 15
I.1 Les nouveaux systèmes de radiocommunications sans fil 15
I.2 Les applications radar 16
I.2.a Un peu d'histoire 16
I.2.b Le fonctionnement d'un radar 17
I.2.c Les bandes de fréquences radar 18
I.3 Application radar automobile 19
I.3.a Généralités 19
I.3.b Spécifications radar 21
II. ARCHITECTURES DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION 23
II.1 Généralités 23
II.2 Architectures ultra large bande et bande étroite 24
II.2.a Modulation bande étroite 25
II.2.b Modulation impulsionnelle ULB 27
II.3 Radar CW et FMCW 28
II.3.a Radar CW 28
II.3.b Radar FMCW 29
II.4 Radar ULB Impulsionnel 30
II.5 Etat de l'art 31
III. CONTEXTE DES TRAVAUX 33
III.1 Objectifs 34
III.2 Spécifications 35
III.3 Système radar ULB impulsionnel 36
III.3.a Architecture d'émission à formation de faisceaux 36
III.3.b Architecture de réception à formation de faisceaux 38
IV. TECHNOLOGIE SILICIUM AVANCEE 39
IV.1 Technologies 39
IV.2 Gamme en fréquence des technologies 40
IV.3 Evolution du SiGe 41
V. CO-DESIGN PA-ANTENNE 42
V.1 Co-design d'un bloc PA-Antenne en technologie silicium pour application RADAR 80GHz 42
V.2 Contraintes sur les amplificateurs de puissance dans les bandes de fréquences millimétriques 44
VI. CONCLUSION 45

I. INTRODUCTION

I.1 Les nouveaux systèmes de radiocommunications sans fil

Les nouvelles applications millimétriques (mmW) pour les systèmes sans fil ont besoin de système d'émission/réception compact et peu coûteux, tout en restant performants. Les gammes de fréquences de ces applications sont situées entre 50 et 100GHz, permettant d'obtenir des capacités de transfert de données presque illimitées avec des interférences réduites au minimum. Cela motive les nouvelles applications comme le WLAN (Wireless Local Area Network) / WPAN (Wireless Personal Area Network) pour les applications à 60GHz [SMU03], les radars automobiles à 77GHz [RAS07], l'imagerie médicale à 94GHz, ou d'autres applications au dessus de 100GHz pour les communications à courte portée ou l'astronomie.

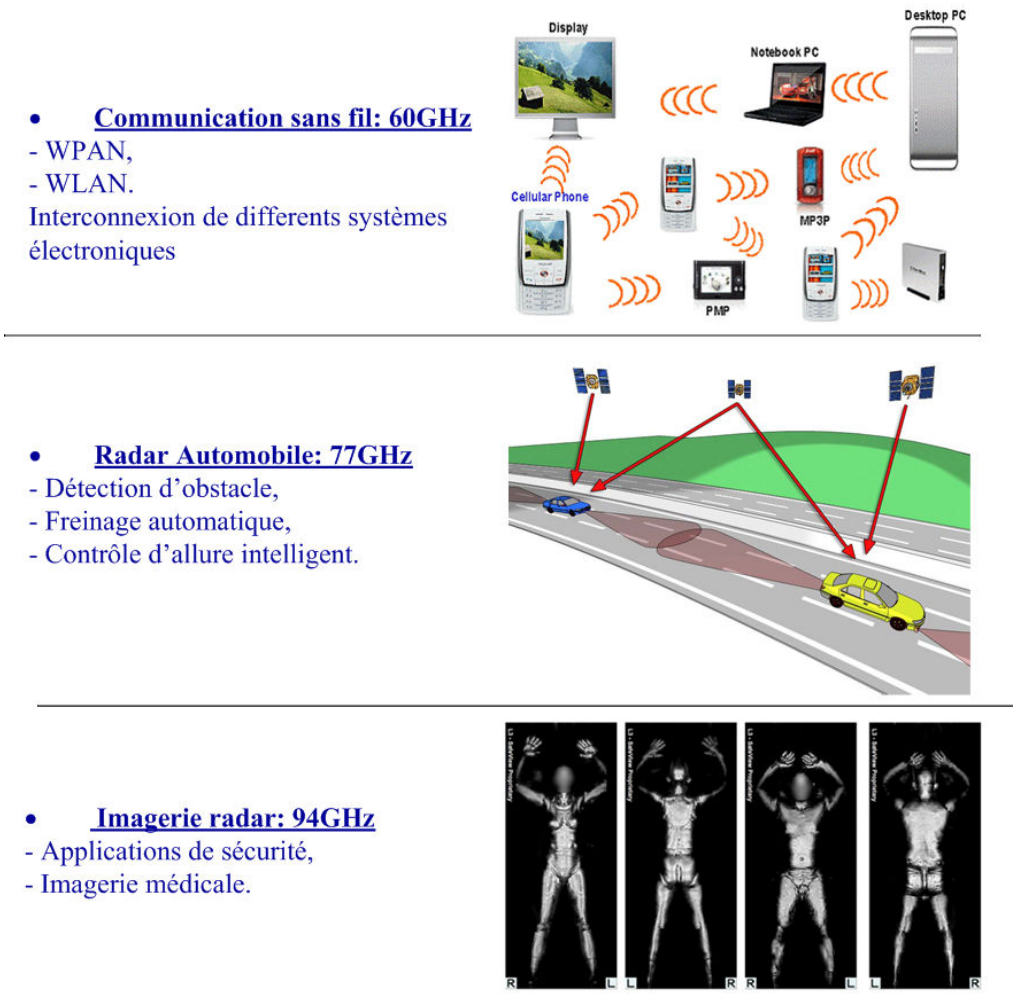


Figure I-1: Les nouvelles applications millimétriques.

Nous pouvons retenir les trois principales gammes de fréquences pour les applications millimétriques, comme illustré dans la **Figure I-1.**

- 60GHz WPAN/WLAN: La communication sans fil 60GHz doit remplacer les nombreux câbles utilisés aujourd'hui dans les maisons ou les bureaux. Ce réseau permet de connecter plusieurs systèmes électroniques entre eux, comme la télévision, l'ordinateur, le téléphone…

- 77GHz Radar Automobile: Cette application améliore la sécurité des conducteurs et permet une anticipation de la tâche de conduite. Le radar automobile 77GHz devrait également permettre la communication inter-véhicule.

- 94GHz Imagerie Radar: Les radars 94GHz devrait équiper les scanners corporels dans les aéroports. Ces scanners produisent une image numérique du corps, permettant de détecter les objets dissimulés sous les vêtements.

Afin de maintenir une solution à très faible coût et une forte demande de la miniaturisation, il est prévu de développer des systèmes entièrement intégrés sur un substrat de silicium grâce à une approche système sur puce (SOC), intégrant une partie récepteur et une partie émetteur. Nos travaux se focaliseront sur l'émetteur de l'application radar automobile, et plus particulièrement sur la co-intégration en technologie silicium avancée d'un amplificateur de puissance et d'une antenne à une fréquence de 79GHz.

I.2 Les applications radar

I.2.a Un peu d'histoire

Le mot RADAR est un sigle américain composé des lettres initiales de l'expression **RA**dio **D**étection **A**nd **R**anging (détection et distance par la radio), expression qui correspond, dès 1932, à la détection électromagnétique et dont l'objet était l'utilisation de l'écho des ondes électromagnétiques, pour situer un obstacle par sa direction et sa distance. Depuis que Hertz, en 1889, avait prouvé expérimentalement que les ondes électromagnétiques se réfléchissaient sur des surfaces conductrices, il était évident que le phénomène universel de l'écho devait être observé avec ces radiations, comme avec les ondes sonores et la lumière. Plusieurs inventeurs, scientifiques et ingénieurs ont contribué ensuite au développement du concept du radar. Les fondements théoriques datent de 1904 avec le dépôt du brevet du « Telemobiloskop » par l'allemand Christian Hülsmeyer [BLA04]. Celui-ci a démontré la possibilité de détecter la présence de bateaux dans un brouillard très dense. En envoyant une onde à l'aide d'une antenne multipolaire, son système notait le retour depuis un obstacle avec une antenne

dipolaire sans pouvoir cependant en définir plus qu'un azimut approximatif et aucunement sa distance. C'était donc le RAD (radio détection) mais pas le AR (azimut et rayon). Le premier paquebot américain sur lequel fut installé un détecteur électromagnétique (en 1938) fut le « New -York » et c'est en octobre 1939 que furent commandés par la Marine américaine des appareils sensiblement conformes au prototype expérimenté sur le « New-York ». Rappelons que le paquebot français «Normandie » avait à son bord, depuis 1935, un équipement radar construit par la société française radio-électrique, selon les données techniques venant du centre de recherche du groupe industriel de la Compagnie générale de TSF. La contribution britannique à la création du radar a commencé en 1935, avec la proposition adressée par M. Robert Watson-Watt (l'inventeur dit « officiel » du radar) au comité d'études pour la défense aérienne de Grande-Bretagne.

I.2.b 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 réfléchie 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'impulsions 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. Le Radar propage des pulsations électromagnétiques (RF) dans l'air à la vitesse de la lumière (300 000 km/s). La pulsation est réfléchie par un objet et revient comme écho. Le Radar détermine ainsi l'éloignement de la cible en mesurant le temps écoulé entre l'émission de la pulsation et le retour de l'écho. Le relèvement de la cible détectée est déterminé par la direction vers laquelle pointe l'antenne du radar lorsqu'elle émet l'impulsion. L'utilisation de plusieurs de ces dispositifs permet de localiser l'objet. Les radars de contrôle routier utilisent le principe de l'effet Doppler pour mesurer la vitesse. Cet effet est le décalage de fréquence d'une onde électromagnétique entre la mesure à l'émission et à la réception lorsque la distance entre l'émetteur et le récepteur varie au cours du temps. La fréquence d'une onde perçue par un observateur varie en fonction de la vitesse de la source émettrice par rapport à l'observateur:

- La fréquence perçue augmente lorsque la cible se rapproche ;
- La fréquence perçue diminue lorsque la cible s'éloigne ;
- Le décalage de fréquence est proportionnel à la vitesse de la cible.

I.2.c Les bandes de fréquences radar

Les noms des plages de fréquences (**Tableau I-1**) utilisées dans le monde des radars proviennent de la Seconde Guerre mondiale. En effet, pour garder secret le développement de ce système, les militaires ont décidé de donner à ces plages des noms de code qui sont demeurés en usage depuis. Ils ont été adoptés aux États-Unis par l'Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) et internationalement par l'Union Internationale des Télécommunications. Cependant, certains utilisateurs des bandes radios, comme les télédiffuseurs et l'industrie des contre-mesures militaires, ont remplacé les vocables traditionnels par leur propre identification.

Tableau I-1 : Plages de fréquences radar

Nom de bande	Plage de fréquences	Longueurs d'onde	Commentaires
HF	3-30 MHz	10-100 m	Pour **high frequency** (haute fréquence). Utilisée par les radars côtiers et les radars "au-delà de l'horizon".
P	< 300 MHz	1 m	Pour **précédent** : appliquée *a posteriori* aux radars primitifs
VHF	50-330 MHz	0,9-6 m	Pour **very high frequency** (très haute fréquence). Utilisée par les radars à très longue portée et par ceux à pénétration de sol.
UHF	300-1000 MHz	0,3-1 m	Pour **ultra high frequency** (ultra haute fréquence). Radars à très longue portée (ex. détection de missiles balistiques), pénétration de sol et de feuillage.
L	1-2 GHz	15-30 cm	Pour **long**. Utilisée pour le contrôle aérien de longue portée et la surveillance aérienne, le GPS (Global Positioning System, et donc les radars passifs se basant dessus).
S	2-4 GHz	7,5-15 cm	Pour **short** (court). Utilisée par les radars de trafic aérien local, les radars météorologiques et navals.
C	4-8 GHz	3,75-7,5 cm	**C**ompromis entre les bandes S et X pour les transpondeurs satellitaires et les radars météorologiques.
X	8-12 GHz	2,5-3,75 cm	Pour les radars météorologiques, les autodirecteurs de missiles, les radars de navigation, les radars à résolution moyenne de cartographie et la surveillance au sol des aéroports.
K_u	12-18 GHz	1,67-2,5 cm	Fréquence juste sous K (indice 'u' pour *under* en anglais) pour les radars de cartographie à haute résolution et l'altimétrie satellitaire.
K	18-27 GHz	1,11-1,67 cm	De l'Allemand **Kurz** (court). Très absorbé par la vapeur d'eau, K_u et K_a sont utilisées pour la détection des gouttelettes de nuages en météorologie et dans les radars routiers (24.150 ± 0.100 GHz) manuels.
K_a	27-40 GHz	0,75-1,11 cm	Fréquence juste au-dessus de K (indice 'a' pour "above" en anglais) pour la cartographie, la courte portée, la surveillance au sol des aéroports, les radars routiers (34.300 ± 0.100 GHz) automatisés, et les radars anti-collision montés sur les voitures haut de gamme.
mmW	40-300 GHz	1 – 7,5 mm	Bande millimétrique subdivisée en trois parties : Q, V et W
Q	40-60 GHz	7,5 - 5 mm	Utilisée pour les communications militaires.
V	50-75 GHz	6,0 - 4 mm	Très fortement absorbée par l'atmosphère.
W	75-110 GHz	2,7 - 4 mm	Utilisée comme radar anti-collisions automobile et pour l'observation météorologique à haute résolution et de courte portée.

I.3 Application radar automobile

I.3.a Généralités

L'application radar automobile dans les télécommunications a pour but d'améliorer la sécurité et le confort des conducteurs. Pour cela, les conducteurs exploitent, en temps réel, les informations de vitesse et de position des véhicules se trouvant à l'intérieur du faisceau émis et réceptionné par le radar. Cette information peut être transmise en temps réel avec les véhicules voisins afin de pouvoir communiquer sur de longues distances. En plus les panneaux de signalisation présents sur la route pourraient être indiqués sur le tableau de bord. L'objectif global est de contribuer à l'anticipation de la tâche de conduite.

Les deux fonctions principales du radar automobile sont :

- le contrôle d'allure intelligent (CAI ou ACC : **A**daptative **C**ruise **C**ontrol) avec le « radar longue portée » (LRR : **L**ong **R**ange **R**adar). Cela permet à un véhicule de maintenir une distance de sécurité.
- et la communication entre véhicules: radar anticollision avec le « radar courte portée » (SRR : **S**hort **R**ange **R**adar). C'est un système pouvant avertir le conducteur d'une collision. Dans le cas où la collision est inévitable, le véhicule peut se préparer pour minimiser les blessures aux passagers et autres personnes en régulant par exemple la pré-tension des ceintures de sécurité.

Comme on peut l'observer dans la **Figure I-2**, la plage de distances couvertes en courte portée doit être de l'ordre de 30m. En version longue portée, elle doit atteindre 150 m minimum.

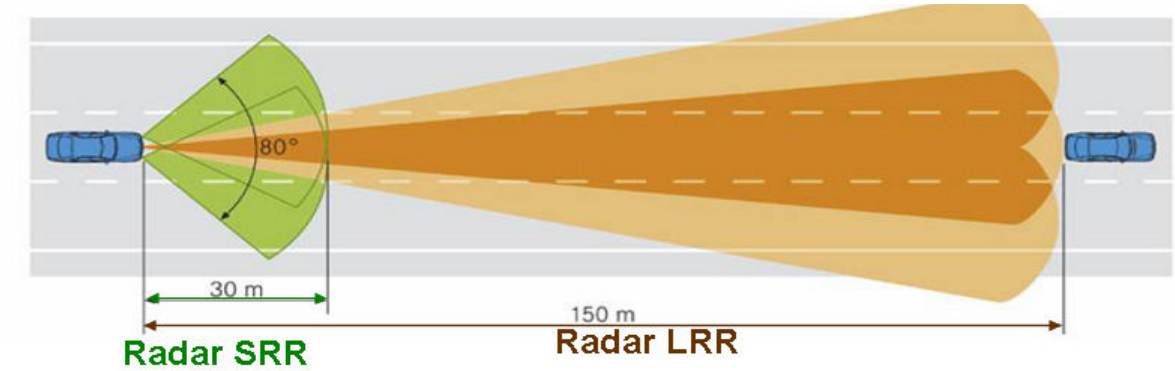


Figure I-2: Distance et résolution des radars automobiles [WEN05].

Les applications actuelles de radar simple, (sans communication), sont soit à 24GHz, courte portée, soit à 77GHz, longue portée. Bien que des systèmes de radars de fréquence porteuse à

24 GHz soient déjà en utilisation, récemment une bande permanente a été allouée à 77-81 GHz, permettant pour le long terme le développement des services radar afin de remplacer la bande 24 GHz qui disparaîtra à l'horizon 2013 (**Figure I-3**). Dans le cas du radar Short Range, l'angle d'ouverture a un large champ de vue (de 30 à 180°). Dans le cas de l'antenne Long Range, un angle d'ouverture relativement faible (de 5 à 10°) est requis pour atteindre le niveau de gain souhaité.

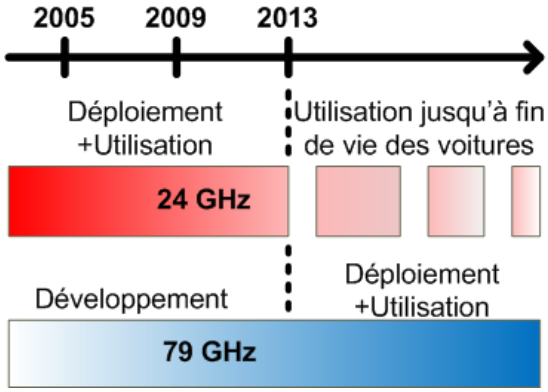


Figure I-3: Phase de transition de 24GHz à 79GHz pour l'application SRR.

La longueur d'onde est de 6,25mm à 24 GHz et 1,898mm à 79 GHz. Le passage de 24 GHz à 79 GHz génère une réduction de la longueur d'onde d'un facteur de 3,3.

La **Figure I-4** présente certaines des fonctions envisagées de couvertures radioélectriques complémentaires autour du véhicule équipé de plusieurs radars. Ces radars à courte portée devraient constituer une ceinture de sécurité virtuelle à 360° autour du véhicule.

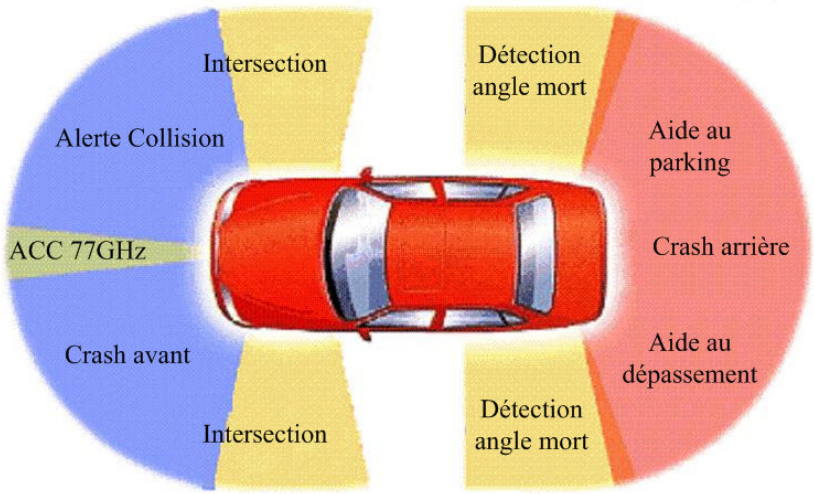


Figure I-4: Différentes applications de sécurité autour d'un véhicule par l'installation de plusieurs radars.

Le Short Range Radar est un système radar intégré dans la voiture qui devrait aider le conducteur dans certains cas, tels que :

- la détection de collision,
- l'avertissement en cas d'obstacle,
- le freinage automatique,
- la détection de voie et l'aide au changement de voie,
- l'aide au parking,
- et la reconnaissance des piétons et des panneaux de signalisation.

Pour remplir toutes ces fonctions, le système radar ne sera pas seulement dirigé vers l'avant mais aussi latéralement et sera capable de regarder en arrière. A « full system » radar à courte portée est donc constitué de plusieurs radars autour du véhicule. En outre, il reste un radar à longue portée qui doit être fourni pour le régulateur de vitesse automatique (ACC).

L'ACC a été commercialisé pour la première fois au Japon en 1995. En 1999, Le constructeur automobile Mercedes a présenté le 77 GHz "Distronic" dans la classe S, suivie par d'autres constructeurs qui proposent l'ACC en option, telles que BMW et AUDI pour les constructeurs européens. L'ACC est aussi disponible chez les constructeurs japonais Honda et Toyota.

Considérant que les fabricants européens d'automobiles proposent des systèmes à 77 GHz uniquement pour les systèmes ACC, leurs concurrents japonais Honda et Toyota ont déjà introduit l'assistance au freinage pour éviter les collisions (en plus de l'ACC) en 2003 sur la base de la technologie radar à longue portée 77 GHz (LRR).

I.3.b Spécifications radar

Les systèmes SRR et LRR, qui sont utilisés pour les applications automobiles, ont les caractéristiques définis dans le **Tableau I-2**. Ces spécifications sont extraites de l'European Telecommunications Standards Institute (ETSI), c'est-à-dire l'Institut européen des normes de télécommunication. Les spécifications suivantes sont définies : la gamme de fréquence, la distance à atteindre et les niveaux de puissance EIRP émises par le transmetteur. La dénomination EIRP - PIRE (Equivalent isotropically radiated power - puissance isotropique rayonnée équivalente) est la puissance effective émise par un transmetteur (**Figure I-5**).

Tableau I-2 : Spécifications du SRR et LRR			
	SRR	LRR	
		FMCW	Pulsed
Fréquences	77 GHz à 81 GHz	76 GHz à 77 GHz	
Densité spectrale EIRP	@ 79 GHz < -15 dBm/MHz à -3 dBm/MHz		
Puissance moy. EIRP	18 dBm à 30 dBm	50 dBm	23,5 dBm
EIRP max	@ 79 GHz 46,2 dBm à 55 dBm	55 dBm	
Distance de portée	30 m	150 m	

Elle est exprimée:

- soit en dBm,

$$EIRP\ [dBm] = P_T\ [dBm] + G_A\ [dBi] \quad \textbf{(I-1)}$$

- soit en dBW (Décibel par rapport à 1 Watt),

$$EIRP\ [dBW] = EIRP\ [dBm] - 30 \quad \textbf{(I-2)}$$

- ou soit en Watt,

$$EIRP\ [W] = 10^{(G_A/10)} * P\ [W] \quad \textbf{(I-3)}$$

Avec comme notation:

G_A [dBi]: Gain de l'antenne en [dBi],

P_T [W]: Puissance d'émission du transmetteur en [W],

P_T [dBm]: Puissance d'émission du transmetteur en [dBm].

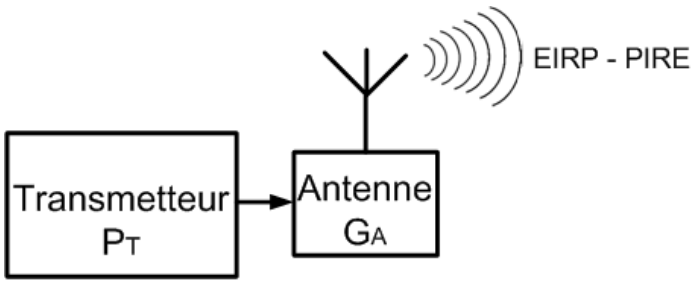


Figure I-5: EIRP - PIRE: Puissance effective émise par le transmetteur et l'antenne.

II. ARCHITECTURES DES SYSTEMES DE TELECOMMUNICATION

II.1 Généralités

Le module radar intègre un système de communication radiofréquence (RF) pour émettre et recevoir des ondes électromagnétiques à des fréquences très élevées (77-81 GHz). L'architecture générale de l'ensemble émetteur/récepteur est présentée sur la **Figure I-6**.

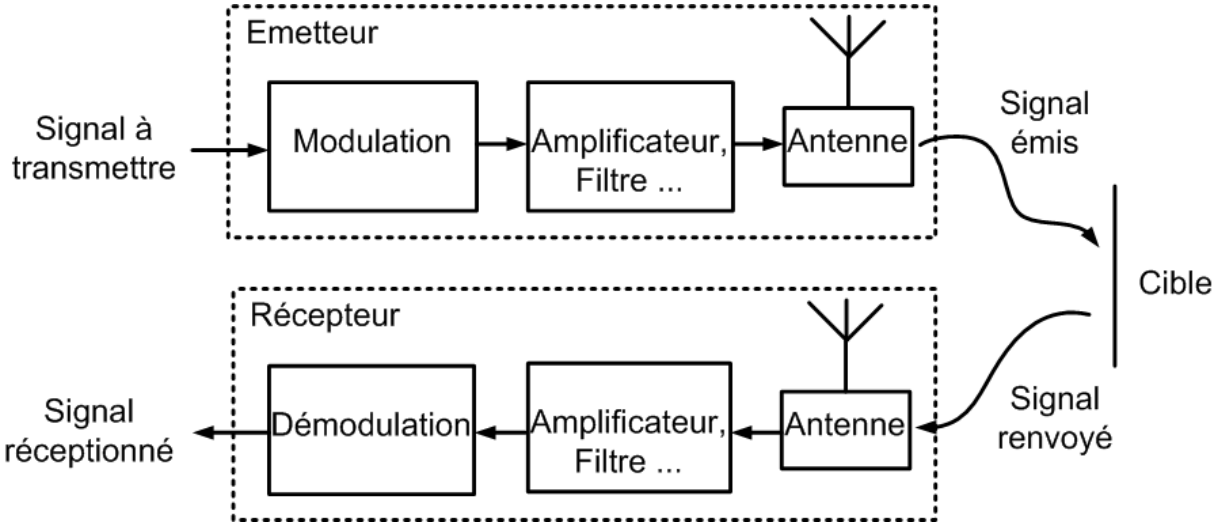


Figure I-6: Système de transmission : Emetteur / Récepteur.

- les circuits de la chaîne d'émission assurent la modulation, la montée en fréquence, le filtrage, l'amplification du signal modulé et l'émission de l'onde électromagnétique.

-les circuits de la chaîne de réception assurent la réception de l'onde électromagnétique, l'amplification, le filtrage, la descente en fréquence et la démodulation du signal modulé.

On déduit la distance entre la cible et le radar grâce à la vitesse de l'onde et l'intervalle de temps entre son émission et sa réception. La génération d'une onde EM est très brève et se déplace à la vitesse de la lumière (c=3*10^8 m/s). La vitesse est calculée par « intégration » de la distance en fonction du temps sur plusieurs émissions.

Les radars automobiles assurent différentes fonctionnalités (par exemple, la détection et l'entrave d'obstacles, l'anticipation de collision, la régulation adaptative), et utilisent différents principes de fonctionnement (radar-impulsionnel, radar modulé en fréquence à ondes continues). De part leur simplicité, les systèmes radio-impulsionnels ultra large bande sont des systèmes de communication à courte portée et faible puissance.

II.2 Architectures ultra large bande et bande étroite

Parmi les développements en matière de communication, nous pouvons diviser les différentes techniques en deux grandes familles :

- Techniques de modulations vectorielles bande étroite.
- Techniques de modulations Ultra Large Bande (ULB).

La **Figure I-7** représente les architectures d'émission/réception de l'ULB et d'un système type de communication "classique" à bande étroite. Les éléments composant les architectures d'émission et de réception sont les suivants :

- Modulation/Démodulation: Conversion d'une information numérique en une information analogique et la conversion en données numériques d'un signal analogique modulé.

- Mélangeur: Il permet de réaliser une transposition de fréquence pour permettre une montée ou une descente en fréquence.

- Filtre : Il permet d'atténuer les composantes indésirables autour du signal en ne laissant passer que les signaux dont la fréquence se trouve dans la bande choisie.

- Amplificateur de puissance: Il est utilisé dans la partie transmission pour amplifier le signal RF afin de fournir la puissance souhaitée.

- Amplificateur à faible bruit: Il est utilisé dans la partie réception, chargé d'amplifier des signaux RF de niveaux très faibles tout en minimisant le bruit sur le signal.

- Antenne : Conversion d'un signal électrique en onde électromagnétique à l'émission, et la conversion d'une onde électromagnétique en signal électrique à la réception.

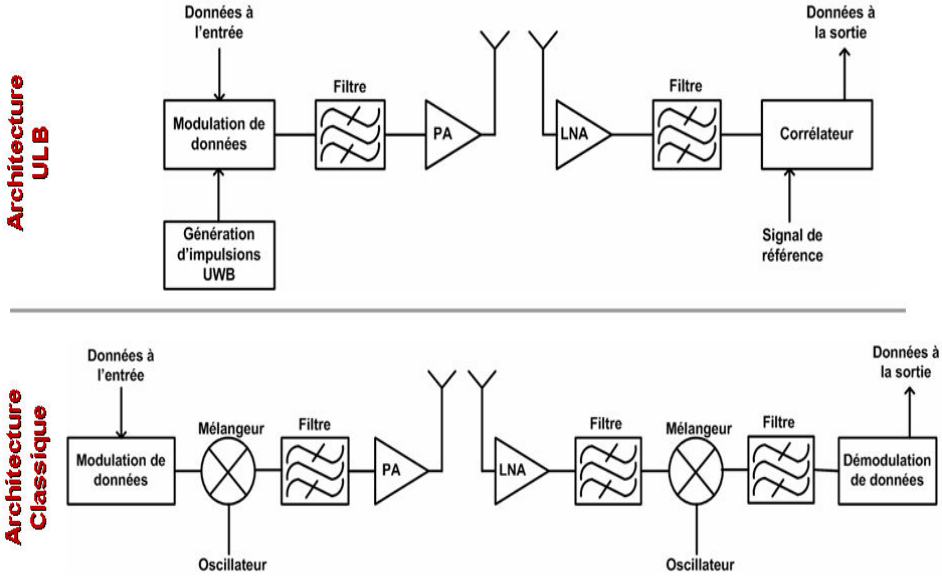


Figure I-7: L'architecture Emetteur/Récepteur d'un système de communication ULB et bande étroite.

La technique ULB impulsionnelle est basée sur la transmission et la réception d'impulsion très brève, de forme gaussienne (**Figure I-8**). Le spectre de cette impulsion s'étend sur une très large bande.

La technique à bande étroite, quant à elle, consiste à utiliser une fréquence radio spécifique pour la transmission et la réception de données. La bande de fréquences utilisée est très petite afin de limiter les interférences sur les bandes adjacentes.

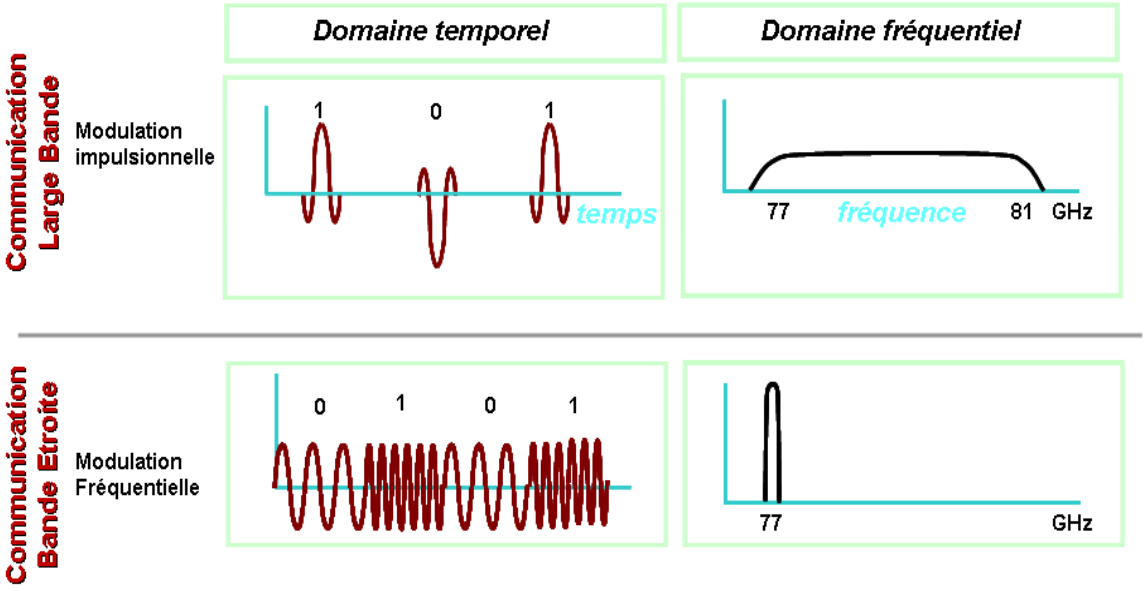


Figure I-8: Représentation des signaux dans le domaine temporel et fréquentiel d'un système de communication ULB et bande étroite.

II.2.a Modulation bande étroite

On parlera de modulation bande étroite lorsque le signal binaire en bande de base occupe une faible bande spectrale:

$$\frac{2BP}{f_h + f_l} \leq 20\% \qquad \textbf{(I-4)}$$

avec *BP,* la bande passante du canal,

f_h, la fréquence supérieure de la bande passante,

f_l, la fréquence inférieure de la bande passante.

On distingue les techniques mono porteuses et multi porteuses. Nous répertorions sur la **Figure I-9** l'ensemble des méthodes de modulations en bande étroite:

- En modulation de fréquence FSK, les niveaux logiques sont représentés par la variation de la fréquence de la porteuse.

- La modulation de phase PSK associe à un code binaire une valeur de la phase de la porteuse.

- La modulation d'amplitude ASK s'applique en faisant varier l'amplitude du signal en fonction des bits à coder.

- La modulation QAM (Quadrature Amplitude Modulation) ou modulation d'amplitude en quadrature de phase est une technique qui emploie une combinaison de modulation de phase et d'amplitude. Elle est largement employée pour permettre d'offrir des débits binaires élevés.

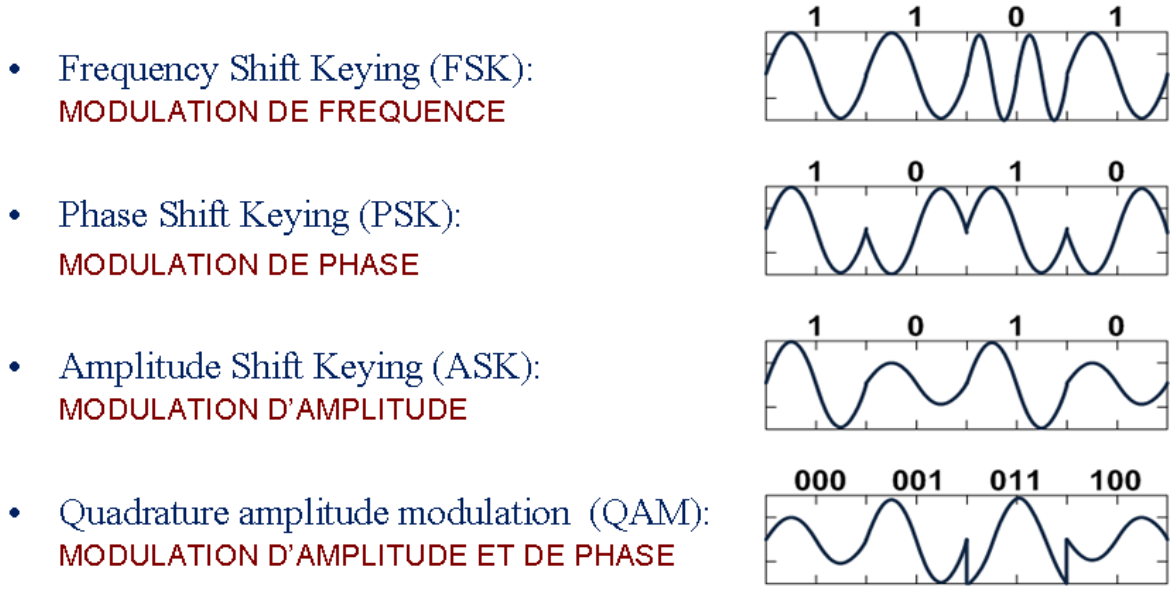


Figure I-9: Exemple de modulation bande étroite.

Dans le cas des techniques mono porteuses, les schémas de modulation BPSK, QPSK (et ses dérivés), 16QAM, 64 QAM sont généralement employés : ceux-ci correspondent à un compromis entre efficacité énergétique et efficacité spectrale dépendant du débit visé. La modulation FSK présente également un intérêt du fait de sa simplicité de mise en œuvre mais possède une faible efficacité énergétique.

Les techniques multi porteuses telles que l'OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) ont pour vocation de limiter l'influence du canal radio sur la qualité de communication : le signal binaire est réparti sur un grand nombre de sous-porteuses orthogonales par un traitement.

II.2.b Modulation impulsionnelle ULB

Les signaux impulsionnels ULB (Ultra Large Bande) sont généralement générés en bande de base sur une vaste plage de fréquences.

Nous répertorions sur la **Figure I-10** l'ensemble des méthodes de modulation impulsionnelle ULB :

- Modulation d'impulsion en position (PPM): l'information est codée suivant la position de l'impulsion dans le temps. Pour le bit '0', un décalage δ est appliqué par rapport à la position de référence qui correspond au bit '1'. Le décalage δ est appelé indice de modulation, il dépend de la durée de l'impulsion.

- Modulation d'impulsion en amplitude (PAM): l'information est modulée suivant plusieurs niveaux possibles d'amplitude.

- Modulation tout ou rien (OOK): basée sur un principe simple qui consiste à envoyer une impulsion (ou une série d'impulsions) pour le bit '1' et à envoyer un zéro (ou une série de zéros) pour un bit '0'.

- Modulation Bi-Phase (BPM): consiste à coder l'information par la polarité (positive ou négative) de l'impulsion. Cette modulation est aussi bien connue sous le nom du BPSK (Bi-Phase Shift Keying Modulation) : Pour un bit '0', le monocycle utilisé commence d'abord par le pic négatif. Alors que pour un bit '1', le monocycle utilisé commence d'abord par le pic positif.

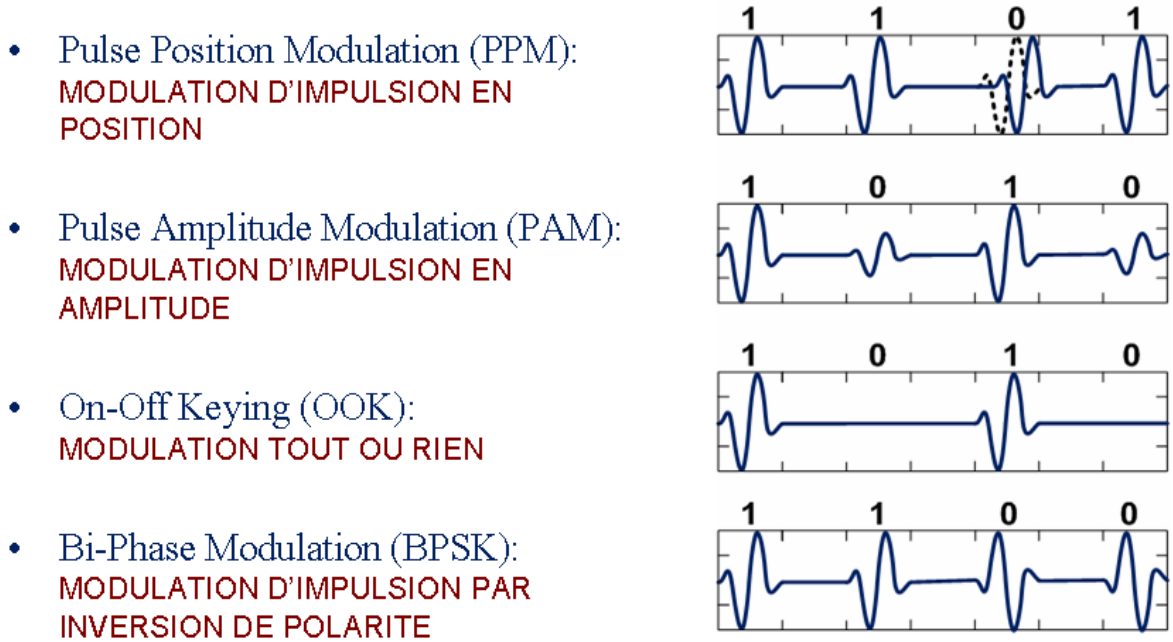


Figure I-10: Exemple de modulations d'impulsion.

II.3 Radar CW et FMCW

La plupart de ces systèmes radars automobiles sont mis au point à la fréquence de 24 GHz utilisant le radar FMCW comme présenté dans l'article spécialisé du trafic routier [CHA09]. Le principe de fonctionnement du radar CW (Continuous Wave) et FMCW (Frequency Modulated Continuous Wave) est décrit brièvement ci-après.

II.3.aRadar CW

Le radar CW utilise une onde continue. Il est constitué d'un émetteur sans modulation et un récepteur qui mélange le signal émis et le signal reçu. Si la cible a une vitesse non nulle par rapport au radar, le signal renvoyé aura une fréquence différente de celle du signal émis (effet Doppler). La fréquence de l'onde réfléchie sera plus grande pour les véhicules s'approchant du radar et plus petite pour ceux s'éloignant. La fréquence émise est de l'ordre de plusieurs GHz. La mesure d'une vitesse est donc transposée en la mesure d'une fréquence. Le schéma du système radar CW est illustré dans le diagramme de la **Figure I-11**.

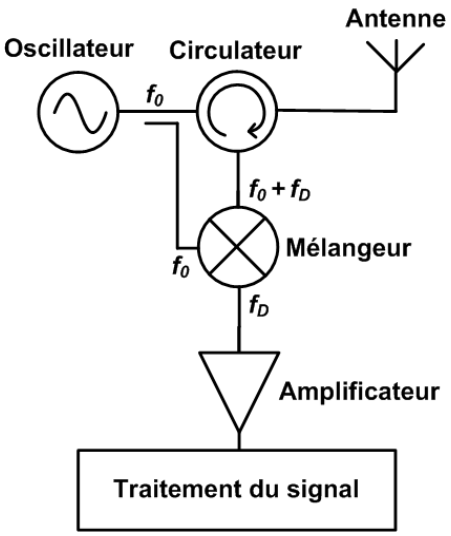


Figure I-11: Système radar CW.

En mesurant la différence de fréquence entre l'onde émise et celle retournée, on peut calculer la vitesse de la cible. Ceci se fait en trouvant le battement entre les deux ondes. La fréquence de battement des deux signaux, que l'on nomme également la fréquence Doppler, sera proportionnelle à la vitesse. L'équation du calcul de la vitesse d'une cible se déplaçant avec un angle φ par rapport à cette direction est :

$$v_r = \frac{f_D \cdot c}{2 \cdot f_0 \cdot \cos(\varphi)} \qquad \textbf{(I-5)}$$

Avec comme notation :

f_D : Fréquence doppler en Hz ,

f_0 : Fréquence de l'oscillateur radar en Hz ,

v_r : Vitesse relative par rapport à l'émetteur en ms^{-1} ,

c : Vitesse de la lumière dans le vide en ms^{-1} (soit $3*10^8$ ms^{-1})

φ : Angle entre la direction de la cible et le radar en degré.

Le cosinus de l'angle φ est un facteur variant de 0 pour un déplacement perpendiculaire au radar à 1 pour celui vers le radar.

Ce système radar CW ne fournit aucune information sur la distance, et son intérêt réside dans sa simplicité.

II.3.b Radar FMCW

Dans le cas du radar FMCW, la fréquence transmise change en fonction du temps d'une façon connue ce qui permet en plus la mesure de distance. La mesure de vitesse est déterminée par l'effet Doppler comme pour le radar CW. Dans ce type de radars, la modulation est en général linéaire, par exemple une fonction triangulaire ou en dent de scie.

Le fonctionnement du radar FMCW peut être expliqué en utilisant le diagramme de la **Figure I-12**. Le radar émet un signal CW dont la fréquence est modulée en fonction du temps avec une forme d'onde triangulaire.

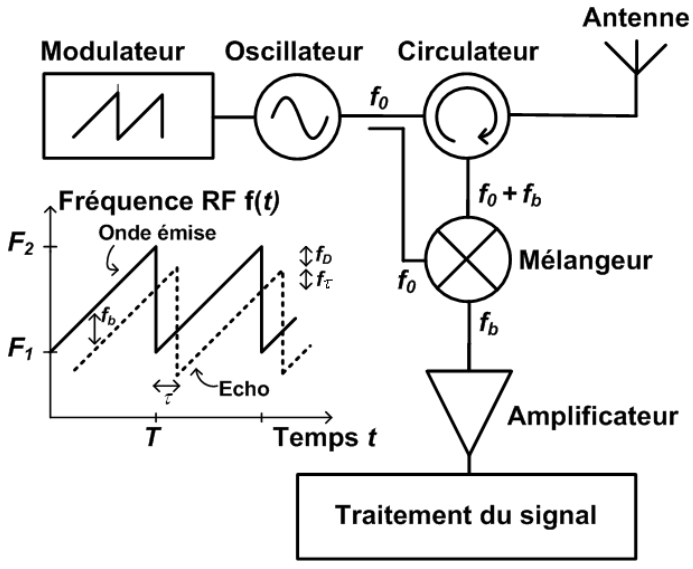


Figure I-12: Système radar FMCW.

Le signal réfléchi par la cible (écho radar) dans le faisceau du radar sera retardé par un temps $\tau = \frac{2 \cdot D}{c}$.

Le signal transmis et l'écho radar sont démodulés (mélangeur). Si la cible est en mouvement par rapport à l'émetteur du radar, la fréquence de battement est :

$$f_b = f_D + f_\tau \text{ avec } f_D = 2 \cdot f_0 \cdot \frac{v_r}{c} \text{ et } f_\tau = (F_2 - F_1)\frac{2 \cdot D}{c \cdot T} \quad \textbf{(I-6)}$$

Avec comme notation :

f_b : Fréquence de battement en Hz ,
f_τ : Fréquence liée au retard en Hz ,
$F_2 - F_1$: Variation de la fréquence transmise en Hz ,
T : Période de la modulation de fréquence en s ,
D : Distance de la cible par rapport à l'émetteur en m .

La fréquence due au retard détermine la distance de la cible, et la fréquence Doppler contient l'information de vitesse relative (radar CW). L'équation du calcul de la distance est donc:

$$D = \frac{c \cdot f_\tau \cdot T}{2(F_2 - F_1)} \quad \textbf{(I-7)}$$

Si la cible est à l'arrêt (pas de Doppler), la fréquence de battement est constante et proportionnelle à la distance de la cible ($f_b = f_\tau$).

En général, plusieurs ondes sont émises en phase à la sortie de l'émetteur radar avec une fréquence légèrement différente entre chaque onde. L'analyse du déphasage après réflexion sur la cible permet donc de mesurer la distance de la cible. Cela permet ainsi de mesurer simultanément la distance et la vitesse instantanées des véhicules.

II.4 Radar ULB Impulsionnel

Les radars à impulsion ultra large bande utilisent des impulsions très courtes de l'ordre de quelques nanosecondes avec un spectre étendu qui va de quelques dizaines de MHz à quelques GHz. Avec ces propriétés, le radar ULB a plusieurs avantages [TER03] :

- La brièveté des impulsions à fort contenu spectral permet de mesurer une réponse transitoire de la cible très riche en information et de dissocier les différents échos en réception. Cette particularité fait que cette technique est très robuste en présence de multitrajets.

- Le spectre large d'impulsions lui permet d'obtenir des résultats sur toute la bande à partir d'une mesure unique. Il lui procure aussi un fort pouvoir de détection puisqu'il couvre toute la bande.

- La partie basse du spectre favorise la pénétration de l'onde à travers des obstacles comme le sol, la végétation ou les murs.

II.5 Etat de l'art

Nous retrouvons principalement dans la littérature des transmetteurs FMCW pour les applications radar automobile 77GHz conçus en technologie silicium. Ces architectures sont donc utilisées actuellement pour les radars LRR. Récemment une architecture ULB impulsionnelle a été réalisée dans cette bande de fréquence. Cette architecture convient donc plus particulièrement pour les radars SRR favorisant la communication entre véhicules.

Le **Tableau I-3** propose un état de l'art des implémentations d'émetteurs-récepteurs FMCW et ULB impulsionnelle, réalisés en technologie silicium.

Tableau I-3 : Etat de l'art des émetteurs-récepteurs à 77GHz

	[HUA07]	[REU07]	[FOR08]	[KAW09]	[JAI09]
Emetteur - Récepteur					
Architecture	FMCW	FMCW	FMCW	FMCW	UWB Pulse
Fréquence	76,1 – 79,9 GHz	75 – 79 GHz	74,1 – 81.1 GHz	73,5 – 77,1 GHz	77 – 81 GHz
Techno.	0,18 µm SiGe :C	0,18 µm SiGe :C	0,18 µm SiGe :C	90 nm CMOS	0,18 µm SiGe :C
Surface	3,96 mm²	10,53 mm²	6,825 mm²	2,88 mm²	7,41 mm²
Conso.	-	-	3300mW	990mW	615mW
Emetteur					
Pout	17 dBm	12,5 dBm	2*7dBm	3,3-6,3 dBm	10,5 dBm
Bruit de phase OL	-	-	-75dBc/Hz @100kHz	-86dBc/Hz @1MHz	-100,4dBc/Hz @1MHz
Récepteur					
Gain	33 dB	30 dB	8,5 dB	2 dB	31 dB
NF	6,2 dB	7 dB	23,4 dB	6,8 dB	8 dB

L'ensemble des résultats obtenus donne un aperçu sur la possibilité d'intégrer des transmetteurs sur une technologie silicium visant les applications commerciales dans le

domaine millimétrique. Les puissances émises restent modestes pour des systèmes visant les applications LRR.

La **Figure I-13** montre le schéma bloc de l'émetteur-récepteur FMCW pour des systèmes radars automobiles à 77GHz. Il se compose d'un générateur de signaux (SG), un émetteur (TX), et un récepteur (RX). Dans le SG, un signal est généré à 77GHz en doublant un signal de 38.5GHz à partir d'un oscillateur commandé en tension (VCO). Un signal de modulation triangulaire est commandé à l'entrée du VCO (VCO CONT), et l'onde continue varie graduellement. Le signal « 77GHz » est divisé en deux signaux différentiels par les transformateurs. L'émetteur est composé d'un amplificateur de puissance différentiel (PA) et d'un transformateur connecté à l'antenne. Le récepteur est composé d'un LNA, d'un mélangeur, et d'un amplificateur en fréquence intermédiaire. Le signal reçu à 77 + Δf GHz est directement transposé en basse fréquence par le signal d'oscillateur local 77GHz. Ici, Δf GHz correspond à l'effet Doppler.

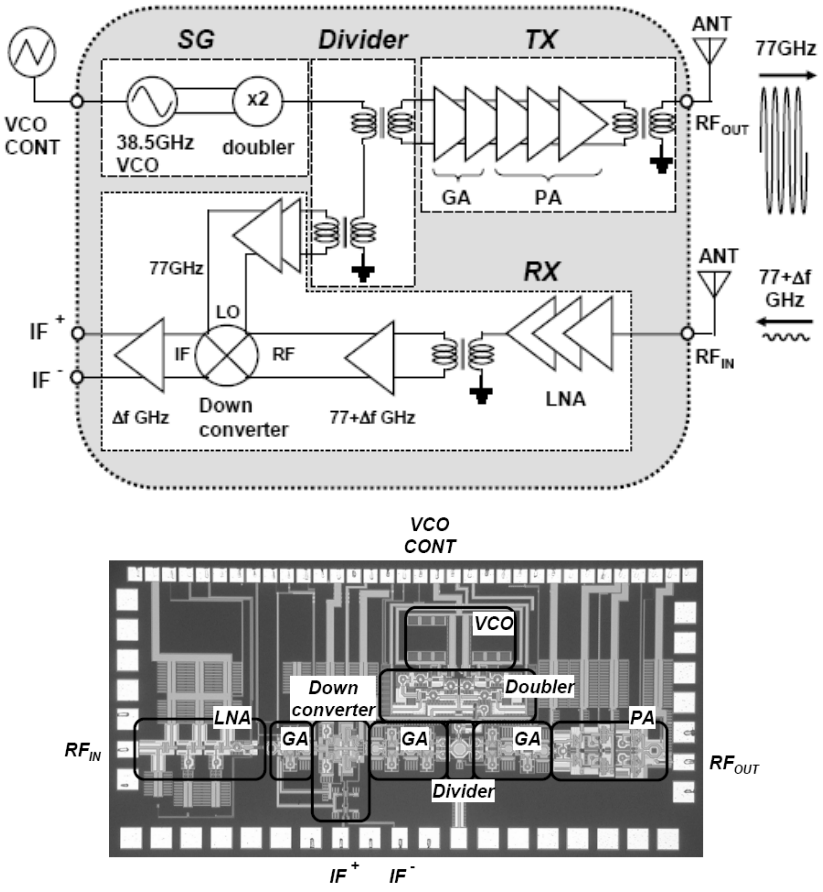


Figure I-13: Architecture Emetteur-Récepteur FMCW [KAW09].

La **Figure I-14** montre le schéma bloc d'un émetteur-récepteur ULB impulsionnel pour des radars automobiles à courte portée dans les deux bandes de fréquence 22 à 29GHz et 77 à 81GHz. Le radar émet des impulsions RF à un débit déterminé par la fréquence de répétition des impulsions (PRF). La présence d'un objet est détectée dans le récepteur en corrélant l'impulsion réfléchie avec une version retardée de l'impulsion transmise. Côté émission, un mélangeur (Pulse Former) transpose le signal impulsionnel basse fréquence à la fréquence porteuse 24/79GHz (OL). Le signal RF est ensuite amplifié avec un PA pour chaque bande. En réception, un LNA est aussi utilisé pour chaque bande. Ils sont suivis de mélangeurs en quadrature (I/Q) et d'amplificateurs. Les impulsions de référence sont corrélées avec les impulsions reçues dans les mélangeurs.

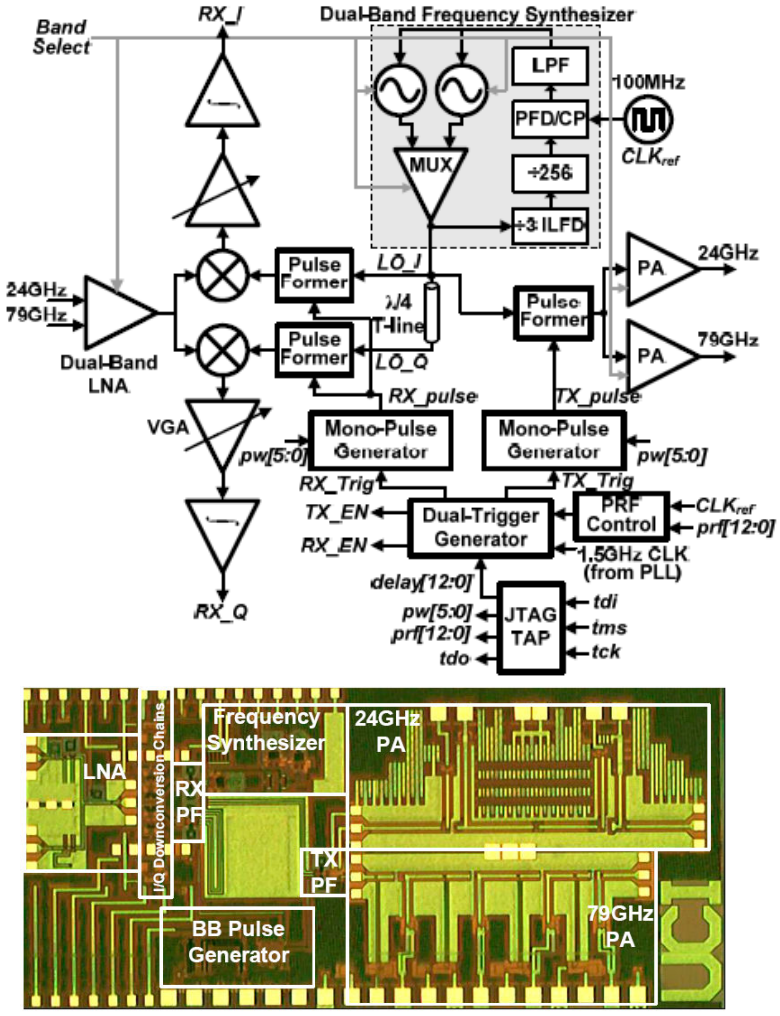


Figure I-14: Architecture Emetteur-Récepteur ULB Impulsionnel [JAI09].

III. CONTEXTE DES TRAVAUX

Les travaux de recherche s'inscrivent dans le cadre du projet RNRT VeLo. Le nom de ce projet est la communication inter **Vé**hicules et **Lo**calisation Relative Précise (VeLo). Ce

projet est une plateforme de travail sur le thème des circuits millimétriques regroupant des industriels et des laboratoires de recherches. ST Microelectronics pilote VeLo avec la collaboration des laboratoires de recherche et d'intégration de l'INRETS, du CEA et du CNRS.

La norme européenne basculant complètement vers les solutions 79GHz en 2013, le projet VeLo est un projet d'intégration visant l'application mixte radar, communication inter–véhicules et signalétique-véhicule. Ce projet met en jeu plusieurs types de technologies: les technologies de conception sur silicium, les technologies de radiation électromagnétiques, les technologies de packaging automobiles et micro ondes. Un tel type de démonstrateur de radar communicant dans la bande 80GHz est, en premier lieu, un atout pour participer aux comités nationaux et internationaux de normalisation, tels que l'ETSI en Europe, et pour orienter la standardisation de ce type de fonctionnalité. Au delà de cette normalisation, il positionnera favorablement les entreprises du consortium sur le marché du radar 79GHz.

Le Marché mondial du véhicule automobile est d'environ 60 Millions de véhicules par an, 15 millions en Europe. Le nombre de radar par véhicule varie entre 6 et 8, ce qui représente, si le coût de la solution intégrée est suffisamment faible, un marché européen à terme de 100 à 130 Millions d'unités par an.

III.1 Objectifs

Le principal objectif sera donc de prouver la faisabilité d'un module de communication radar ULB, faible débit et faible coût, en technologie SiGe dans une application embarquée à 79GHz sur véhicule (Objet Mobile). Ce module inclura:

- L'antenne qui sera soit intégrée sur silicium, dans l'optique d'un système sur puce, (SOC, System On Chip), soit déportée sur un substrat de haute qualité, dans l'approche du système dans un boîtier (SIP, System In Package).

- L'émetteur-récepteur qui sera réalisé sur une puce en technologie BiCMOS SiGe (Silicium - Germanium). Cette technologie devra permettre de réduire considérablement le coût de la solution radar simple, actuellement développée sur une base d'Arséniure de Gallium (AsGa).

- Un boîtier adapté aux contraintes de fréquences et aux normes automobiles.

- La localisation sera prise en compte par modification de modulation. A ce titre une comparaison entre deux technologies ULB sera réalisée. La première, appelée ULB-IR, est conduite dans le domaine impulsionnel, la seconde, appelée ULB-FM, utilise le principe de la

modulation de fréquence, pour la mesure des temps d'arrivées (TOA) et des angles d'arrivée (AOA).

- La gestion de l'émetteur – récepteur, communication – radar, sera réalisée par logiciels, soit émulés, soit embarqués sur FPGA.

III.2 Spécifications

Les éléments qui ressortent nettement de la normalisation en cours permettent d'extraire les éléments de spécifications de haut niveau relatifs à la fonction radar du transmetteur. Le tableau de synthèse (**Tableau I-4**), extrait du rapport intermédiaire du projet [VeLo], reprend les différents enseignements que l'on peut tirer de cette étape de spécifications.

Tableau I-4 : Spécification du radar VeLo à courte portée SRR	
Bande de fréquences	77 GHz à 81 GHz
DSP moyenne PIRE @ 79 GHz	< -15 dBm/MHz à -3 dBm/MHz
Puissance moyenne	18 dBm à 30 dBm
Puissance PIRE crête @ 79 GHz	46,2 dBm à 55 dBm
Puissance porteuse pure max PIRE pour la mesure du Doppler	23,5 dBm
Fréquence de la porteuse pure (Doppler)	Centrée sur 79 GHz, bande de 500 MHz
DSP hors bande allouée	-30 dBm/MHz (-90 dBm/Hz)
Portée maximale utile	30 m
MODULATION	
Modulation vectorielle suggérée si retenue	Conforme à IEEE 802.11a (p)
Modulation ULB suggérée	Pulse modulation, FHSS, BPSK, Pulsed FM/CW, + combinaison hybride
Atténuation au travers des pare-chocs utilisée pour définir les paramètres RF	7- 12 dB (estimation non validée trajet aller-retour de l'onde radar)
ANTENNE	
Diagramme de rayonnement antenne	Jusque 180 ° en horizontal Jusque 20 ° en vertical (sans pare-choc)
6-8 capteurs pour une ceinture de sécurité virtuelle à 360° autour du véhicule soit :	Ouverture horizontale comprise entre 45° et 180°
Efficacité antenne	70% (75% annoncé à 63 GHz)
FILIERE TECHNOLOGIQUE VELO	
Puissance Tx max réalisable	15 dBm
NF Rx réalisable	5,6 dB

III.3 Système radar ULB impulsionnel

Pour le système radar à courte distance (SRR) à 79GHz, la solution impulsionnelle a été retenue. Dans le cadre de l'application Vélo, l'investigation principale afin d'assurer les fonctions de communication et de localisation est la possibilité de transposer des signaux impulsionnels dans la bande de fréquences 77-81 GHz. De plus, le radar SRR doit couvrir un angle en élévation de 30° environ et 50° en azimuth. Ceci limite théoriquement le gain de l'antenne à 14,4 dBi. Plusieurs solutions sont donc envisagées afin de répondre aux spécifications du bilan de liaison :

- Augmenter la puissance émise à l'antenne

En combinant astucieusement plusieurs amplificateurs à l'antenne, il est possible en théorie d'augmenter la puissance d'émission. On peut imaginer placer un seul amplificateur par élément rayonnant du réseau antennaire ou plusieurs amplificateurs par éléments rayonnants.
Ainsi une architecture à 4 voies permet d'apporter théoriquement 6dB (gain antenne Tx) + 6dB (4 PAs) + 6dB (gain antenne Rx) = 18 dB par rapport à une architecture classique.

- Augmenter la directivité et le gain de l'antenne

Ceci s'effectue en diminuant l'ouverture du faisceau de l'antenne. Un balayage ou un dépointage du faisceau est alors nécessaire. Par une mise en réseau d'éléments rayonnants élémentaires (de type patch ou à fente repliée par exemple), il est possible d'apporter un gain d'antenne intéressant par formation de faisceaux, accompagné d'une capacité de dépointage ou de balayage du faisceau. Cette solution apporte de plus une meilleure robustesse aux interférences et limite la saturation des étages RF à la réception lorsque la cible est très proche.

III.3.a Architecture d'émission à formation de faisceaux

Les solutions envisagées pour le projet sont des architectures à formation de faisceau (*beam-forming* en anglais). Cela nécessite une multiplication des voies et des déphaseurs pour balayer le faisceau. On contrôle les caractéristiques de chaque voie de sorte que le signal global soit optimisé pour atteindre un récepteur dans une direction donnée. Ce groupe d'antennes au sein duquel chacune transmet avec des caractéristiques légèrement différentes, est appelé une antenne réseau à commande de phase (*phased array antenna* en anglais).

Les déphasages nécessaires à la formation de faisceaux peuvent être appliqués :

- Numériquement, lors de la génération des impulsions. Les voies doivent être alors complètement dupliquées, du DAC (Convertisseur numérique-analogique) à l'antenne. La consommation et la surface d'occupation s'en trouvent alors affectées.

- Analogiquement, en bande de base, avant le mélangeur. Les voies doivent être dupliquées du mélangeur à l'antenne (**Figure I-15**). Cette architecture présente aussi l'inconvénient d'être volumineuse.

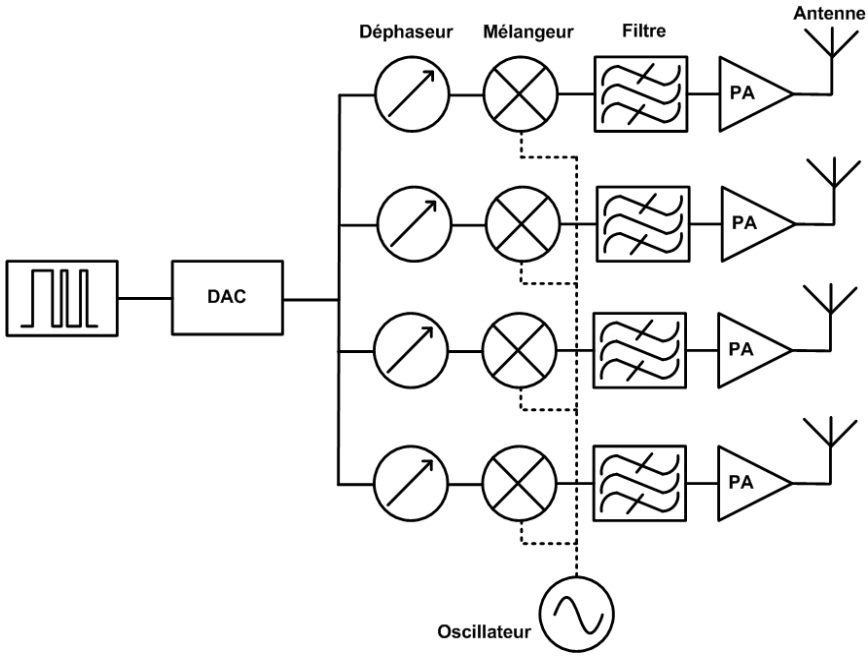


Figure I-15: Architecture d'émission à formation de faisceau - déphasage analogique bande de base.

- Analogiquement, en fréquence porteuse, avant amplification comme illustré dans la **Figure I-16**. La faisabilité de générer les déphasages en RF devra être investiguée. Les déphasages peuvent être appliqués au signal de l'oscillateur avant le mélangeur, ou au signal transposé avant l'amplificateur de puissance. La difficulté dans cette architecture est la réalisation des déphaseurs RF.

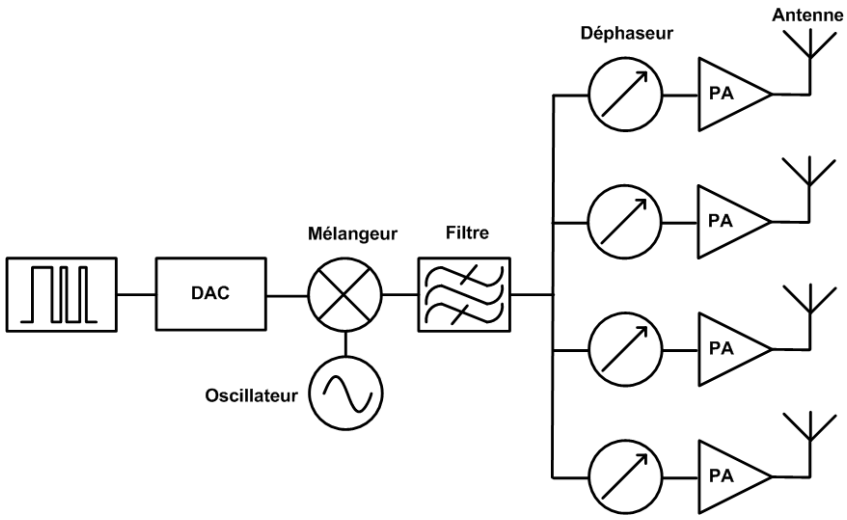


Figure I-16: Architecture d'émission à formation de faisceau - déphasage analogique RF.

III.3.b Architecture de réception à formation de faisceaux

L'architecture de réception est duale à l'architecture d'émission sur la **Figure I-16**. Toutes les solutions décrites précédemment peuvent être envisageables. Dans l'architecture de réception présentée **Figure I-17**, la formation de faisceau est appliquée analogiquement, en fréquence porteuse, après le LNA. Chaque voie de réception est composée d'une antenne, d'un LNA, d'un filtre et d'un déphaseur. Les signaux doivent sortir en quadrature de phase après les mélangeurs pour permettre les intégrations cohérentes.

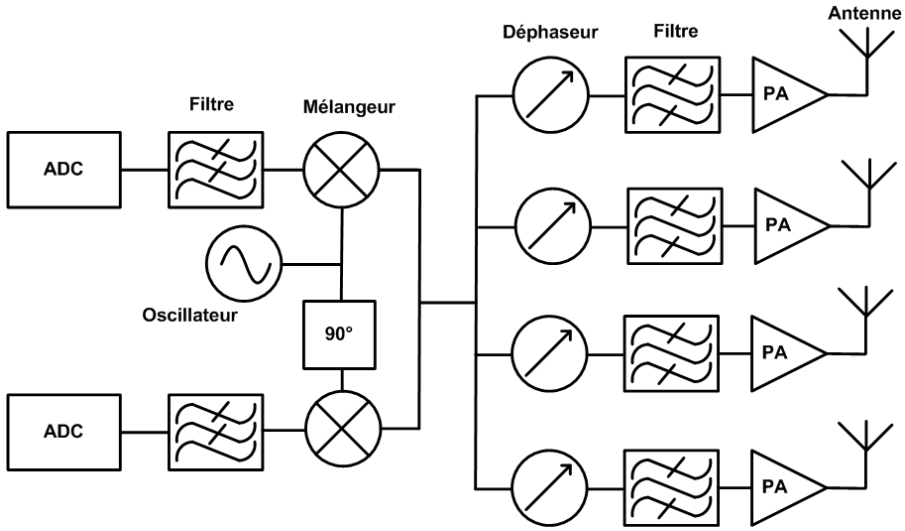


Figure I-17: Architecture de réception à formation de faisceau - déphasage analogique RF.

Une implémentation d'une architecture émetteur-récepteur à formation de faisceau a déjà été démontrée en 2006 [NAT06]-[BAB06] pour une application 77GHz. Les signaux rentrent en

quadrature de phase dans l'émetteur et sont transposés à une fréquence intermédiaire pour atténuer la fréquence image. Cette architecture applique un déphasage analogique au signal de l'oscillateur. Le signal est transposé à 77GHz pour chaque voie, suivie du PA et de l'antenne. Le transmetteur génère jusqu'à 12,5 dBm de puissance de sortie et a un gain de 40,6dB avec une bande passante de 2,5 GHz. La surface totale de la puce est de 25.8 mm², ce qui n'est pas négligeable en intégration silicium comparé aux architectures classiques présentées dans l'état de l'art pour lesquelles les surfaces restent en dessous de 10 mm².

IV. TECHNOLOGIE SILICIUM AVANCEE

IV.1 Technologies

Le choix de la technologie a un impact sur la performance de l'architecture et le coût de production. Il faut souligner qu'aujourd'hui les architectures des radars conventionnels sont limitées par deux inconvénients: une densité d'intégration basse et un coût élevé. Ces deux inconvénients peuvent être surmontés par les technologies silicium et plus précisément par les technologies bipolaires à hétérojonctions (TBH) en Silicium Germanium (SiGe). Le **Tableau I-5** donne une comparaison de trois technologies différentes: Si/SiGe, GaAs et InP. L'application visée dépend largement du coût et de la quantité de production. Pour cela, le silicium permet de répondre à ces exigences afin de réaliser un émetteur-récepteur sur un même substrat pour les applications automobiles.

Tableau I-5 : Matériaux actifs

SUBSTRAT	Si /SiGe	AsGa	InP
Définition	Silicium/ Silicium Germanium	Arséniure de Gallium	Phosphure d'Indium
Conductivité	Faible à haute résistivité	Semi-isolant	Semi-isolant
Résistance Thermique	Faible	Elevé	Moyen
Taille du substrat	Grand	Moyen	Petit
Coût du substrat par unité d'aire	Faible	Moyen	Elevé
Application	Commerciale	Commerciale et Satellite	Trop cher pour les sans fils

IV.2 Gamme en fréquence des technologies

Le coût est un des facteurs principaux déterminant le choix de la technologie. Les performances tendent à augmenter dans l'ordre suivant des technologies: Si CMOS, SiGe, AsGa et InP (**Figure I-18**). La technologie SiGe HBT est aujourd'hui très prometteuse pour les applications automobiles radar 79 GHz.

Aujourd'hui, les semi-conducteurs du groupe IV (silicium et SiGe) dominent le marché en dessous des 10 GHz et les semi-conducteurs composés III-V dominent au-dessus de 10 GHz. La gamme en fréquences, où s'exerce la concurrence entre les semi-conducteurs élémentaires et composés, change avec le temps et, se déplace à des fréquences plus élevées.

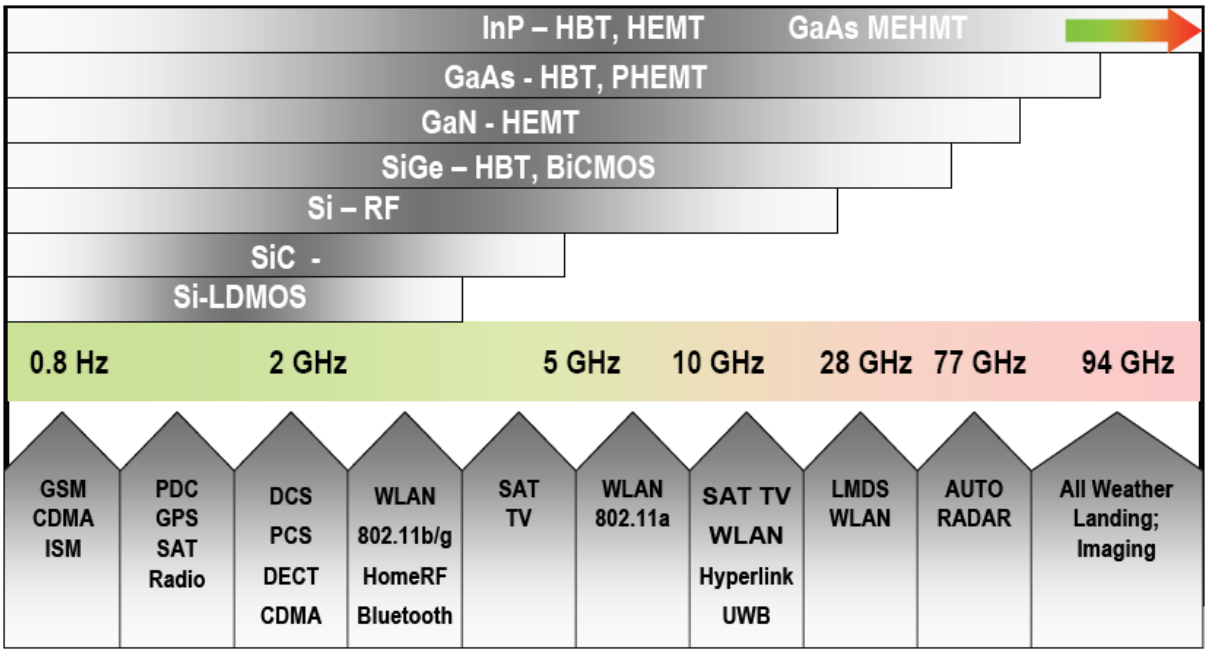


Figure I-18 : Gamme en fréquences des technologies utilisées pour les radiocommunications (ITRS 2007).

Il y a un marché émergent de masse pour les systèmes millimétriques, en particulier dans les applications automobiles. En raison de leur simplicité, les radars ULB impulsionnels ayant des puissances moyennes gagneront en importance pour les capteurs à courte portée et appareils de communication. La technologie de transistor bipolaire à hétérojonction SiGe est bien placée pour répondre à ces exigences.

IV.3 Evolution du SiGe

Un des critères essentiels pour le déploiement de grands volumes du système radar est une technologie haute performance à faible coût de fabrication. Le progrès de la technologie SiGe BiCMOS HBT est obtenu par l'évolution de la structure du transistor. Les techniques d'auto-alignement pour la fabrication des structures ont permis de réduire les dimensions du transistor ce qui favorise la montée à des fréquences très élevées.

Les performances de la technologie sont caractérisées soit par des valeurs de fréquences soit par de tensions de claquages du transistor. On note f_T, la fréquence de transition (obtenue pour un gain en courant nul) et f_{max}, la fréquence maximum d'oscillation (obtenue pour un gain en puissance nul). Le transistor a une limite en tension que l'on note BV_{CB0} (tension de claquage entre collecteur et base).

Pour un fonctionnement à 77GHz, il est souhaitable d'avoir un transistor de f_T >230GHz et f_{max} >400GHz. La **Figure I-19** donne la f_T et f_{max} des transistors SiGe disponible chez STMicroelectronics [CHE05]-[CHE08] avec un substrat de faible résistivité. Cette figure montre que les f_{max} les plus élevées >300GHz ont été obtenues pour des f_T<300GHz.

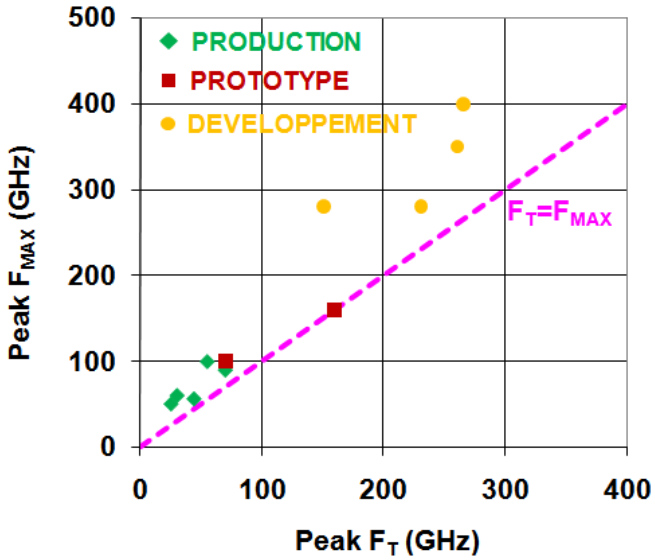


Figure I-19 : Avancées technologiques f_{max} vs f_T des transistors SiGe pour différent Design Kit disponibles chez STMicroelectronics.

La fréquence de transition et la tension de claquage sont reliées entre elles. Cela signifie que pour avoir une forte fréquence de transition, la tension de claquage sera faible. Il faut donc trouver un compromis entre f_T et B_{VCB0} afin de répondre au mieux aux applications visées.

La **Figure I-20** montre le compromis f_{max} et B_{VCB0} des transistors SiGe disponibles chez STMicroelectronics. Pour obtenir la puissance désirée, il est nécessaire de fixer B_{VCE0} autour de 6V.

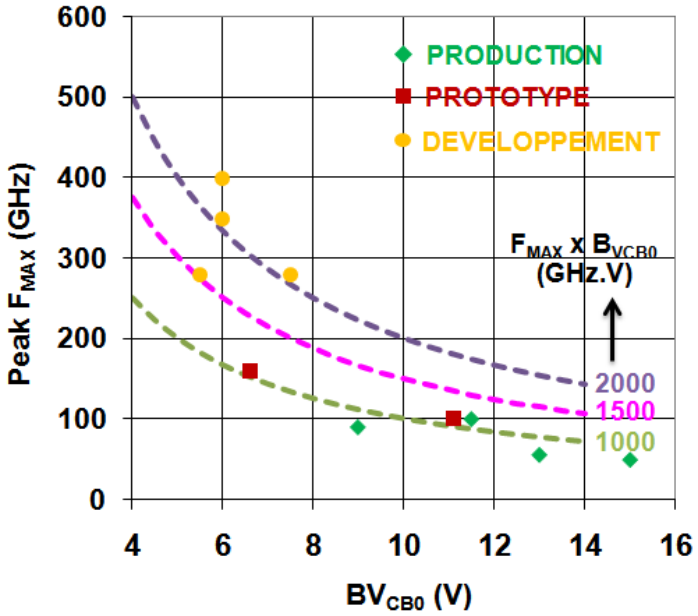


Figure I-20 : Compromis f_{max} - BV_{CB0} des transistors SiGe pour différents Design Kits disponibles chez STMicroelectronics.

V. CO-DESIGN PA-ANTENNE

V.1 Co-design d'un bloc PA-Antenne en technologie silicium pour application RADAR 80GHz

L'objectif de la thèse est de développer un module radiofréquence à l'émission pour des applications radar à 79 GHz. Ce module sera composé d'un amplificateur de puissance, d'une antenne et du circuit d'adaptation PA/Antenne. L'inter-étage entre le PA et l'antenne est une source supplémentaire d'atténuation du signal, d'autant plus rédhibitoire en technologie intégrée pour des fréquences aussi élevées. En réalisant une conception commune, ou co-design, de l'antenne et de l'amplificateur de puissance (PA), nous pouvons, à terme, nous affranchir du traditionnel inter-étage d'adaptation d'impédance entre ces deux blocs. Plus précisément, il convient de dimensionner l'antenne afin qu'elle présente à la sortie du PA l'impédance optimale que requiert son rendement en puissance maximum.

La **Figure I-21** montre l'intégration d'un transmetteur et d'une antenne réalisée par IBM pour la bande de fréquence 60GHz. La connexion est réalisée ici par une technique flip-chip. Cette technique comporte néanmoins des pertes de 3dBm entre la mesure sur puce et sur boitier.

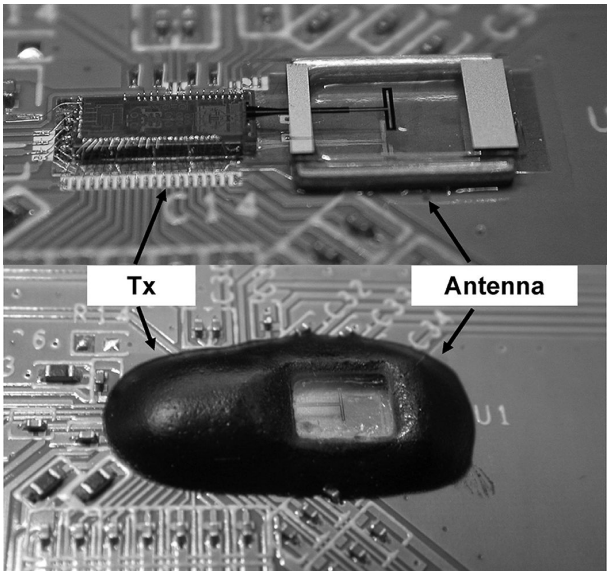


Figure I-21 : Intégration d'un transmetteur 60GHz incluant une antenne connecté en flip-chip (Source IBM, année 2006).

La démarche de conception se fera en trois étapes (**Figure I-22):**

- la première étape consistera à concevoir séparément chacun des blocs,

- la deuxième étape consistera à intégrer le circuit d'adaptation avec l'antenne ou avec l'amplificateur de puissance,

- la troisième étape consistera à proposer une architecture totalement intégrée sur un substrat silicium BiCMOS SiGe.

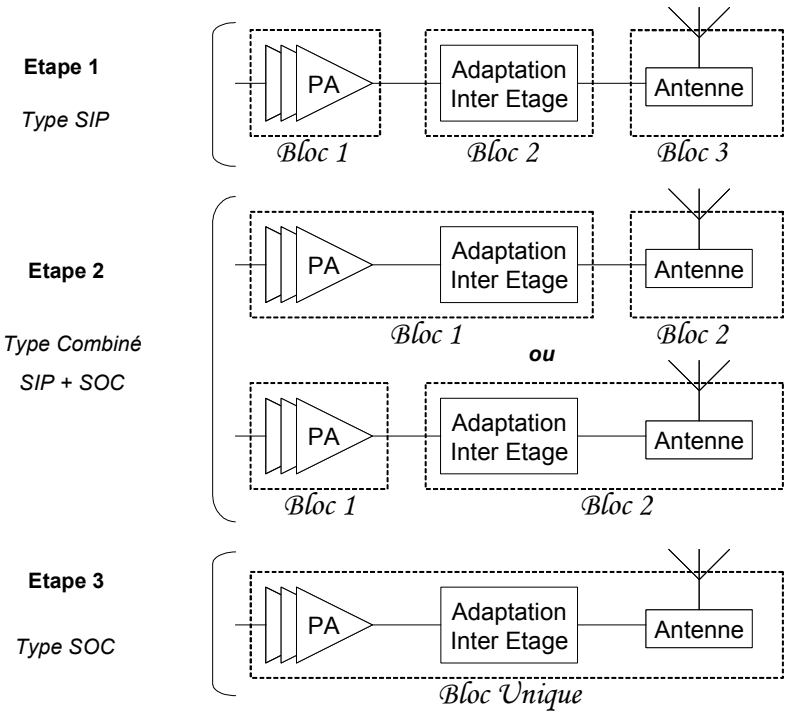


Figure I-22: Etapes principales de validation du projet de co-design d'un bloc PA/Antenne.

V.2 Contraintes sur les amplificateurs de puissance dans les bandes de fréquences millimétriques

Les applications radar automobile opèrent à des fréquences très élevés (~77GHz). Les difficultés rencontrées lors de la conception d'amplificateurs de puissance pour les applications automobile radar sont d'avoir une perte élevée des passifs sur silicium et une basse tension de claquage des transistors de puissance.

La technologie BiCMOS SiGe présente l'avantage d'être faible coût et compatible avec la technologie CMOS, ce qui rend possible l'intégration des circuits en bande de base sur le même circuit. Cependant, il reste des problèmes à résoudre avec la technologie SiGe. Le principal problème se situe au niveau des tensions de claquage qui sont de plus en plus réduites. Cela affecte considérablement l'architecture et les puissances de sortie de cette technologie. Il y a une forte nécessité à développer des amplificateurs de puissance disposant d'une forte puissance et d'un rendement élevé avec de faibles tensions d'alimentation (faible BV_{CB0}). Donc, avec une antenne de 50Ω nous avons un fort rapport de transformation. Pour cela, nous avons besoin de passifs avec des facteurs de qualité élevés.

Les performances des composants passifs sont limitées par la technologie silicium utilisée. La perte de la transformation d'impédance est liée aux éléments constituants les réseaux d'adaptations. Ces réseaux d'adaptations sont constitués, dans la plupart des cas,

- de lignes de transmission,
- d'inductances,
- de capacités MIM (Métal Isolant Métal) et MOM (Métal Oxyde Métal).

Les facteurs de qualité des composants passifs sur silicium ont fait néanmoins des progrès significatifs grâce à la multiplication des couches de métallisation et à l'utilisation des règles de conception pour annihiler les courants de Foucault et les pertes ohmiques.

Afin d'augmenter la puissance de sortie, la réalisation de l'amplificateur de puissance est effectuée avec une configuration différentielle, c'est-à-dire utilisant deux voies d'entrées et deux voies de sorties. La difficulté dans ce type de configuration est de minimiser les pertes et avoir une symétrie des signaux de sortie pour le passage d'une voie à deux voies. La taille d'un de ces réseaux peut atteindre la taille totale d'un amplificateur de puissance. Cela nécessite donc une amélioration des transformateurs intégrés sur silicium pour ces

applications millimétriques. De plus, le déplacement de la gamme de fréquences vers des fréquences plus élevées se traduit par la réduction des dimensions des passifs, ce qui minimise aussi l'impact sur la taille totale du circuit.

L'amplificateur de puissance ainsi conçu devra être intégré avec une antenne. Dans les systèmes radars, l'utilisation d'antennes différentielles est préférée parce qu'elles permettent de combiner la puissance en sortie des deux amplificateurs directement au port de l'antenne. Cependant, dans les systèmes traditionnels :

- l'antenne et le PA sont conçus et réalisés séparément,
- l'antenne et le PA sont connectés ensemble par une interconnexion,
- l'impédance de l'antenne et de la sortie du PA est de 50Ω.

La conception de nos circuits suivra cette démarche pour commencer afin de valider notre méthodologie de conception. Il est nécessaire de bien modéliser dans les fréquences millimétriques chaque élément composant le circuit. Les impédances des appareils utilisés sont de 50Ω, cela permet de mesurer séparément chaque partie du dispositif.
Mais cette méthode n'offre pas l'optimum pour une co-intégration car elle entraine des pertes entre le PA et l'antenne. Les limites technologiques ne permettent pas d'obtenir une puissance très élevée à ces fréquences. Le niveau de puissance que doit fournir le PA dépend principalement des pertes de cet inter-étage d'adaptation d'impédance. Il est donc nécessaire de faire une optimisation conjointe entre le PA et l'antenne pour faire en sorte que la charge présentée par l'antenne soit compatible avec l'impédance optimale en sortie du PA.

L'intégration des réseaux d'adaptations et de l'antenne sur une même puce permet une réduction totale de la surface de la puce et la réduction du nombre de réseaux d'interface. Cependant l'intégration de l'antenne dans un substrat silicium donne de faibles performances, le substrat utilisé étant faiblement résistif.

VI. CONCLUSION

Au cours de ce chapitre, nous avons vu que les nouvelles applications millimétriques sont en pleine croissance (réseaux WPAN/WLAN à 60 GHz, les radars automobiles à 80 GHz et l'imagerie à 94 GHz). Le contexte de notre thèse est le domaine du radar automobile. La voiture du futur intégrera plusieurs radars dans le but d'améliorer la sécurité et les tâches de conduite. Deux types de radars sont utilisés: un contrôleur d'allure intelligent et une

communication entre véhicules. Pour les radars anti-collision, une bande est allouée autour de 79 GHz avec une bande passante de 4 GHz. L'architecture utilisée dans ces applications tient compte des différents aspects du radar : la distance et l'angle d'ouverture. Le régulateur de vitesse automatique utilisera une architecture FMCW pour obtenir assez de puissance sur une longue distance mais avec un faible angle d'ouverture, tandis que le radar anti-collision utilisera une architecture ULB impulsionnelle pour obtenir assez de puissance sur un grand angle d'ouverture mais sur une courte distance. Afin que le radar gagne en efficacité, un système à formation de faisceaux sera étudié utilisant plusieurs voies d'émission et de réception. Ce travail de thèse participe au projet RNRT VeLo dont le but est de concevoir un démonstrateur de radar anti-collision en technologie SiGe. L'objectif de ce projet est de développer un système totalement intégrée sur un substrat silicium (approche SOC) incluant toute une chaine de transmission et de réception. La technologie silicium est très prometteuse pour les applications millimétriques (intégration/coût). Une technologie disponible, en cours de développement au sein de STMicroelectronics, à base de transistors bipolaires à hétérojonction sur Silicium Germanium peut répondre à ces besoins. Le travail de cette thèse est de concevoir un amplificateur de puissance à 79 GHz et de co-intégrer l'amplificateur de puissance et l'antenne sur cette technologie silicium. Ces réalisations seront les premières dans les fréquences millimétriques avec une technologie silicium en développement, l'amplificateur de puissance devra fonctionner dans les limites technologiques.

REFERENCES CHAPITRE I

[SMU03] P.F.M. Smulders, « *60 GHz radio: prospects and future directions* » Proceedings Symposium IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology, 2003, Eindhoven.

[RAS07] Ralph H. Rasshofer, « *Functional Requirements of Future Automotive Radar Systems* », Proceedings of the 37th European Microwave Conference, October 2007, Munich Germany.

[BLA04] Yves Blanchard, « *The centennial of Christian Hülsmeyer's invention of Radarlooking back on an anniversary* », RADAR 04, Toulouse, October 2004, historical session.

[WEN05] Josef Wenger, « *Automotive Radar – Status and Perspectives* » IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium (CSIC), 2005.

[CHA09] Eric Chatagny et Walter Fasel, « *Contrôle de radars routiers modulés en fréquence en conditions réalistes de trafic* » Article spécialisé du trafic routier, 2009.

[TER03] Michel Terré, « *UWB* » Cours du conservatoire national des arts et métiers, 2003, *www.cnam.fr/elau*.

[HUA07] W.M. Huang, and J. P. John, S. Braithwaite, J. Kirchgessner, I.S. Lim, D. Morgan, Y.B. Park, S. Shams, I. To, P. Welch, R. Reuter, H. Li, A. Ghazinour, P. Wennekers, Y. Yin, « *SiGe 77GHz Automotive Radar Technology* » IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2007, pp. 1967 – 1970.

[REU07] R. Reuter, H. Li, 1. To, Y. Yin, A. Ghazinour, D. Jahn, D. Morgan, J. Feige, P. Welch, S. Braithwaite, B. Knappenberger, D. Scheitlin, J. John, M. Huang, P. Wennekers, M. Tutt, C. Trigas, J. Kirchgessner, « *Fully Integrated SiGe-BiCMOS Receiver(RX) and Transmitter(TX) Chips for 76.5 GHz FMCW Automotive Radar Systems Including Demonstrator Board Design* » Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International, pp. 1307 - 1310.

[FOR08] H. P. Forstner, H. Knapp, H. Jäger, E. Kolmhofer, J. Platz, F. Starzer, M. Treml, A. Schinko, G. Birschkus, J. Böck, K. Aufinger, R. Lachner, T. Meister, H. Schäfer, D. Lukashevich, S. Boguth, A. Fischer, F. Reininger, L. Maurer, J. Minichshofer, D. Steinbuch, « *A 77GHz 4-Channel Automotive Radar Transceiver in SiGe* » IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium (RFIC), 2008, pp. 233 – 236.

[KAW09] Y. Kawano, Toshihide Suzuki, Masaru Sato, Tatsuya Hirose, Kazukiyo Joshin*.,* « *A 77GHz Transceiver in 90nm CMOS* », Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers, ISSCC, pp. 310 - 311, San Francisco 2009.

[JAI09] Vipul Jain, Fred Tzeng, Lei Zhou, Payam Heydari*.,* « *A Single-Chip Dual-Band 22-to-29GHz/77-to-81GHz BiCMOS Transceiver for Automotive Radars* », IEEE Solid-State Circuits Conference - Digest of Technical Papers (ISSCC), pp. 308 - 309, 2009.

[NAT06] A. Natarajan, A. Komijani, X. Guan, A. Babakhani, Y. Wang, A. Hajimiri, « *A 77 GHz phased-array transmitter with local LO-path phase shifting in silicon* » IEEE ISSCC Dig. Tech. Papers, Feb. 2006, pp. 182–183.

[BAB06] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, A. Hajimiri, « *A 77-GHz Phased-Array Transceiver with On-Chip Antennas in Silicon: Receiver and Antennas* », IEEE Journal of Solid-State Circuits, pp. 2795 – 2806, December 2006.

[VeLo_07] Rapport intermédiaire de sous-projet 2 « *RNRT-VéLo Communication Inter Véhicules et Localisation Relative Précise Architecture Système Et Spécification électrique* », avril 2007.

[CHE05] P. Chevalier, C. Fellous, L. Rubaldo, F. Pourchon, S. Pruvost, R. Beerkens, F. Saguin, N. Zerounian, B. Barbalat, S. Lepilliet, D. Dutartre, D. Céli, I. Telliez, D. Gloria, F. Aniel, F. Danneville, A. Chantre, « *230-GHz Self-Aligned SiGeC HBT for Optical and Millimeter-Wave Applications* », IEEE Journal of Solid-State Circuits, VOL. 40, NO. 10, pp. 2025 – 2034, October 2005.

[CHE08] P. Chevalier, F. Pourchon, T. Lacave1, G. Avenier, Y. Campidelli, L. Depoyan, G. Troillard, M. Buczko, D. Gloria, D. Céli, C. Gaquière and A. Chantre, « *A Conventional Double-Polysilicon FSA-SEG Si/SiGe:C HBT Reaching 400 GHz fMAX* », IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting (BCTM), pp.1-4, 2009.

CHAPITRE II

II Etude des amplificateurs de puissance et des composants analogiques aux fréquences millimétriques

I. INTRODUCTION 52
II. CARACTERISTIQUE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 52
II.2 Paramètres du PA 53
II.2.a Puissance 53
II.2.b Gain 54
II.2.c Rendement 55
II.3 Linéarité 56
II.3.a Les conversions de gain AM/AM et de phase AM/PM 56
II.3.b Le produit d'intermodulation (IMD) 58
II.3.c Puissance dans les canaux adjacents (*ACPR*) 59
II.4 Topologies 60
II.4.a Topologies « Single-ended » 60
II.4.b Topologie « Balanced/Différentielle » 61
II.5 Classes de fonctionnement 63
II.5.a Classes « sinusoïdales » 63
II.5.b Classes « non-sinusoïdales » 65
II.6 Etat de l'art des PAs millimétriques 66
III. TECHNOLOGIE SIGE:C BICMOS TBH 68
III.1 Le transistor bipolaire 69
III.2 Fréquence de transition et fréquence maximale d'oscillation 72
III.2.a La fréquence de transition f_T 72
III.2.b La fréquence maximum d'oscillation f_{max} 73
III.3 Les limites de fonctionnement d'un TBH 74
III.3.a L'effet Kirk limite le courant. 75
III.3.b L'avalanche limite la tension. 75
III.3.c Les effets d'emballement thermique limitent la puissance dissipée supportable. 75
III.4 Layout du composant actif 76
III.5 Modèle du transistor 77
III.5.a ST-BJT 78
III.5.b HICUM 78
IV. LES COMPOSANTS PASSIFS 79
IV.1 Technologie BiCMOS9 et BiCMOS9MW 79
IV.2 Les résistances 80
IV.3 Les capacités 81

IV.4 Les plots RF 82
IV.5 Les inductances 83
IV.6 Les lignes de transmission 85
IV.6.a Caractéristiques des lignes de transmission 85
IV.6.b Extraction du modèle d'une ligne de transmission 87
IV.6.c Simulation EM 88
IV.6.d Modèle discret des lignes de transmission 89
IV.6.d.1 Résistance 90
IV.6.d.2 Formules de Grover et Sakurai 91
IV.6.d.3 Les formules de Clemm 91
IV.6.d.4 Les formules de Hammer 91
IV.6.e Comparaisons simulations et mesures 92
V. CONCLUSION 94

I. INTRODUCTION

L'amplificateur de puissance (PA) radiofréquence (RF) est un élément essentiel de l'émetteur des systèmes de communication. Il est utilisé pour amplifier le signal en sortie de l'émetteur afin d'être transmis à un niveau de puissance approprié tel qu'il puisse se propager sur une distance nécessaire par l'intermédiaire du canal sans fil. L'amplificateur de puissance doit fournir une puissance de sortie suffisante à un gain suffisamment élevé, avec maximum de rendement et une bonne linéarité. La puissance de sortie d'un PA doit être suffisante pour garantir une transmission fiable. Un gain élevé permet de ramener la puissance nécessaire en entrée de l'étage de sortie du PA pour fournir la puissance de sortie désirée. Un rendement élevé améliore la gestion thermique, la durée de vie des batteries et les coûts opérationnels. Une bonne linéarité est nécessaire pour les techniques de modulation à enveloppe non constante, afin de ne pas dégrader l'information présente dans les signaux. Toutefois, pour satisfaire toutes ces exigences lors de la conception de l'amplificateur de puissance, il faut définir un niveau de compromis entre ces performances pour optimiser la performance globale du circuit. Il existe plusieurs types d'amplificateurs de puissance, qui diffèrent les uns des autres en termes de puissance de sortie de linéarité, ou du rendement. Les paramètres pour quantifier les différents aspects sur la performance de l'amplificateur comme le point de compression à 1 dB, le produit d'intermodulation d'ordre 3, et le rapport de puissance des canaux adjacents sont abordés dans ce chapitre.

II. CARACTERISTIQUE D'UN AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Les amplificateurs de puissance RF sont utilisés dans une grande variété d'applications de communication sans fil. La puissance de sortie RF peut varier de quelques mW à quelques W, selon l'application. Dans les radars automobiles, la puissance est de l'ordre d'une centaine de mW. Ces dispositifs de puissances dans les fréquences millimétriques utilisent des tensions plus faibles, des courants élevés et une résistance de charge relativement faible (de l'ordre de 10Ω). La plupart des paramètres importants qui définissent un amplificateur de puissance RF sont les suivants :

- Puissance de sortie en mW ou dBm,
- Gain en dB,
- Linéarité,

- Rendement en %,
- Stabilité.

Choisir le point de fonctionnement d'un amplificateur de puissance RF peut déterminer le niveau de performance finalement possible avec ce PA. Les techniques de base pour l'amplification de puissance RF sont divisées en classes de fonctionnement: A, B, C, D, E, et F. En comparant ces différentes approches, on peut évaluer le compromis entre la puissance de sortie, le rendement, la linéarité, ou d'autres paramètres pour différentes applications. Il existe une multitude d'autres classes que celles décrites qui se basent généralement sur le principe de base en venant les modifier légèrement ou les cascader afin d'en améliorer les caractéristiques.

En plus de la classe de fonctionnement, le rendement global d'un amplificateur de puissance est affecté par des facteurs tels que les pertes sur les couches diélectriques et conducteurs. Il faut donc quantifier les pertes dans le circuit, puis tenter de les minimiser, et enfin veiller à ce que le boîtier et la conception thermique soient adéquats dans toutes les conditions.

II.2 Paramètres du PA

II.2.a Puissance

La **Figure II-1** montre un bilan de puissance typique d'un amplificateur de puissance, où une source d'entrée est supposée générer un signal RF à la fréquence f_0.

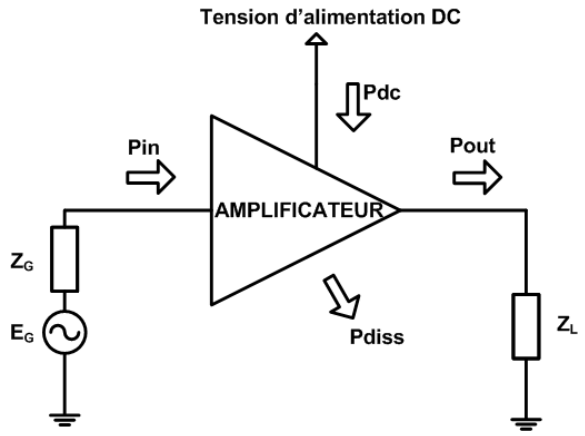


Figure II-1:Bilan de puissance général d'un amplificateur.

Par la loi de conservation de l'énergie, la valeur totale de puissance entrant dans un amplificateur doit être la même que la valeur totale en sortie de celui-ci:

$$P_{in} + P_{dc} = P_{out} + P_{diss} \quad \textbf{(II-1)}$$

Dans le cas des signaux périodiques de période $T=1/f_0$, les puissances RF en entrée (*Pin*) et en sortie (*Pout*) sont déterminées par :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T v(t)\cdot i(t)\cdot dt \quad \textbf{(II-2)}$$

où *v(t)* et *i(t)* représentent respectivement la tension et le courant en fonction du temps

Pour les signaux sinusoïdaux, la puissance moyenne de sortie est donnée par l'expression suivante :

$$P_{out} = \Re\left[\frac{1}{2}\cdot V_{out}\cdot I_{out}^{\ *}\right] \quad \textbf{(II-3)}$$

L'impédance de sortie est habituellement modélisée par une charge purement résistive R_L, ce qui donne :

$$P_{out} = \frac{V_{out}^{\ 2}}{2\cdot R_L} \quad \textbf{(II-4)}$$

L'équation **(II-4)** montre que la puissance de sortie est proportionnelle au carré de la tension de sortie et inversement proportionnel à la charge R_L. La puissance consommée *Pdc* est la puissance fournie par l'alimentation. Cette puissance est calculée par :

$$P_{dc} = V_{CC}\times I_{CC} \quad \textbf{(II-5)}$$

La puissance qui n'est pas convertie en signal utile est dissipée en chaleur. Les amplificateurs de puissance qui ont un faible rendement obtiennent des niveaux élevés de dissipation de chaleur. A partir du bilan de puissance définit précédemment, on peut déduire la puissance dissipée (*Pdiss*). L'unité des expressions de puissance est le Watt. La puissance est souvent exprimée aussi en dBm. Pour cela :

$$P[dBm] = 10\log(1000\cdot P[W]) \quad \textbf{(II-6)}$$

II.2.b Gain

Dans les circuits radiofréquences, le gain en puissance d'un amplificateur est souvent plus important que le gain en tension. La définition la plus couramment utilisée du gain en puissance est le gain transducique G_T défini par :

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{disp}} \quad \textbf{(II-7)}$$

où *Pout* est la puissance fournie à la charge de l'amplificateur, et *Pdisp* est la puissance disponible de la source. Celle-ci est la même que la puissance délivrée à l'entrée de l'amplificateur par la source (*Pdisp=Pin*) à la condition que l'impédance d'entrée de l'amplificateur soit parfaitement adaptée à l'impédance de source ($Zin=Zs^*$).

Soit encore en dB,

$$G[dB] = P_{out}[dBm] - P_{in}[dBm] \quad \textbf{(II-8)}$$

Le maximum de gain est obtenu pour des puissances d'entrée assez faible. Ce gain en puissance peut aussi être déterminé par les paramètres S, ce qui correspond au gain aux petits signaux.

$$G[dB] = 10\log|S_{21}|^2 \quad \textbf{(II-9)}$$

Une valeur importante du gain dans la conception du PA est le gain à saturation obtenu pour des puissances d'entrée élevées. Dans ce cas, l'amplificateur a un gain plus faible, mais l'amplificateur délivre la puissance de sortie maximale à la charge.

II.2.c Rendement

Le rendement est un paramètre critique dans un PA. Deux définitions de rendement sont habituellement utilisées. Le rendement en puissance (η) est défini comme le rapport de la puissance de sortie sur la puissance consommée.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{dc}} \quad \textbf{(II-10)}$$

Cette définition est basée sur l'idée qu'un amplificateur de puissance est essentiellement un convertisseur de puissance d'une entrée DC vers une sortie RF. Ainsi, le rendement en puissance est un facteur de qualité de la conversion d'énergie. Un rendement de 100% signifie que la puissance DC fournit par l'alimentation est entièrement délivrée à la charge. Toutefois, c'est impossible à réaliser.

La définition de rendement la plus largement utilisée est le rendement à puissance ajoutée (*PAE*), incluant la puissance d'entrée qui est soustraite linéairement à la puissance de sortie :

$$PAE = \frac{P_{out} - P_{in}}{P_{dc}} = \eta\left(1 - \frac{1}{G}\right) \quad \textbf{(II-11)}$$

L'avantage du rendement à puissance ajoutée est qu'il combine le gain au rendement de puissance. Quand un amplificateur de puissance est utilisé dans un système, le signal d'entrée est fourni à partir de l'étage précédent qui a une limitation sur le niveau de puissance de sortie. Ainsi, le gain de l'amplificateur de puissance, dans ce cas, est un facteur critique pour déterminer le rendement de l'ensemble du système ainsi que celui de l'amplificateur. Le rendement à puissance ajoutée approche de sa valeur maximale lorsque le gain augmente.

II.3 Linéarité

La linéarité est un paramètre important pour tout amplificateur. En effet, il est souhaitable que l'amplificateur fonctionne avec une bonne linéarité. Pour cela, la puissance de sortie doit évoluer linéairement en fonction de la puissance d'entrée. Toutefois, un dispositif sature au-delà d'une certaine puissance d'entrée, ce qui introduit des harmoniques dans le spectre de puissance de sortie. La linéarité dans les amplificateurs de puissance est très préoccupante, car ils peuvent souvent être mis en fonctionnement dans la région non-linéaire pour fournir une puissance de sortie importante. Pour étudier la non-linéarité, le signal de sortie peut être approximé par les trois premiers termes de la série de Taylor (II-12).

$$v_s(t) \approx a_1 v_e(t) + a_2 {v_e}^2(t) + a_3 {v_e}^3(t) \quad \textbf{(II-12)}$$

La linéarité peut être étudiée avec différents signaux d'entrée. En appliquant une sinusoïde à l'entrée du système non linéaire, le point de compression à 1 dB, les conversions de phase et de gain sont généralement utilisées pour quantifier la linéarité. En appliquant deux sinusoïdes très proches en fréquences, le produit d'intermodulation d'ordre 3 permet de mesurer la linéarité par les mélanges des deux signaux. Et en appliquant un signal modulé, la mesure de puissance entre le canal principal et les canaux adjacents caractérise l'amplificateur de puissance dans un système complet.

II.3.a Les conversions de gain AM/AM et de phase AM/PM

Si une sinusoïde est appliquée à l'entrée du système, la sortie est composée de la fréquence fondamentale et des harmoniques qui sont des multiples de la fréquence de travail (**Figure II-2**). Dans l'équation précédente, si $v_e(t) = A\cos(\omega t)$, alors :

$$v_s(t) = \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos(\omega t) + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega t) \qquad \textbf{(II-13)}$$

Les non-linéarités apparaissent à partir d'un certain niveau de puissance lorsque le gain en puissance diminue. On parle alors de compression de gain, ou encore de conversion de gain AM/AM.

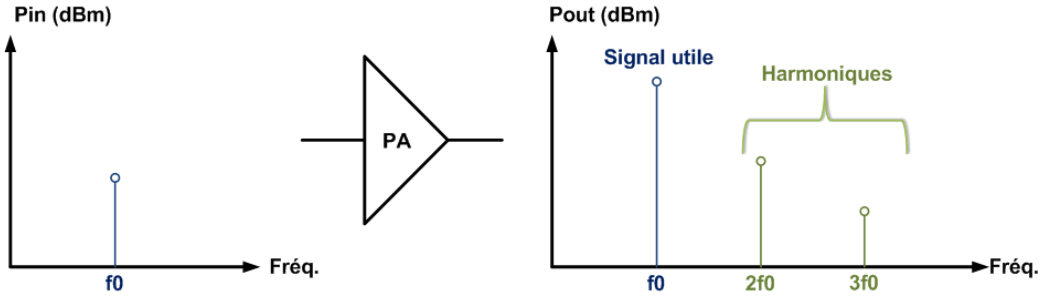


Figure II-2: Spectre en entrée et en sortie de l'amplificateur excité par une sinusoïde.

Le point de compression à 1dB correspond à la puissance d'entrée à laquelle le gain linéaire de l'amplificateur est compressé de 1 dB. Le point de compression à 1 dB en sortie (en dBm) sera alors donné par la somme du point de compression à 1 dB en entrée (en dBm) et le gain du PA (en dB) (eq **(II-4)**). Ce paramètre est souvent utilisé pour définir la zone linéaire du PA. La **Figure II-3** montre la compression sur la puissance de sortie et sur le gain du PA.

$$OCP1[dBm] = (G[dB] - 1) + ICP1[dBm] \qquad \textbf{(II-14)}$$

Pour des niveaux de puissance d'entrée suffisamment élevées, la sortie atteint la saturation avec une puissance maximum (P_{SAT}) que peut fournir l'amplificateur et le gain en puissance qui tend vers zéro.

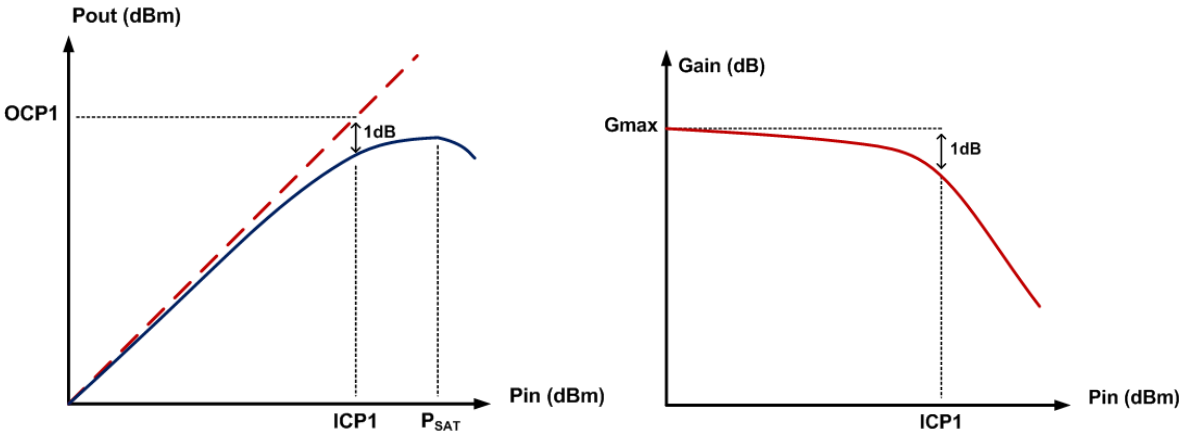


Figure II-3: Caractéristique un ton: point de compression à 1 dB.

Les non-linéarités de l'amplificateur n'apparaissent pas seulement en amplitude mais également avec la variation de la phase en sortie en fonction du niveau de puissance à l'entrée. On parle cette fois-ci d'une conversion amplitude-phase AM/PM. Une bonne linéarité est importante dans le cas des signaux modulés en phase.

II.3.b Le produit d'intermodulation (IMD)

La distorsion d'intermodulation est une distorsion non linéaire caractérisée par l'apparition de fréquences à la sortie du dispositif qui sont des combinaisons linéaires des fréquences fondamentales. Une procédure très courante pour mesurer le produit d'intermodulation est un test deux tons. Celui-ci consiste à envoyer deux sinusoïdes proches en fréquence à l'entrée de l'amplificateur et à mesurer en sortie les produits d'intermodulation.

Si on remplace dans l'équation précédente $v_e(t) = A_1 \cos(\omega_1 t) + A_2 \cos(\omega_2 t)$ alors nous retrouvons, dans le signal de sortie $v_s(t)$, les termes fondamentaux : ω_1 et ω_2, et les produits d'intermodulations: $\omega_2 \pm \omega_1$, $2\omega_2 \pm \omega_1$ et $2\omega_1 \pm \omega_2$.

Les produits d'intermodulation de troisième ordre $2\omega_2 - \omega_1$ et $2\omega_1 - \omega_2$ sont illustrés dans la **Figure II-4**. Le point important est que, si la différence entre ω_1 et ω_2 est faible, alors ces deux raies sont dans la bande de l'amplificateur, ce qui entraine des distorsions dans le signal utile. On caractérise généralement la linéarité de l'amplificateur par l'intermodulation d'ordre 3.

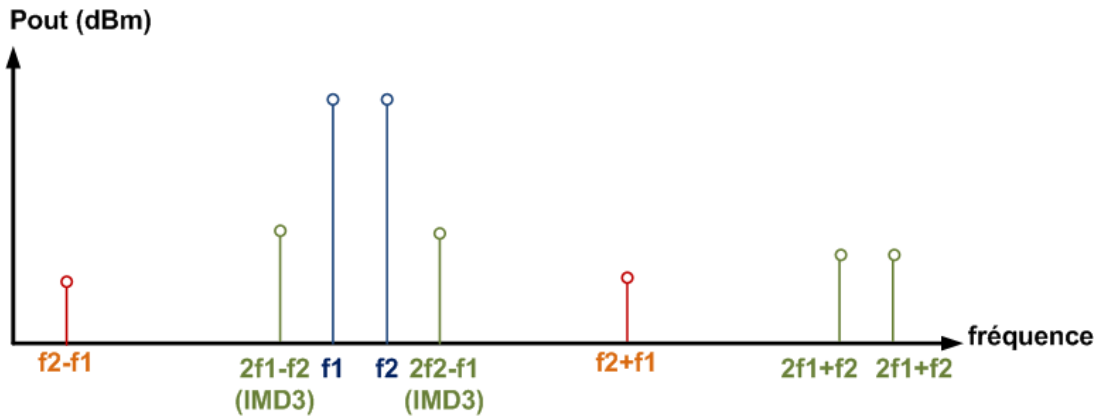


Figure II-4: Spectre en sortie de l'amplificateur excité par deux sinusoïdes en entrée.

La **Figure II-5** montre la courbe de l'intermodulation d'ordre 3 en fonction de la puissance d'entrée RF. Le point d'intermodulation d'ordre 3 (*IP3*) est l'intersection de cette courbe extrapolée et la puissance fondamentale. L'entrée et la sortie visée *IP3* peuvent être estimées à partir de cette courbe.

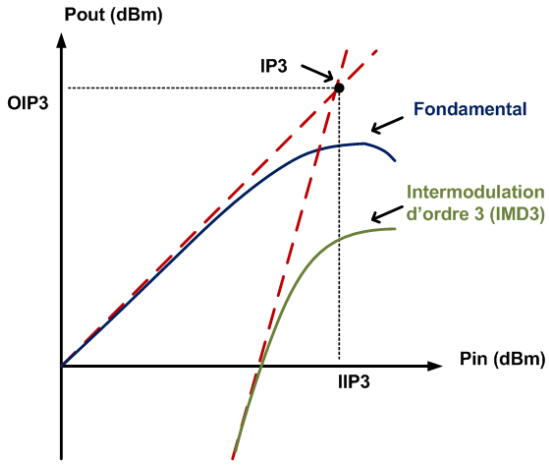


Figure II-5: Représentation graphique du point d'intermodulation d'ordre 3 (*IP3*).

II.3.c Puissance dans les canaux adjacents (*ACPR*)

Le rapport entre la puissance dans les canaux adjacents et dans le canal principal (*ACPR*) est une mesure de l'élargissement du signal dans les canaux adjacents, causé par des non-linéarités de l'amplificateur de puissance (**Figure II-6**). Cette mesure apporte pour les signaux modulés une information plus précise que la mesure d'intermodulation. L'*ACPR* se calcule par la relation suivante :

$$ACPR[dBc] = 10\log \frac{\int_{f_c - f_0 - \frac{B_1}{2}}^{f_c - f_0 + \frac{B_1}{2}} S(f)df}{\int_{f_c - \frac{B_2}{2}}^{f_c + \frac{B_2}{2}} S(f)df} \qquad \textbf{(II-15)}$$

où *S(f)* représente la densité spectrale de puissance du signal de sortie, f_c la fréquence centrale et f_0 l'offset de fréquence. Ce rapport est défini comme la puissance contenue dans une bande *B1* à une fréquence centrale f_c-f_0 divisée par la puissance dans une bande passante *B2* placé autour de la fréquence centrale du canal f_c

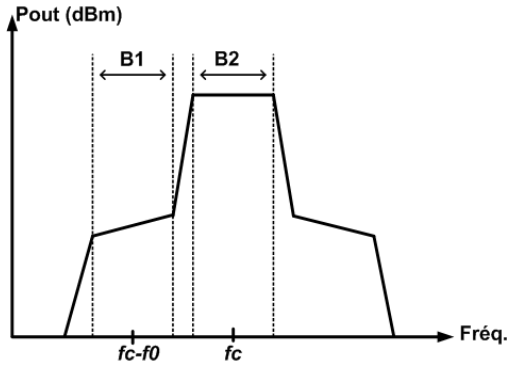


Figure II-6: Méthode de calcul de l'*ACPR*.

Le choix d'avoir une linéarité élevée par rapport au rendement est basé sur le type de modulation utilisé pour la transmission. Pour les modulations à enveloppe constante comme la modulation de fréquence FSK, l'amplitude reste constante et les données sont modulées en utilisant la phase de la porteuse. Considérant les modulations à enveloppe non-constante comme le CDMA, l'amplitude du signal comporte également des informations et il est important de maintenir la forme exacte du signal sans introduire de distorsion dans l'amplificateur de puissance. Les amplificateurs de puissance linéaires sont nécessaires pour les techniques de modulation à enveloppe non-constante, tandis que les amplificateurs avec un meilleur rendement sont utilisés dans les techniques de modulation à enveloppe constante. Ainsi, les conditions de linéarité pour l'ULB avec une modulation BPSK sont relâchées par rapport à celles d'une modulation QAM.

II.4 Topologies

De nombreuses solutions en bande millimétriques ont déjà été reportées dans la littérature. Le gain et la puissance de sortie d'un amplificateur à un seul étage n'étant pas suffisants à ces fréquences, il est souvent nécessaire de mettre plusieurs étages en série ou en cascade. L'utilisation de plusieurs PA élémentaires permet ainsi d'augmenter le gain et la puissance de sortie.

II.4.a Topologies « Single-ended »

La **Figure II-7** montre les deux topologies les plus couramment utilisées dans la littérature. Il s'agit d'un amplificateur émetteur commun d'une part et d'un PA cascode à un étage d'autre part.

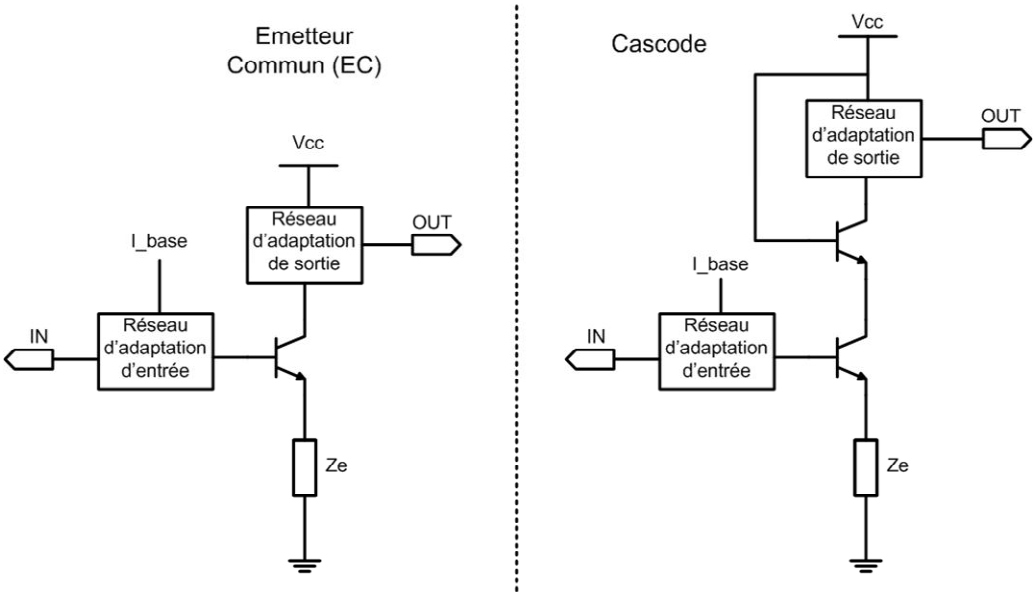


Figure II-7: Topologies de PA : émetteur commun et cascode.

La configuration émetteur commun single-ended est la configuration la plus courante en raison de sa simplicité de réalisation, sans besoin de composants supplémentaires comme les coupleurs ou les baluns. L'entrée (base) et la sortie (collecteur) sont clairement définies et peuvent être adaptées aisément. Cette structure présente l'avantage d'être stable plus facilement mais le gain en puissance reste assez faible. L'ajout de plusieurs étages permet d'augmenter ce gain, tout en agrandissant aussi la taille du circuit.

La configuration cascode single-ended permet d'utiliser une tension d'alimentation plus élevée augmentant ainsi l'excursion en tension de sortie. Cette configuration offre un gain plus élevé et une meilleure isolation que l'émetteur commun à un étage. La difficulté dans cette configuration est d'obtenir une bonne stabilité pour des circuits RF.

Dans le cas du PA avec un transistor bipolaire, l'émetteur doit avoir une bonne connexion à la masse (dans la configuration single-ended). Cette connexion doit avoir une faible résistance en DC et une basse impédance pour les hautes fréquences, car elle provoque une réaction négative réduisant le gain et la puissance de sortie.

II.4.b Topologie « Balanced/Différentielle »

Les architectures suivantes permettent d'augmenter la puissance de sortie par des structures combinant deux voies. La **Figure II-8** montre un PA « balanced » dont la structure est assez simple car elle intègre deux PA single-ended identiques.

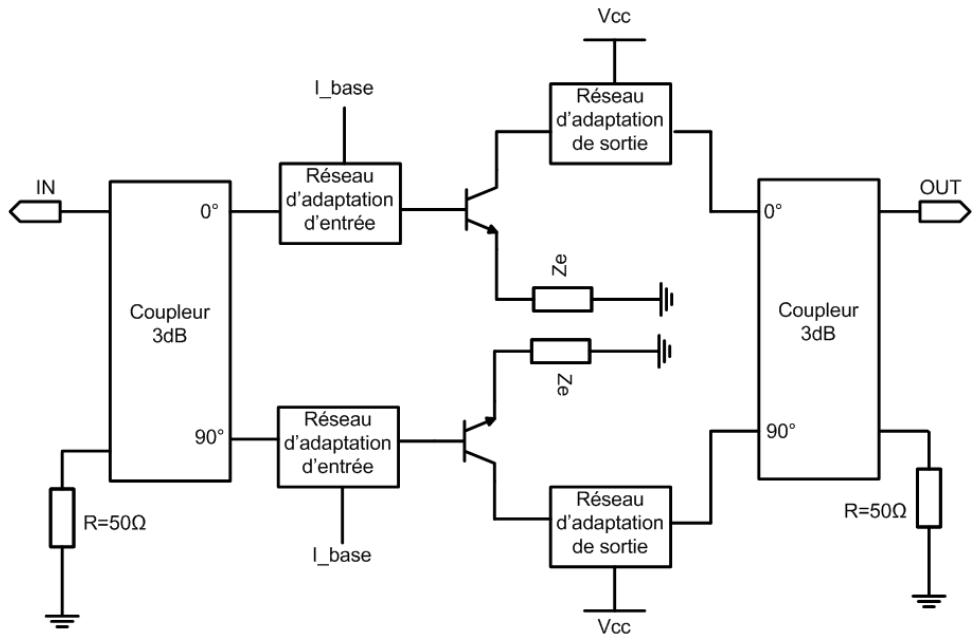


Figure II-8: Schématique d'un amplificateur « balanced » (pseudo-différentiel).

L'amplificateur « balanced» est une extension du PA « single-ended» avec quelques blocs supplémentaires. Il nécessite deux coupleurs 3dB, tels les coupleurs de Lange ou des diviseurs de Wilkinson, avec un déphasage de 90° entre les deux voies. Dans chaque cas, l'intégration sur puce du coupleur est difficile (trop volumineux) et en plus deux résistances précises de 50Ω doivent être utilisées. L'amplificateur « balanced » a les mêmes inconvénients que le PA « single-ended » concernant la connexion à la masse.

La structure de la **Figure II-9** est un PA différentiel, cette configuration est aussi appelée « push-pull ».

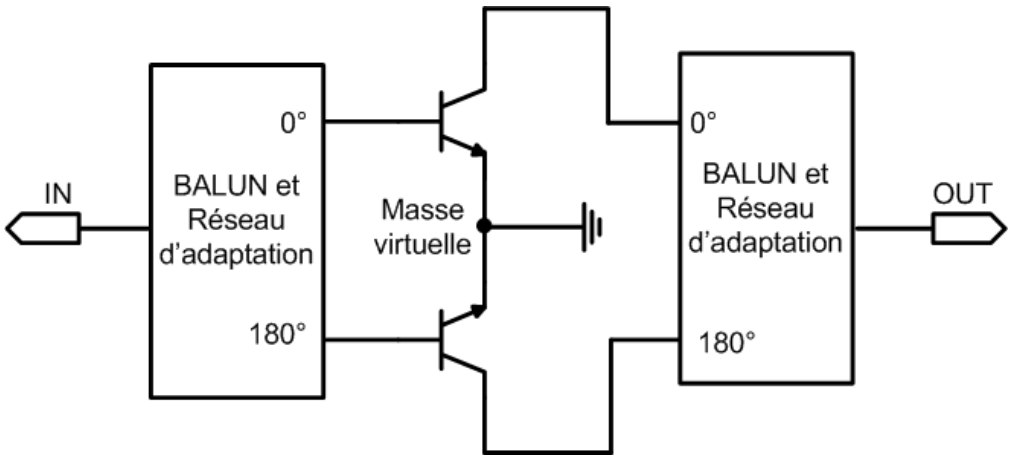


Figure II-9: Schématique d'un amplificateur différentiel.

Ce PA comporte plusieurs avantages parmi lesquels une connexion à la masse virtuelle. Il nécessite cependant de combiner et diviser les deux voies avec un déphasage de 180° par l'utilisation de BALUN (BALanced to UNbalanced). Les réseaux d'adaptations en entrée et en sortie du PA peuvent être directement adaptés avec le balun. Aux fréquences millimétriques, la taille des dispositifs passifs étant réduite, il est possible d'intégrer facilement cette structure tout en limitant les pertes des réseaux d'adaptation.

II.5 Classes de fonctionnement

Les amplificateurs de puissance peuvent être classés en plusieurs catégories. Ainsi, différentes approches doivent être considérées impliquant des compromis entre linéarité, gain de puissance, puissance de sortie et rendement. Les classes de fonctionnement A, AB, B et C sont considérés comme des classes sinusoïdales alors que les classes D, E et F sont des classes non sinusoïdales dues aux formes d'ondes de la tension aux bornes du collecteur.

II.5.a Classes « sinusoïdales »

La classe de fonctionnement est essentiellement déterminée par le point de fonctionnement sur la droite de charge établie sur les caractéristiques de sortie du transistor de puissance. On définit en régime statique les différentes classes de fonctionnement du transistor sur la **Figure II-10**.

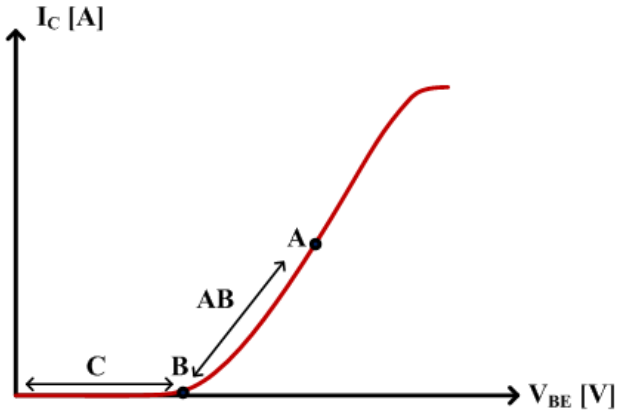


Figure II-10: Points de fonctionnement des amplificateurs linéaires.

En régime dynamique, la classe de fonctionnement peut être spécifiée par l'angle de conduction ($\alpha=\omega.t_0$) qui est une mesure du temps pendant lequel le transistor est conducteur. La classification de ces amplificateurs est décrite brièvement avec les courbes de la **Figure II-11**.

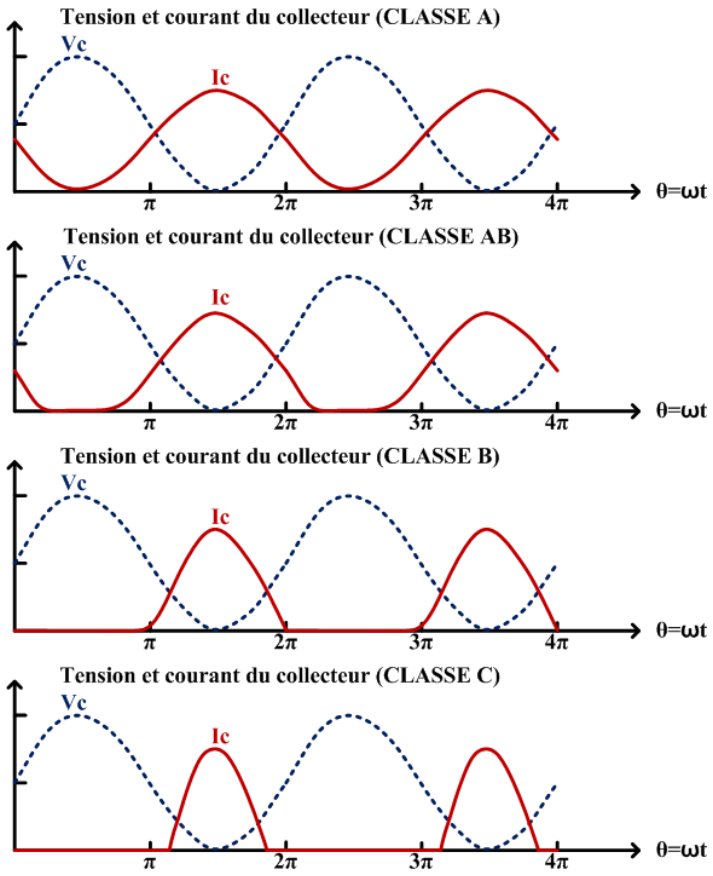


Figure II-11: Angle de conduction des amplificateurs en classe sinusoïdale.

La classe de fonctionnement des amplificateurs linéaires, conformément à l'angle de conduction, est indiquée dans le tableau suivant. Le Tableau II-1 indique également les rendements théoriques.

Tableau II-1 : Angle de conduction et rendement des PAs linéaires		
Classe	α	η
A	360°	50 %
AB	180° < α < 360°	50 % < η < 78.5 %
B	180°	78.5 %
C	α < 180°	78.5 % < η < 100 %

L'angle de conduction de l'amplificateur classe A est 2π. En conséquence, les amplificateurs de classe A ont le plus faible rendement de toutes les classes de fonctionnement. D'autre part, le transistor est polarisé au centre de la caractéristique de sortie et, pour cela, ces amplificateurs ont une très bonne linéarité.

L'amplificateur classe B conduit sur une demi-période avec un angle de conduction de π qui est obtenu pour un courant consommé nul en statique. Le passage de la classe A à la classe B entraîne une dégradation de la linéarité par la réduction du courant de collecteur, mais permet dans le même temps d'obtenir un meilleur rendement. La classe AB permet donc un compromis entre le rendement et la linéarité.

Dans un amplificateur de classe C, le transistor est polarisé en dessous de la tension de seuil de telle sorte que le transistor est actif moins de la moitié du cycle RF. En raison de cette polarisation, le rendement est augmenté puisque l'angle de conduction est inférieur à π, mais la linéarité est considérablement dégradée.

II.5.b Classes « non-sinusoïdales »

En ramenant des impédances appropriées aux harmoniques de la fréquence utile, des améliorations considérables en matière de rendement peuvent être obtenues. Cette section est dédiée aux amplificateurs à haut rendement couramment utilisée avec des désignations de classe de D à F. L'ensemble de ces classes d'amplificateurs **Figure II-12** se distingue des classes sinusoïdales par l'utilisation du dispositif actif comme un interrupteur plutôt que comme un élément d'amplification linéaire.

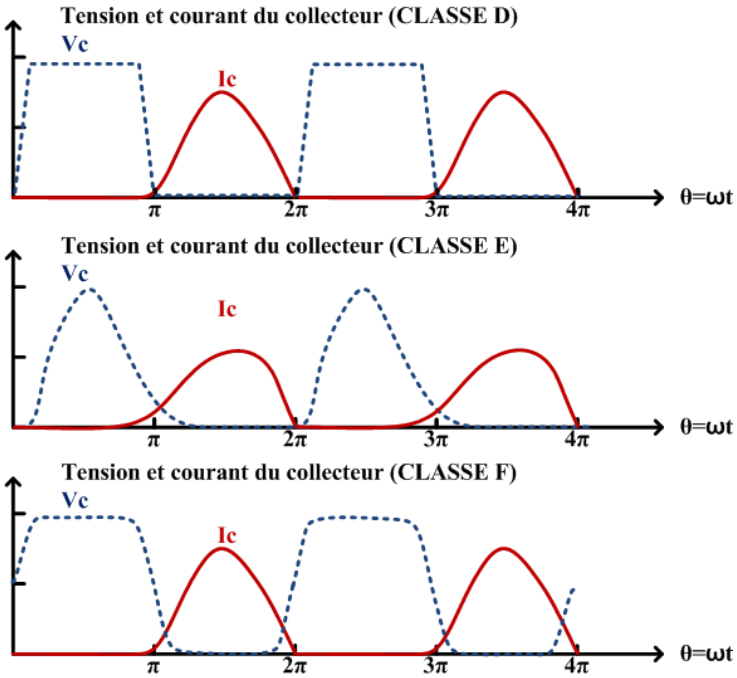


Figure II-12: Forme d'onde des tensions et des courants des PAs en classe non-sinusoïdale.

Un amplificateur de classe D est défini comme un circuit de commutation en configuration push-pull qui entraîne la génération d'une forme d'onde semi-sinusoïdale du courant et une tension de forme d'onde carrée comme on le voit dans la **Figure II-12**. Cette forme d'onde est ensuite appliquée à un circuit résonant série pour récupérer la fréquence utile.

Un amplificateur de puissance classe E utilise un seul transistor qui fonctionne en commutation. Il utilise une capacité parallèle entre le collecteur et la masse et un circuit résonant série pour la fréquence fondamentale. Les réseaux passifs contribuent à réduire la dissipation de puissance à l'étage de sortie minimisant le chevauchement de la tension et le courant du collecteur. Les formes d'ondes de l'amplificateur de classe E ne sont pas vraiment carrées. Son rendement idéal est de 100% (75% en pratique).

Un amplificateur de classe F est caractérisé par un réseau de charge qui a des résonances à une ou plusieurs harmoniques ainsi qu'à la fréquence porteuse. Pour se rapprocher d'un signal carré, le classe F utilise en sortie des circuits résonants parallèles afin de ramener un court-circuit aux harmoniques paires et un circuit ouvert aux harmoniques impaires. Les amplificateurs de classe F sont capables de rendement élevé (88,4% pour une harmonique d'ordre 3, ou 100% si toutes les harmonique sont utilisés). La conception des amplificateurs de classe F est difficile, principalement en raison de la complexité de l'adaptation du réseau de sortie.
A faible tension d'alimentation, l'amplificateur classe E a une meilleure performance que l'amplificateur classe F. Un autre avantage de l'amplificateur classe E par rapport à l'amplificateur classe F est sa configuration simple. Comme expliqué précédemment, l'amplificateur de classe E exige une impédance de charge élevée aux harmoniques alors que l'amplificateur de classe F exige une impédance élevée aux harmoniques impaires et une impédance faible aux harmoniques paires.

II.6 Etat de l'art des PAs millimétriques

L'application radar automobile étant située dans les fréquences millimétriques, nous présentons les principaux résultats d'amplificateurs dans ces bandes de fréquence. Les transistors à ces fréquences sont polarisés avec des classes de fonctionnement linéaire. Comme nous venons de le voir, les classes non sinusoïdales nécessitent une bonne maitrise des fréquences aux harmoniques. Pour le radar 80GHz, la seconde harmonique se situe à

160GHz et la troisième harmonique à 240GHz ce qui rend très difficile une bonne caractérisation avec des appareils de mesures qui sont limités à 110GHz.

Les principales architectures trouvées dans la littérature pour les applications en bandes millimétriques sont reportés dans le **Tableau II-2**.

Tableau II-2 : Etat de l'art des architectures millimétriques en technologie SiGe			
Reference	Topologie	Nbre Etages	Mode
[KOM06]	EC	4	Single-ended
[PFE04]	EC	2	Balanced
[PFE06]	cascode	1	Différentiel
[PFE05]	cascode	1	Différentiel
[FLO05]	EC	2	Balanced
[LI04]	cascode	1	Différentiel

La montée en fréquence entraine la réduction de la taille des passifs. Toutes ces configurations utilisent des lignes de transmission et des capacités MIM. Les performances des passifs sont limitées par la technologie sur silicium avec des facteurs de qualité des inductances inférieures à 25. Cela va rendre difficile la conception du PA à ces fréquences.

Pour établir une figure de mérite (FOM), plusieurs paramètres clés doivent être pris en compte. Il s'agit notamment de la puissance de sortie Pout, du gain de puissance *G*, de la fréquence porteuse *f*, de la linéarité (en termes d'*IIP3*), et du rendement de puissance ajoutée (*PAE*). La linéarité dépendant fortement de la classe de fonctionnement des amplificateurs, il est difficile de comparer les amplificateurs de classes différentes. Pour rester indépendant de la démarche de conception et des spécifications des différentes applications, ce paramètre est omis de la figure de mérite. La relation suivante est extraite de l'ITRS :

$$FOM_{PA} = Pout \cdot G \cdot PAE \cdot f^2 \qquad \textbf{(II-16)}$$

Le **Tableau II-3** compare les différents résultats obtenus pour les amplificateurs de puissance réalisés avec les technologies SiGe et III-V. La plus haute puissance de sortie relevée en technologie silicium, proche de 79GHz, est de 17.5dBm. Les rendements obtenus en technologie silicium aux bandes millimétriques sont très faibles comme on peut le constater.

Tableau II-3 : Comparaison de PA en technologie SiGe et Inp dans les applications millimétriques

Freq.	Device	Fabricat.	Pout [dBm]	PAE max [%]	Gain max [dB]	FOM [W.GHz²]	Alim (V)	Ref.
77GHz	0,12µm SiGe	DARPA	17,5	12,8	17	2139	1,8	[KOM06]
77GHz	0,12µm SiGe	IBM	12,5	3,5	6,1	7	2,5	[PFE04]
60GHz	0,12µm SiGe	IBM	20	12,7	18	2884	4	[PFE06]
61GHz	0,12µm SiGe	IBM	14	4,2	12	62	4	[PFE05]
61GHz	0,12µm SiGe	IBM	13,2	4,3	10,8	40	2,5	[FLO05]
77GHz	0,2µm SiGe	Infineon	15,5	5,4	-	-	-5,5	[LI04]
61GHz	0,2µm SiGe	TES Electronics	15,5	19,7	18,8	1973	3,3	[DO08]
85GHz	0,12µm SiGe	-	21	3,4	-	-	-	[AFS06]
62GHz	0,1µm pHEMPT	Philips	27,5	21	13,5	10162	4,5	[TAN96]
60GHz	0,1µm InP HEMT	MEC	23,5	43	11	4362	3	[KON00]
95GHz	0,15µm InP HEMT	DARPA	26,1	20	12	11654	2,5	[ING99]
62GHz	0,15µm InP HEMT	-	27,1	25	20	49286	-	[CHE00]

III. TECHNOLOGIE SiGe:C BiCMOS TBH

Dans le cadre du projet VeLo, l'objectif est de réaliser un récepteur et un émetteur totalement intégré avec un faible coût de production en technologie SiGe BiCMOS. Cette technologie présente l'avantage d'être faible coût de production et surtout compatible avec la technologie CMOS. Le TBH SiGe devient ainsi un sérieux concurrent des TBH en arséniure de gallium AsGa et phosphore d'indium InP. Il est désormais en mesure de les supplanter dans des applications à très haute fréquence, telles que la conception d'amplificateurs de puissance pour application radar. Une fréquence f_{max} élevée est nécessaire lorsque l'on travaille à des très hautes fréquences (en règle générale, la fréquence de travail doit, de préférence, être un facteur 8-10 en dessous de f_{max}). Cependant, il reste des problèmes à résoudre avec la technologie SiGe. Le principal problème est au niveau des tensions de claquage (BV_{CEO} et BV_{CBO}) qui sont de plus en plus réduites. Cela affecte considérablement l'architecture et les

puissances de sortie de cette technologie. Il y a une forte nécessité à développer des amplificateurs de puissance disposant d'une forte puissance et d'un rendement élevé avec de faibles tensions d'alimentation.

III.1 Le transistor bipolaire

Le transistor bipolaire est formé d'un émetteur, d'une base et d'un collecteur. Il est constitué de deux jonctions PN avec une largeur de la base (dopée P) très fine pour obtenir l'effet transistor. Cet effet est la commande du courant de collecteur par une faible variation de la tension V_{BE}. La **Figure II-13** présente la caractéristique de sortie du transistor avec les différents régimes de fonctionnement.

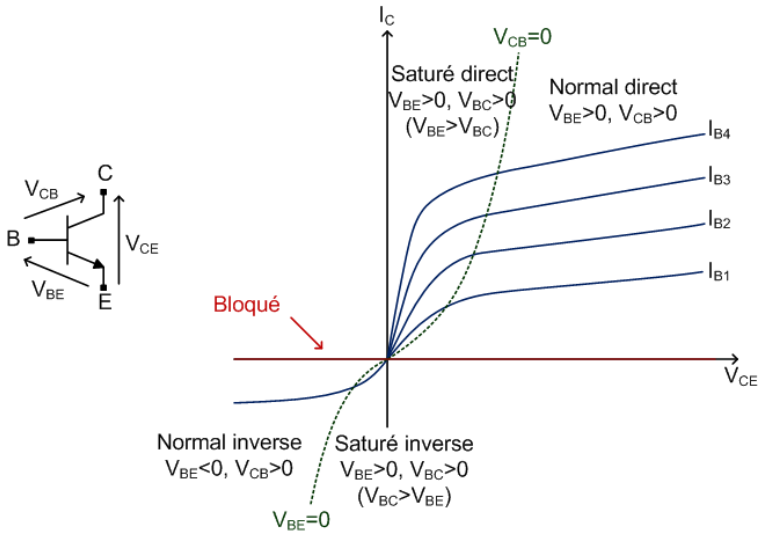


Figure II-13: Régimes de fonctionnement du transistor bipolaire.

On distingue 5 régimes de fonctionnement dépendant de la polarisation des jonctions (V_{BE} et V_{BC}). Le régime intéressant pour l'amplification est le régime normal direct avec une jonction émetteur-base qui est polarisée en direct et la jonction base-collecteur en inverse.

La **Figure II-14** montre le bilan des courants circulant dans le transistor en polarisation direct.

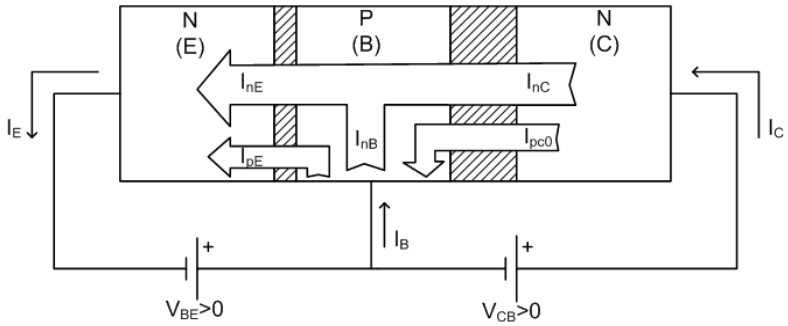


Figure II-14: Bilan des courants dans le transistor en régime normal direct.

La relation existant entre les trois courants principaux du transistor est :

$$I_E = I_B + I_C \quad \textbf{(II-17)}$$

Les différentes composantes des courants du transistor ont des grandeurs plus ou moins importantes dans l'ordre suivant :

$$I_{nE} = I_{nC} = I_n >> I_{pE} >> I_{nB} >> I_{pC0} \quad \textbf{(II-18)}$$

I_{nE} : Courant d'électrons injecté dans l'émetteur,

I_{pE} : Courant de trous injecté de la base dans l'émetteur,

I_{nB} : Courant de recombinaison en base neutre,

I_{pC0} : Courant inverse de la jonction BC.

Cela permet de négliger certain courant dans nos expression (I_{nB}, I_{pC0}) afin de présenter les relations des courants du transistor :

$$\begin{cases} I_E = I_{nE} + I_{pE} = I_n + I_{pE} \\ I_B = I_{pE} + I_{nB} - I_{pC0} \approx I_{pE} \\ I_C = I_{nC} + I_{pC0} \approx I_n \end{cases} \quad \textbf{(II-19)}$$

Le courant du collecteur peut être exprimé en fonction de la densité des porteurs (J_n):

$$I_n = J_n \cdot A_E \quad \textbf{(II-20)}$$

A_E : Aire totale de l'émetteur ($W_E \times L_E$)

$$I_n = \frac{q \cdot A_E \cdot {n_i}^2 \cdot D_{nB}}{G_B} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right) = I_S \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right) \quad \textbf{(II-21)}$$

D_{nB} : Coefficient de diffusion des électrons dans la base,

n_i : Concentration intrinsèque des porteurs,

G_B : Nombre de Gummel de la base,

$$G_B = \int_0^{W_B} \rho(x) \cdot dx \approx \int_0^{W_B} N_{AB}(x) \cdot dx \quad \textbf{(II-22)}$$

N_{AB} : Dopage de base,

U_T : Tension thermique,

$$U_T = \frac{D_n}{\mu_n} = \frac{kT}{q} \quad \textbf{(II-23)}$$

q : Charge électrique élémentaire ($1{,}6*10^{-19}$ C),

k : Constante de Boltzmann ($1{,}38*10^{-23}$ J.K^{-1}),

T : Température (*degré*).

De la même manière, on peut exprimer le courant de base :

$$I_{pE} = \frac{q \cdot A_E \cdot n_i^{\,2} \cdot D_{pE}}{G_E} \cdot \exp\left(\frac{V_{BE}}{U_T}\right) \qquad \textbf{(II-24)}$$

D_{pE} : Coefficient de diffusion des trous dans l'émetteur,

G_E : Nombre de Gummel de l'émetteur,

$$G_E = \int_0^{W_E} \rho(x) \cdot dx \approx \int_0^{W_E} N_{DE}(x) \cdot dx \qquad \textbf{(II-25)}$$

N_{DE} : Dopage d'émetteur.

Tout ceci permet de donner le gain en courant en fonction des paramètres physiques du transistor :

$$\beta_n = \frac{I_C}{I_B} = \frac{D_{nB} \cdot G_E}{D_{pE} \cdot G_B} = \frac{D_{nB} \cdot W_E \cdot N_{DE}}{D_{pE} \cdot W_B \cdot N_{AB}} \approx \frac{N_{DE}}{N_{AB}} \qquad \textbf{(II-26)}$$

Le dopage de la base et de l'émetteur définissent les performances du transistor à homojonction. La solution pour contourner les limites de cette technologie est d'utiliser le transistor à hétérojonction SiGe. Le TBH SiGe permet d'augmenter le dopage de la base. La **Figure II-15** montre une coupe du TBH SiGe:C de STMicroelectronics. Il s'agit d'une structure de type quasi auto-alignée à double couche de polysilicium.

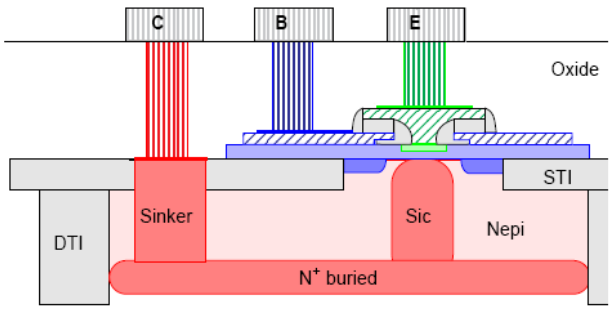


Figure II-15: Coupe du TBH SiGe:C de STMicroelectronics.

Le collecteur est constitué par une couche d'épitaxie N_{epi}. L'implémentation du dopant Phosphore pour la couche enterrée (N+ burried) et l'implant SIC (Selectively Implanted Collector) sont utilisés pour réduire la résistance série du collecteur. Un puits (Sinker) est ensuite réalisé pour ramener le contact du collecteur à la surface. Le dopant principal de la base est le Bore. L'ajout de Germanium sert à augmenter la mobilité dans la base et l'ajout de Carbone sert à éviter la diffusion du Bore dans l'émetteur. L'émetteur correspond à une

structure polysilicium, le dopant N utilisé est l'arsenic. Les tranchées d'isolation profondes (DTI) et superficielle (STI) permettent d'isoler les dispositifs entre eux.

Pour optimiser le transistor bipolaire à homojonction, l'introduction d'une faible quantité de Germanium dans la base va permettre de diminuer la bande interdite dans le transistor à hétérojonction. On obtient une amélioration du gain en courant qui varie exponentiellement avec le pourcentage de Germanium à la jonction EB.

$$\beta_{\max} = \frac{N_{DE}}{N_{AB}} \cdot \exp\left(\frac{\Delta E_g}{kT}\right) \qquad \textbf{(II-27)}$$

ΔE_g : Différence des bandes interdites du Silicium et de la base SiGe.

III.2 Fréquence de transition et fréquence maximale d'oscillation

III.2.a La fréquence de transition f_T

La fréquence de transition f_T peut être visualisée sur le gain en courant H_{21} du transistor pour une polarisation donnée. Cette fréquence est obtenue lorsque H_{21} est égale à l'unité (0dB).

Physiquement, elle dépend du temps de transit global τ_{EC} des porteurs entre les contacts émetteur et collecteur par l'équation:

$$f_T = \frac{1}{2\pi\tau_{EC}} \qquad \textbf{(II-28)}$$

Le temps de transit global peut se calculer selon la relation:

$$\tau_{EC} = \tau_F + \frac{kT}{qI_c}\left(C_{JBE} + C_{JBC}\right) + \left(R_E + R_C\right)C_{JBC} \qquad \textbf{(II-29)}$$

où R_E et R_C sont les résistances séries émetteur et collecteur,

C_{JBE} et C_{JBC} sont les capacités de jonction.

Le premier terme τ_F peut se décomposer ainsi :

$$\tau_F = \tau_E + \tau_{EB} + \tau_B + \tau_{BC} \qquad \textbf{(II-30)}$$

où τ_E est le temps de transit de l'émetteur,

τ_{EB} le temps de transit des porteurs dans la zone de charge d'espace EB,

τ_B le temps de transit de la base donné par :

$$\tau_B = \frac{W_B{}^2}{\eta D_{nB}} \qquad \textbf{(II-31)}$$

où η est un coefficient qui rend compte du profil de dopant dans la base. Il est égal à 2 pour une base uniformément dopée. D_{nB} est le coefficient de diffusion des électrons dans la base. Et τ_{EC} est le temps de transit des porteurs dans la zone de charge d'espace EC.

En mesure, la fréquence de transition est définie par extrapolation des paramètres H_{21} qui suivent une pente de -20dB/décade (f_m=10GHz).

$$f_T = \frac{f_m}{\Im\left(\frac{1}{H_{21m}}\right)} \qquad \textbf{(II-32)}$$

III.2.b La fréquence maximum d'oscillation f_{max}

La fréquence maximale d'oscillation f_{max} correspond à la fréquence pour laquelle le gain de Mason U est égal à 1.

$$U = \frac{\left|Y_{21} - Y_{12}\right|^2}{4\left(\Re\left(Y_{11}\right)\cdot\Re\left(Y_{22}\right) - \Re\left(Y_{12}\right)\cdot\Re\left(Y_{21}\right)\right)} \qquad \textbf{(II-33)}$$

En mesure, f_{max} est définie par extrapolation du gain de Mason précédemment défini à une fréquence f_m=20GHz.

$$f_{\max} = f_m \cdot \sqrt{U_m} \qquad \textbf{(II-34)}$$

f_{max} est relié à f_T et à des paramètres intrinsèques du transistor par la relation :

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{f_T}{8\pi R_B C_{JBC}}} \qquad \textbf{(II-35)}$$

La **Figure II-16** compare les courbes de fréquence f_T et $f_{\max}$ en fonction du courant de collecteur pour différentes longueurs d'émetteurs d'une même configuration de transistor. Plus la longueur d'émetteur est grande plus les fréquences maximales se déplacent vers des courants élevés.

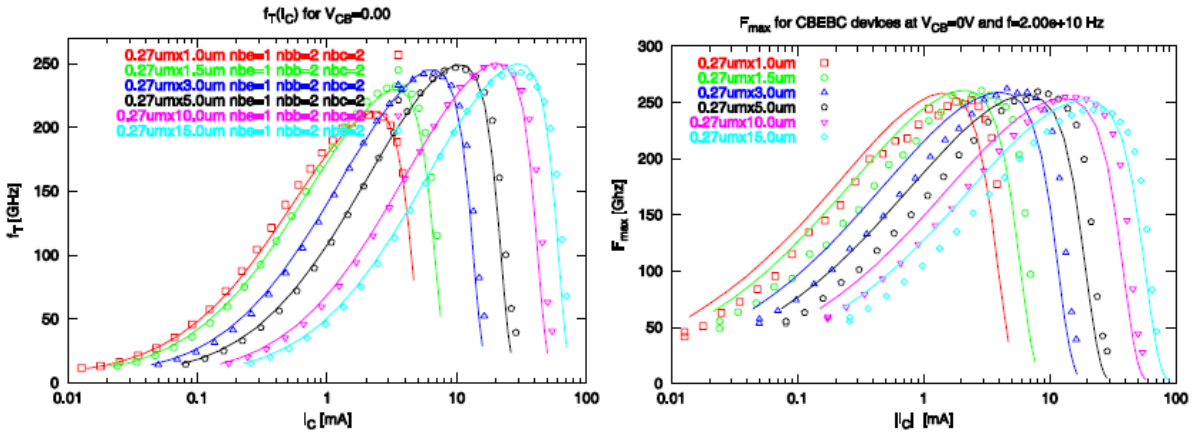


Figure II-16: Courbes de f_T et f_{max} en fonction du courant de collecteur pour différentes longueurs d'émetteur (V_{CB}=0V).

Une comparaison des courbes de fréquence f_T et $f_{\max}$ en fonction du courant de collecteur est montrée dans la **Figure II-17** pour différents nombres de doits d'émetteur du transistor. Plus il y a d'émetteurs, plus les fréquences maximales se déplacent vers des courants élevés.

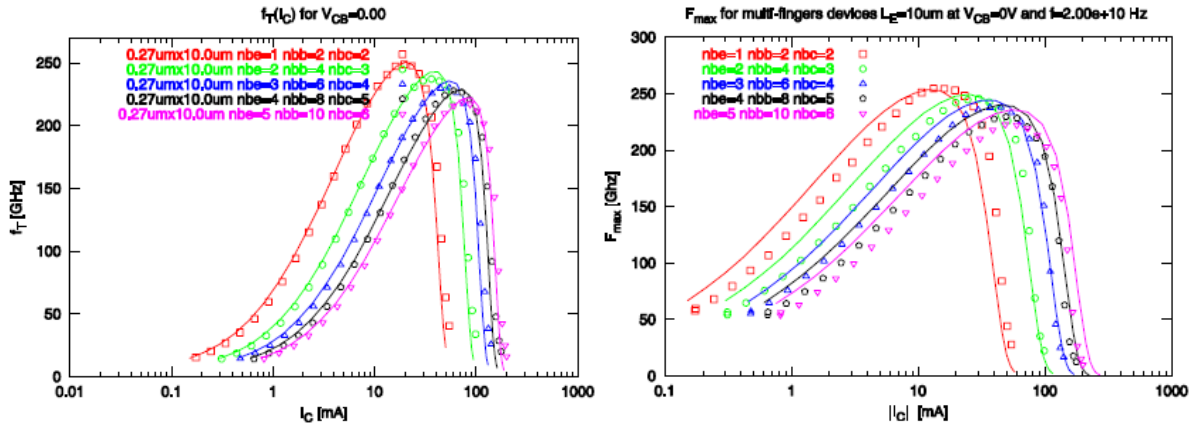


Figure II-17: Courbes de f_T et f_{max} en fonction du courant de collecteur pour différents nombres de doigts d'émetteurs du transistor (L_E=10um et V_{CB}=0V).

III.3 Les limites de fonctionnement d'un TBH

L'objectif d'un composant électronique destiné à l'amplification de puissance est comme son nom l'indique de fournir un maximum de puissance. 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. On retrouve synthétisées en **Figure II-18** les limites de fonctionnement d'un transistor bipolaire.

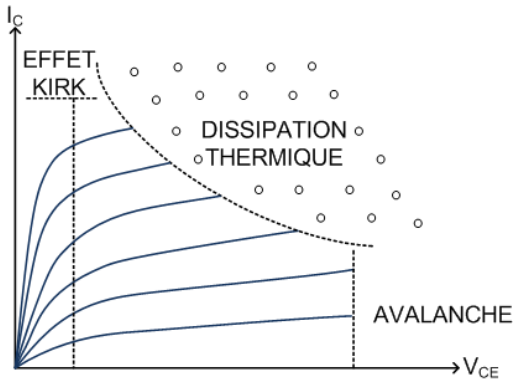


Figure II-18: limites de fonctionnement d'un transistor bipolaire.

III.3.a L'effet Kirk limite le courant.

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. Ce phénomène dégrade donc fortement les caractéristiques hyperfréquences des composants à fort courant. Il existe un compromis : on ne peut pas à la fois augmenter la rapidité et la tension de claquage. Pour repousser l'effet Kirk, il faut fortement doper le collecteur, mais la tension de claquage diminue.

III.3.b L'avalanche limite la tension.

Une tension limite apparaît et dépend du courant de base, la plus forte tension étant atteinte lorsque le courant de base est nul (en raison d'un gain en courant faible). Cette tension limite est nommée BV_{CE0}, correspondant à un fonctionnement avec la base en circuit ouvert, ou encore à courant de base nul. La limitation de BV_{CE0} est due à l'effet d'ionisation par impact (lequel génère des paires électrons/trous dans la zone de charge d'espace grâce au fort champ électrique). Si l'impédance vue de la base du transistor vers l'entrée est plus faible, le BV_{CE} augmentera. Dans ce cas, la tension est limitée à BV_{CEMAX} plutôt que BV_{CE0}, où BV_{CEMAX} tend plutôt vers BV_{CB0} pour une résistance de base très faible.

III.3.c Les effets d'emballement thermique limitent la puissance dissipée supportable.

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 transistors à

hétérojonctions. Le gain en courant augmente dans les transistors à homojonction sur silicium augmentant ainsi les risques d'emballement.

La technologie disponible à base de transistors bipolaires à hétérojonction sur Silicium Germanium ayant les meilleures performances est la BiCMOS9MW. Cette technologie est en cours de développement au sein de STMicroelectronics pour répondre aux applications millimétriques. Les phénomènes physiques qui limitent les performances de tels composants sont reportés dans le **Tableau II-4**.

Tableau II-4 : Paramètres électriques du transistor bipolaire

	W_E (µm)	NPN	H_{FE} (=β)	BV_{CE0} (V)	BV_{CB0} (V)	F_T (GHz)	F_{max} (GHz)	Applications
BiCMOS6G SiGe 0,35 µm	0,8	HV	100	5,8	15	25	50	Puissance et RF
		LV	100	3,5	13	44	56	
BiCMOS7RF SiGe:C 0,25 µm	0,4	HS	310	2,5	9	70	90	Puissance et RF
		HV	270	6,3	19	30	60	
		LV	310	3,2	11,5	55	100	
BiCMOS9 SiGe:C 0,13 µm	0,3	HS	650	1,75	6,6	160	160	Communications optiques et RF
		HV	650	2,9	11,1	70	100	
BiCMOS9MW SiGe:C 0,13 µm	0,27	HS	1000	1,6	5,5	230	280	Millimétriques
		MV	1000	2	7,5	150	280	

HS: High Speed LV: Low voltage
HV: High Voltage MV: Medium Voltage

III.4 Layout du composant actif

La technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics propose un transistor spécifique (npnhs) pour les fréquences millimétriques. Il existe différentes configurations possibles du transistor: CEB, CBEB et CBEBC (**Figure II-19**). La configuration choisie pour notre circuit est la dernière avec double contact de base pour réduire la résistance de base et pour avoir un

double contact d'émetteur. La largeur de l'émetteur est fixée à 0,27µm et la longueur est comprise entre 0,8µm et 15µm.

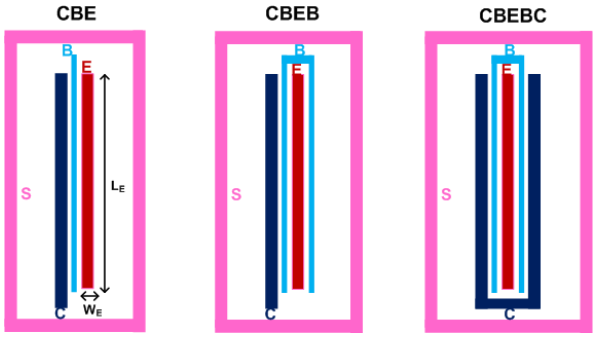


Figure II-19: Transistors NPN avec trois configurations différentes : CBE, CBEB et CBEBC avec un doigt d'émetteur.

Pour une performance optimale aux hautes fréquences (soit à la fréquence de transition f_T), on a une densité de courant Jc=7.5 mA/µm². Le courant maximum pour un transistor avec un émetteur de longueur de 15µm est $Ic=Jc*S$=7,5*0,27*15=30mA. Comme toutes les impédances d'entrées sont de faibles résistances à ces fréquences, le courant limite le maximum de puissance de sortie de l'amplificateur. Pour obtenir une grande puissance de sortie, le transistor de puissance a besoin de faire passer de forts courants. Plusieurs doigts d'émetteurs (**Figure II-20**) peuvent être utilisés dans un transistor afin d'augmenter le courant dans le collecteur (ou même mettre plusieurs transistors en parallèle).

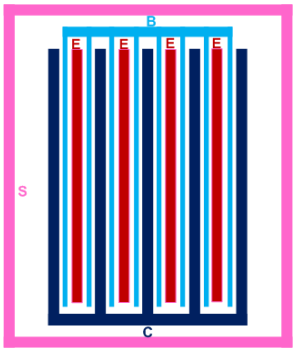


Figure II-20: Transistors NPN avec une configuration CBEBC et 4 doigts d'émetteurs.

III.5 Modèle du transistor

La conception d'un circuit millimétrique nécessite des modèles très précis pour reproduire le comportement du transistor dans les différents régimes et limites de fonctionnement. Les

différents modèles du transistor bipolaire sont le modèle ST-BJT et HICUM dont les bases sont les équations d'Ebers-Moll qui tiennent compte principalement des deux jonctions.

III.5.a ST-BJT

Le modèle ST-BJT (**Figure II-21**) est une version ST amélioré du SGP (SPICE Gummel Poon). Ce modèle prend bien en compte les courants de transfert et de bases, les résistances séries, la tension d'avalanche peak BC et les capacités de jonctions BE, BC, CS. Seuls les effets de fortes injections dans le collecteur à faible V_{CE} sont modélisés (quasi-saturation). Cependant, il n'y a pas de transistor parasite PNP inclus dans ce modèle. La modélisation du temps de transit est empirique et très imprécise. Il n'y a pas non plus de modèle pour le substrat et l'auto-échauffement. L'effet de la température n'est pas très précis pour le gain en courant et n'affecte pas le temps de transit. Le ST-BJT présente donc plusieurs lacunes.

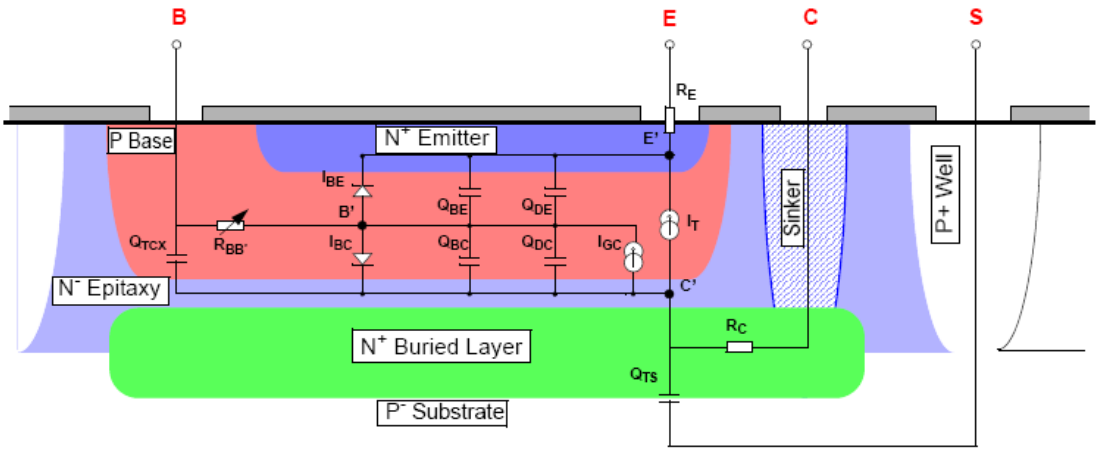


Figure II-21: Modèle ST-BJT du HBT.

III.5.b HICUM

Le modèle HICUM (HIgh CUrrent Model) représenté dans la **Figure II-22** est un modèle avancée du transistor bipolaire. Il élimine un bon nombre de lacunes du modèle SPG qui ont limité sérieusement la conception de circuits RF en technologie bipolaire SiGe. Il a été développé principalement pour prendre en compte l'effet des fortes injections dans le collecteur. Cela permet de déterminer les fréquences de transition pour les forts courants. L'effet Kirk et la quasi-saturation sont bien prises en compte. Il y a une meilleure modélisation des courants de transferts qui sont plus fins. Les tensions d'avalanche BC et BE sont bien modélisées. Le modèle du temps de transit est très précis avec une prise en compte de la dépendance avec la température. Il inclut un modèle pour le transistor parasite PNP, le

substrat (R_{SU}, C_{SU}) et l'auto-échauffement (R_{TH}, C_{TH}). Le modèle HICUM propose donc une meilleure modélisation qui tient compte des différents paramètres physiques. Ce modèle présente de meilleures caractéristiques avec une modélisation très complexe du schéma équivalent.

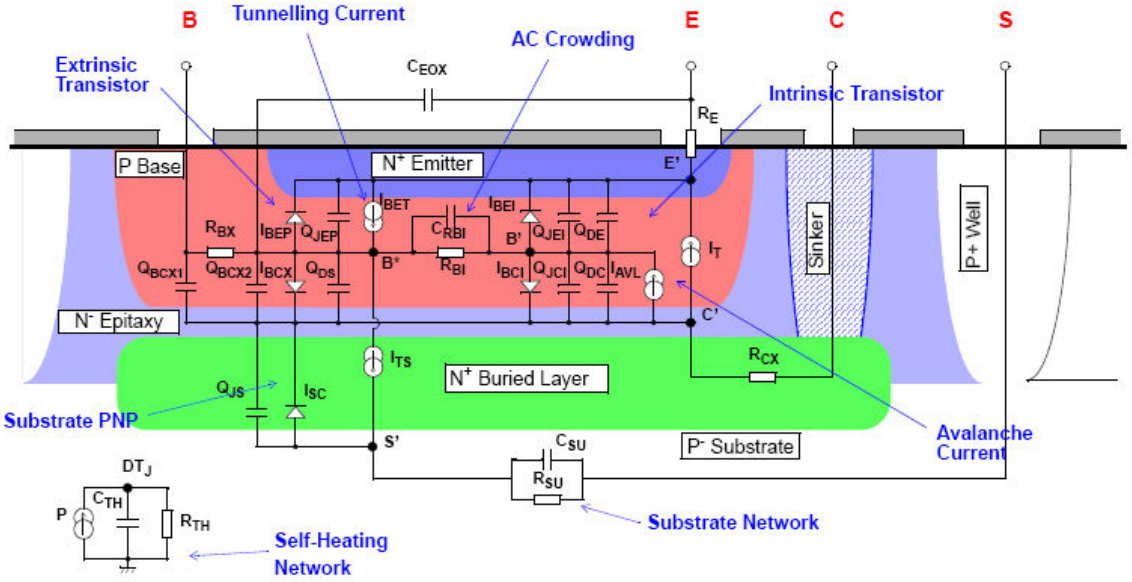


Figure II-22: Modèle HICUM du HBT.

IV. LES COMPOSANTS PASSIFS

Les éléments passifs ont souvent des performances limitées dans les circuits intégrés sur silicium car ils sont limités par leur facteur de qualité Q. Les raisons qui limitent la valeur de Q sont principalement les pertes du substrat et les pertes du conducteur. Nous allons nous intéresser dans cette partie aux composants passifs de la technologie BiCMOS9MW. Les composants passifs ont été modélisés avec des simulations électromagnétiques (Momentum et HFSS) pour valider les modèles aux fréquences millimétriques.

IV.1 Technologie BiCMOS9 et BiCMOS9MW

Les technologies BiCMOS9 et BiCMOS9MW sont des technologies avancées BiCMOS 130nm. Ces deux technologies sont constituées de 6 niveaux de couches de métallisation. Les circuits intégrés sont réalisés sur un substrat silicium de 375 µm d'épaisseur avec une résistivité de 10-15 Ω-cm. La **Figure II-23** présente un schéma simplifié en coupe des interconnexions de ces deux technologies.

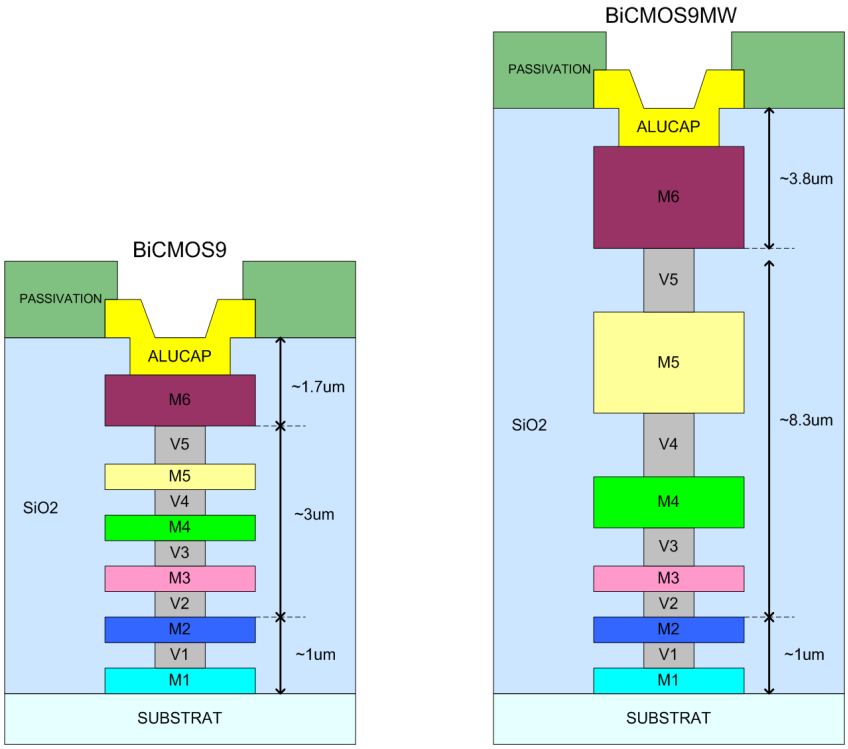


Figure II-23 : Structures simplifiées des niveaux de métallisation de la technologie BiCMOS9 (à gauche) et BiCMOS9MW (à droite).

L'oxyde de silicium a une permittivité diélectrique de 4 environ, et 6 pour la passivation. La couche d'oxyde est en faite constituée de plusieurs empilements de permittivité différente. Le temps de simulation étant trop important, il est préférable de simplifier cette couche. La valeur de la permittivité équivalente peut être déterminée, pour des permittivités différentes ε_{r1} et ε_{r2} avec comme hauteur respective h_1 et h_2, par la relation suivante :

$$\varepsilon_{eq} = \left[\sqrt{\varepsilon_{r1}} + \frac{h_2}{h_2 + h_1} \left(\sqrt{\varepsilon_{r2}} - \sqrt{\varepsilon_{r1}} \right) \right]^2 \qquad \textbf{(II-36)}$$

La différence entre les deux technologies se situe au niveau des 3 derniers niveaux de métallisation et de leurs épaisseurs. La technologie BiCMOS9MW est constituée de métaux plus épais que la BiCMOS9 et le dernier niveau de métallisation se trouve plus éloigné du substrat. Cela va donc favoriser les éléments inductifs car ils seront moins résistifs et auront une capacité plus faible par rapport au substrat.

IV.2 Les résistances

Le design kit propose plusieurs type de résistances afin d'avoir de faibles, moyennes et grandes résistances. Mais généralement, il est préférable d'utiliser des résistances de même

type et de même valeurs car les valeurs diffèrent pendant le procédé de fabrication. La valeur d'une résistance de longueur L, de largeur W, d'épaisseur et de résistivité ρ est donnée par la relation suivante :

$$R = \rho \frac{L}{S} = \rho \frac{L}{W \cdot e} = R_{carré} \cdot \frac{L}{W} \quad [\Omega] \qquad \textbf{(II-37)}$$

Afin de réaliser cet élément résistif, une couche de poly-silicium est utilisée au-dessus du substrat. Les différents types de résistances sont réalisés avec un poly-silicium siliciuré ou non siliciuré de dopant N+ ou P+. La **Figure II-24** montre la structure physique et le schéma équivalent d'une résistance poly-silicium.

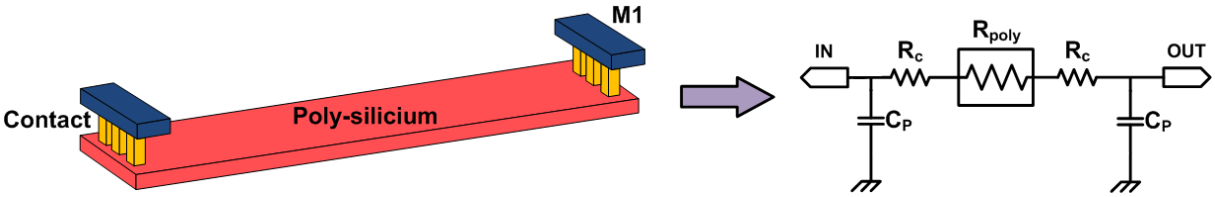


Figure II-24 : Structure physique et schéma équivalent de la résistance poly-silicium.

Le choix de la résistance est déterminé par la valeur de la résistance désirée, mais aussi par sa taille et sa variation lors du procédé de fabrication. La valeur de la résistance par carré ($R_{carré}$) est de l'ordre de 100 à 140 Ω pour les résistances utilisées de type poly-silicium non siliciuré N+.

IV.3 Les capacités

Il y a 2 types de capacités utilisés: MOM et MIM. La capacité MOM (Métal Oxyde Métal) est obtenue par la mise en réseau de plusieurs capacités parallèle sur plusieurs niveaux de métallisation comprise entre le métal 1 et le métal 5. La capacité MIM (Métal Isolant Métal) est située entre le dernier niveau de métallisation (métal 6) et l'aluminium utilisant un isolant de diélectrique élevé (nitride, ε_r ~11). La première capacité a plus de parasites et est plus proche du substrat, alors que la seconde capacité donne des facteurs de qualité bien plus élevés et présente de faibles pertes résistives. La **Figure II-25** montre la structure physique et le schéma équivalent d'une capacité MIM. La capacité MIM est réalisée par deux armatures (HKTOPMIM et BOTMIM) très proches l'une de l'autre. La valeur d'une capacité MIM peut être déterminée par l'équation suivante :

$$C = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{S}{d} \quad [F] \qquad \textbf{(II-38)}$$

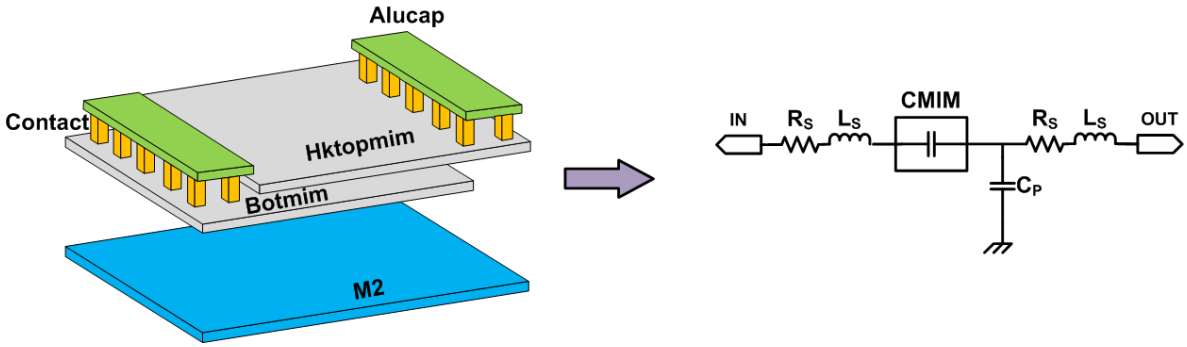


Figure II-25 : Structure physique et schéma équivalent de la capacité MIM.

où ε_0 est la permittivité relative du vide ($8{,}86.10^{-12}$ F/m), ε_r la permittivité du diélectrique, S la surface et d la distance entre les deux armatures. La densité capacitive de cette MIM est de 2fF/µm². Le facteur de qualité est déterminé par la relation suivante :

$$Q_c = \frac{1}{rC\omega} \qquad \textbf{(II-39)}$$

Pour optimiser le choix sur la taille d'une capacité MIM aux fréquences millimétriques, il faut ajuster sa largeur et sa longueur. En augmentant la largeur et en diminuant la longueur (**Figure II-26**), les inductances et les résistances séries d'interconnexions sont réduites ce qui permet d'éloigner la fréquence de résonance et obtenir un meilleur facteur de qualité.

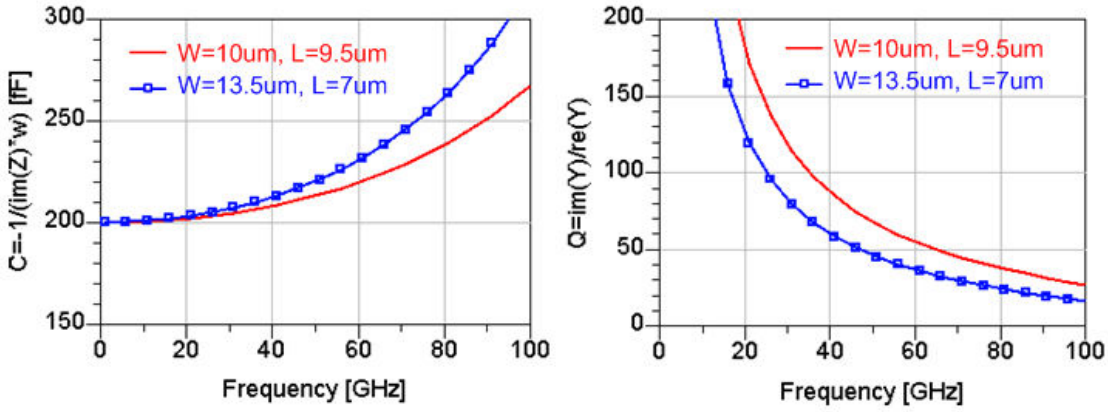


Figure II-26 : Simulation de la capacité *C* et du coefficient de qualité *Q* d'une capacité MIM d'une valeur de 200fF pour deux géométries différentes.

IV.4 Les plots RF

Lors de la conception d'un circuit, il est nécessaire de modéliser les plots qui servent pour la mesure sous pointes. Les plots ont une configuration GSG (Ground Signal Ground) avec un espacement de 100µm de centre à centre. La **Figure II-27** montre la structure physique et le schéma équivalent d'un plot RF. Ces plots représentent un effet capacitif en parallèle et un effet inductif en série dont les valeurs dépendent des dimensions physiques.

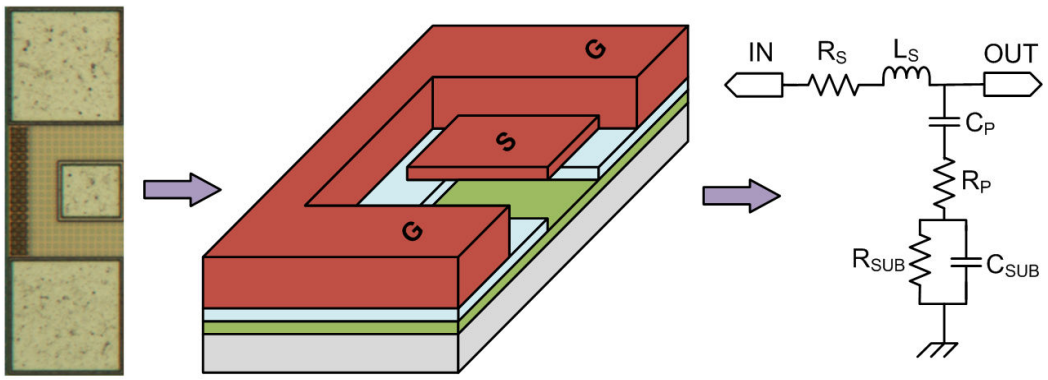


Figure II-27 : Structure du plot RF et modélisation schématique.

Le plot peut être optimisé afin de réduire sa valeur capacitive. Ou alors, il peut être ajusté de telle sorte qu'il soit un élément faisant partie de l'adaptation du circuit. La valeur de la capacité extraite des mesures pour les plots utilisés est de 13fF (**Figure II-28**). Cette valeur est pratiquement constante sur toute la plage de fréquence mesurée. Le facteur de qualité est de l'ordre de 10 pour notre application à 80GHz. Cette faible valeur est principalement due aux pertes dans le substrat liées à l'ouverture sous le signal RF. Ces pertes sont évaluées à une valeur de 0,3 dB sur un seul plot à notre fréquence de travail. Afin de réduire ces pertes, il faut refermer l'ouverture sous le signal RF pour récupérer directement le courant, mais ceci augmentera la valeur capacitive. Dans nos circuits, pour faciliter la co-intégration nous avons choisi un plot de faible valeur capacitive.

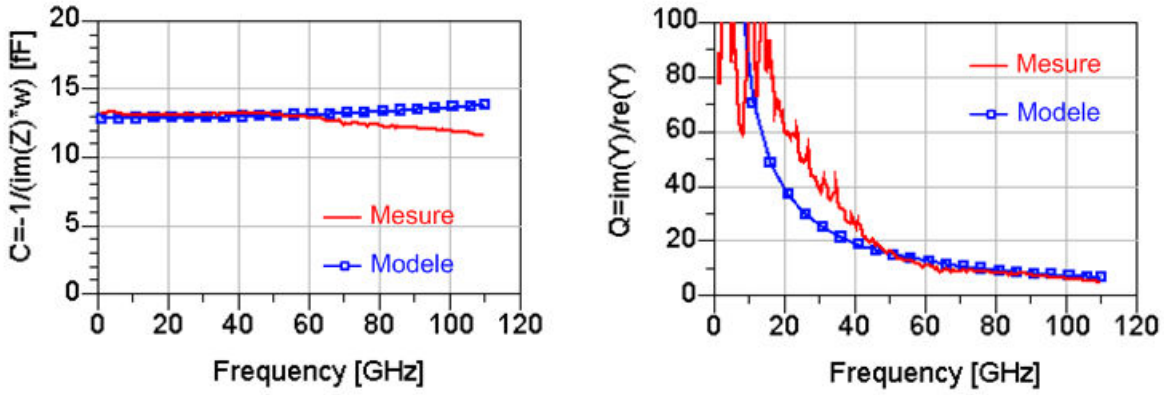


Figure II-28 : Mesure et modèle de la capacité (*C*) et du coefficient de qualité (*Q*) d'un plot RF.

IV.5 Les inductances

Les inductances dépendent des propriétés des matériaux qui les constituent. Dans notre cas, il est constitué d'un substrat silicium (semi-conducteur), d'un oxyde (isolant) et des couches conductrices. L'utilisation de métaux larges et épais réduisent les résistances série.

L'utilisation d'un plan de masse (pattern) réduit les courants dans le substrat et annihile les courants de Foucault induits magnétiquement. Cette technique permet aussi de bien modéliser l'inductance en définissant un chemin de retour du courant. La **Figure II-29** montre la structure physique et le schéma équivalent d'une inductance octogonale de diamètre *d* et de largeur *W*.

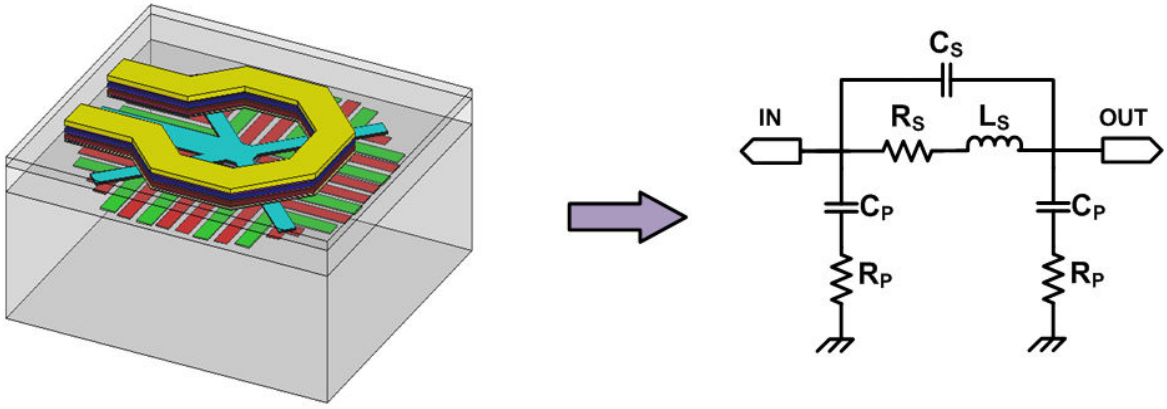


Figure II-29 : Structure d'une inductance et modélisation schématique.

Le facteur de qualité *Q* d'une inductance est utilisé comme facteur de mérite. Il est déterminé par la relation suivante :

$$Q_L = \frac{L\omega}{r} \qquad \textbf{(II-40)}$$

Comme les modèles n'ont pas été caractérisés aux fréquences millimétriques, toutes les inductances ont été simulées (**Figure II-30**) sur le simulateur électromagnétique HFSS afin d'obtenir une bonne précision des composants et surtout de modéliser les interconnexions entre les composants. Les résultats de simulations sur HFSS sont en accords avec les résultats des modèles fournit par ST.

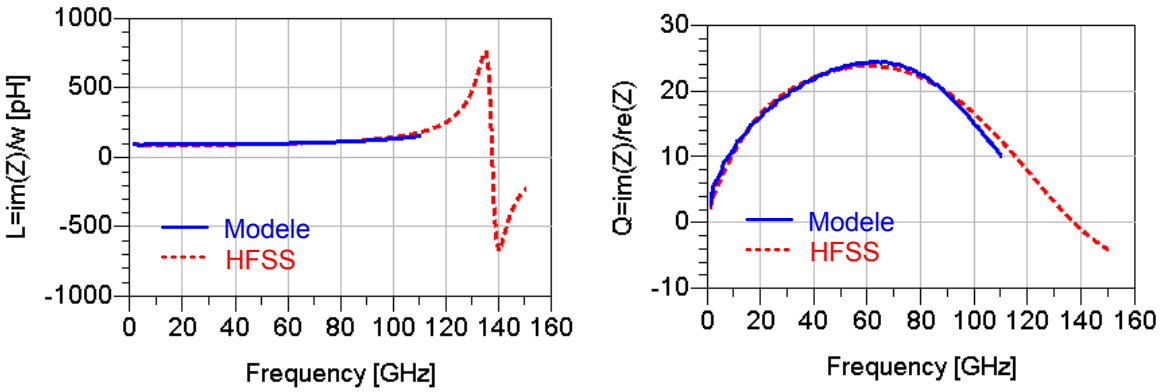


Figure II-30 : Comparaison Modèle et Simulation HFSS de L et Q d'une inductance (*W*=6µm et *d*=50µm).

Pour optimiser le choix d'une inductance aux fréquences millimétriques, il faut ajuster la largeur de piste de l'inductance. En diminuant la largeur (**Figure II-31**), les capacités parallèles sont réduites ce qui permet d'éloigner la fréquence de résonance et obtenir un meilleur facteur de qualité. Cependant dans un PA, il est nécessaire de faire passer de forts courants et donc d'avoir une largeur de piste qui puisse les supporter. On utilisera dans la conception du circuit des pistes plus fines à l'entrée et plus larges à la sortie.

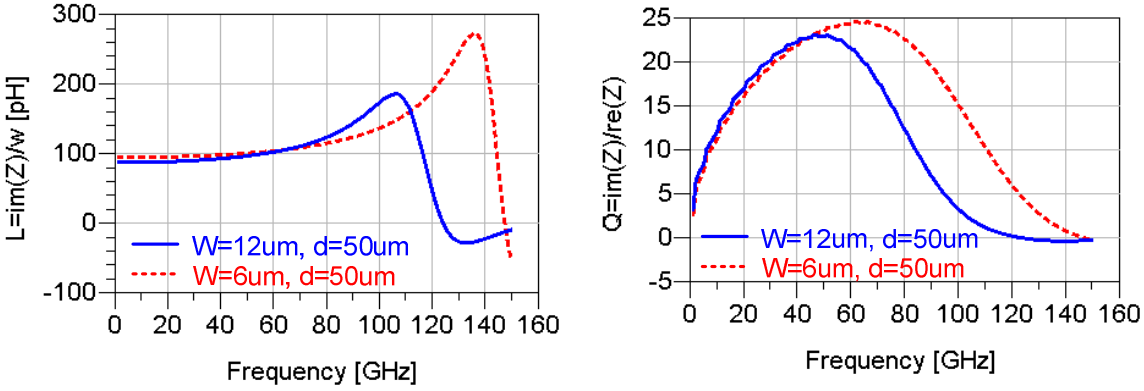


Figure II-31 : Simulation de l'inductance *L* et du coefficient de qualité *Q* d'une inductance avec une valeur de l'ordre de 90pH pour deux largeurs différentes.

Il est difficile de réaliser de faibles inductances (les accès ne sont pas négligeables) avec une grande précision. Pour cela, on utilisera pour la conception circuits amplificateurs à la place des inductances des lignes de transmission que nous allons détailler dans la partie suivante.

IV.6 Les lignes de transmission

Les structures des lignes de transmission ont fait l'objet d'une attention toute particulière dans les fréquences millimétriques ces dernières années, notamment les lignes microruban (microstrip) et les lignes coplanaires. L'inconvénient des lignes de transmission est leur grande surface d'occupation. Mais ne disposant d'aucun modèle de self à 80GHz, les lignes de transmission permettent d'obtenir une meilleure précision du circuit en simulation et une rapidité de conception.

IV.6.a Caractéristiques des lignes de transmission

De nombreuses études ont montré qu'une ligne de transmission est le siège d'une onde se propageant en mode quasi-TEM (Transverse Electro-Magnetique), c'est à dire que les champs électriques (E) et magnétiques (H) sont perpendiculaires à l'axe de la ligne selon lequel s'effectue la propagation. Il existe différentes structures de propagation : microstrip (MS), coplanaire (CPW), coplanaire grounded (CPWG), stripline, slotline… Pour les substrats de

faible résistivité, le choix s'orientera vers des structures de propagation de type MS et CPWG (**Figure II-32**). Une ligne MS est constituée d'un ruban conducteur placé sur une face d'un matériau diélectrique, tandis que l'autre face constitue un plan de masse. Une ligne CPWG est composée de deux plans de masse supplémentaires de chaque coté du ruban conducteur. Les paramètres de la ligne MS sont *: W* la largeur de la ligne, *T* son épaisseur, et *h* la hauteur en [*m*] de la ligne par rapport au plan de masse. Pour les structures coplanaires, il faut ajouter le paramètre d'espacement entre les conducteurs, généralement noté S. **La Figure II-32** permet de mettre en évidence la répartition du champ électrique et de voir que les lignes de champ sont concentrées vers le plan de masse. Les lignes de champ magnétique, quant à elles, tournent autour du conducteur principal.

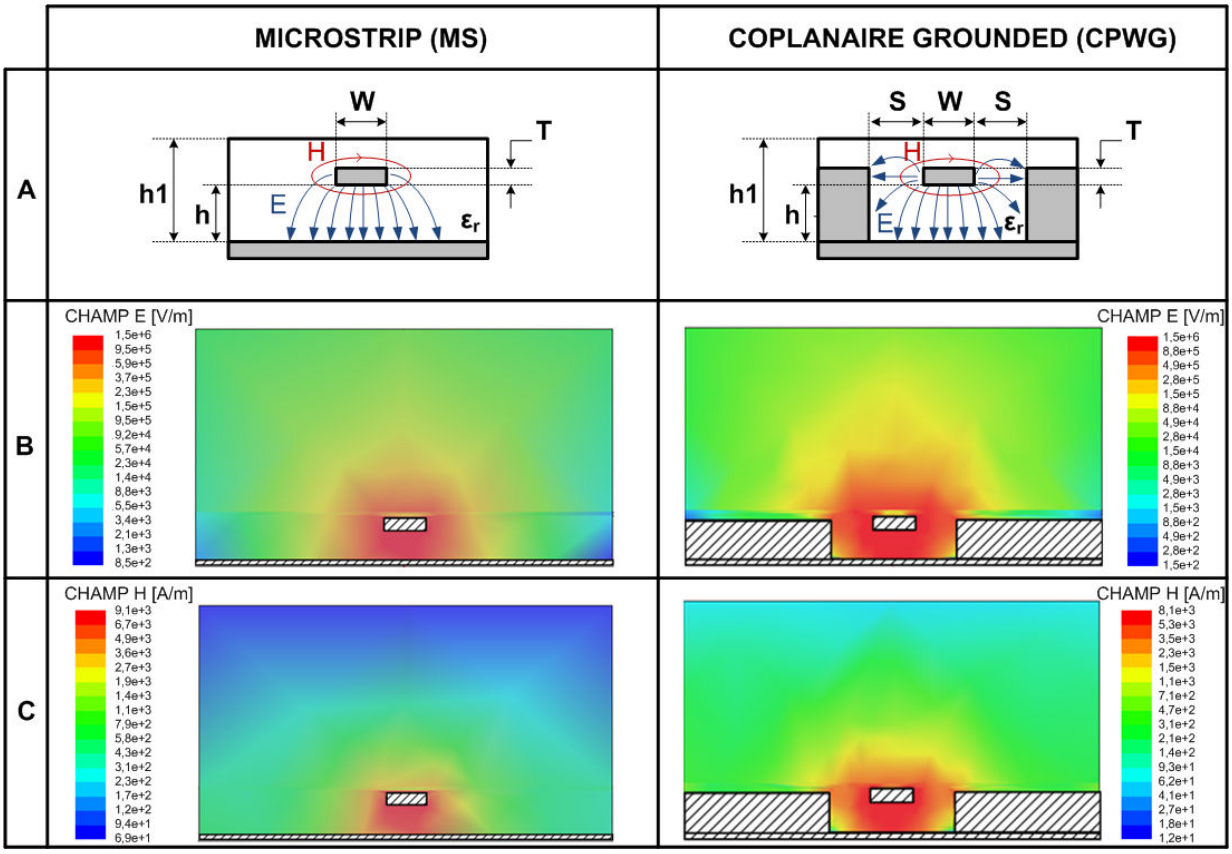


Figure II-32 : Structure d'une ligne de transmission MS et CPWG : (A) Paramètres physiques, (B) Répartition des champs électriques, (C) Répartition des champs magnétiques.

L'impédance caractéristique (Z_c) d'une ligne de transmission dépend de ses dimensions et de la nature du matériau isolant. Dans une ligne de transmission, la vitesse de propagation de l'onde dépend du matériau isolant (ε_r) et est inférieure à sa vitesse dans le vide ($c=3.10^8$ *m/s*) :

$$v = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad [m/s] \tag{II-41}$$

La longueur d'onde λ_g dans la ligne de transmission est donc plus petite que la longueur d'onde dans l'air λ_0 :

$$\lambda_g = \frac{v}{f} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} = \frac{c}{f \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} \quad [m] \tag{II-42}$$

La constante de propagation d'une ligne de transmission est définie par :

$$\gamma = \alpha_N + j \cdot \beta_R \tag{II-43}$$

où α_N est la constante d'atténuation (en $Np.m^{-1}$) :

$$\alpha_{dB} = 8{,}686 \cdot \alpha_N \quad [dB/m] \tag{II-44}$$

et β_R, la constante de phase (en $rad.m^{-1}$) :

$$\beta_0 = \frac{180 \cdot \beta_R}{\pi} \quad [\deg/m] \tag{II-45}$$

Le facteur de qualité d'une structure de propagation peut s'exprimer à partir de la constante de phase et d'atténuation:

$$Q_f = \frac{\beta_R}{2 \cdot \alpha_N} = \frac{\omega \cdot \sqrt{\varepsilon_r}}{2 \cdot \alpha_N \cdot c} = \frac{\pi}{\lambda_g \cdot \alpha_N} \tag{II-46}$$

IV.6.b Extraction du modèle d'une ligne de transmission

Lors d'une simulation EM ou d'une mesure, les caractéristiques d'une ligne de transmission peuvent être extraites directement à partir des paramètres S en appliquant les équations suivantes.

L'impédance caractéristique Zc est donnée par :

$$Zc = R_0 \times \sqrt{\frac{(1+S_{11})(1+S_{22}) - S_{21}S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{21}S_{12}}} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \quad [\Omega] \tag{II-47}$$

La constante de propagation pour une longueur ℓ est :

$$\gamma = \frac{1}{\ell} \cosh^{-1}\left(\frac{(1-S_{11})(1-S_{22}) - S_{21}S_{12}}{S_{21} + S_{12}} \right) = \sqrt{(R + jL\omega)(G + jC\omega)} \tag{II-48}$$

Une ligne peut être modélisée par une cellule RLCG pour une longueur inférieure à $\frac{\lambda}{20}$. Les pertes dans les conducteurs sont définies par l'inductance et la résistance linéique :

$$L = \frac{\Im m\{Z_C \cdot \gamma\}}{2\pi \cdot f} \quad [H/m] \qquad \text{et } R = \Re e\{Z_C \cdot \gamma\} \quad [\Omega/m] \tag{II-49}$$

Les pertes dans les diélectriques sont définies par la capacité et la conductance linéique :

$$C = \frac{\Im m\{\gamma / Z_C\}}{2\pi \cdot f} \quad [F/m] \qquad \text{et} \quad G = \Re e\left\{\frac{\gamma}{Z_C}\right\} \quad [S/m] \qquad \textbf{(II-50)}$$

Si la longueur de la ligne est supérieure à *Lmax=λ/20*, le circuit doit être divisé en plusieurs étages afin d'obtenir une modélisation plus précise (**Figure II-33**). Pour une fréquence *f*=80GHz et une permittivité relative du matériau $\varepsilon_r = 4$, on obtient $\lambda = 1.87mm$ donc *Lmax=93µm.*

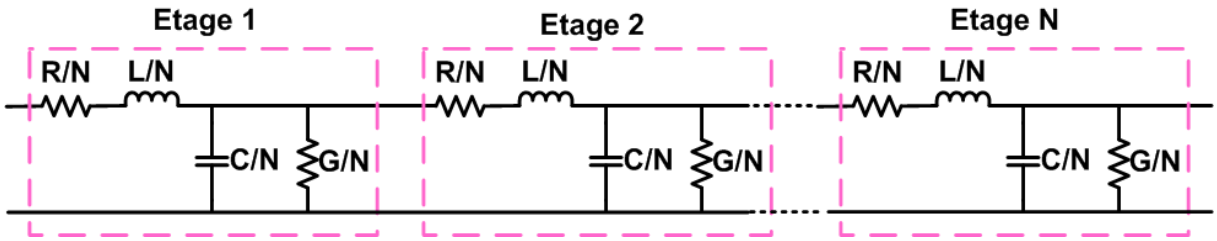


Figure II-33 : Modèle discret d'une ligne de transmission à partir des paramètres S.

IV.6.c Simulation EM

Les deux structures présentées ont été simulées avec un simulateur EM (HFSS) en prenant la couche équivalente de l'oxyde et les niveaux de métallisation de la technologie BiCMOS9MW. Le temps de simulation d'une ligne de transmission est assez rapide (quelques minutes) dû à la simplicité de la structure. Les paramètres de la ligne microstrip sont les suivants : W=12µm et ℓ=1000µm (et *S*=12µm pour la ligne CPW). Pour ces lignes, on détermine l'impédance caractéristique et la constante d'atténuation. Les résultats sont donnés dans la **Figure II-34** pour les deux structures. L'impédance caractéristique est proche entre les deux structures et l'atténuation de la CPW est légèrement plus faible car les pertes dans le diélectrique sont minimisées avec les plans de masse sur les côtés. Le principal défaut des lignes MS est l'intégrité car elles prennent beaucoup de place de silicium (large plan de masse). Les lignes CPW permettent d'avoir une meilleure isolation entre les lignes adjacentes.

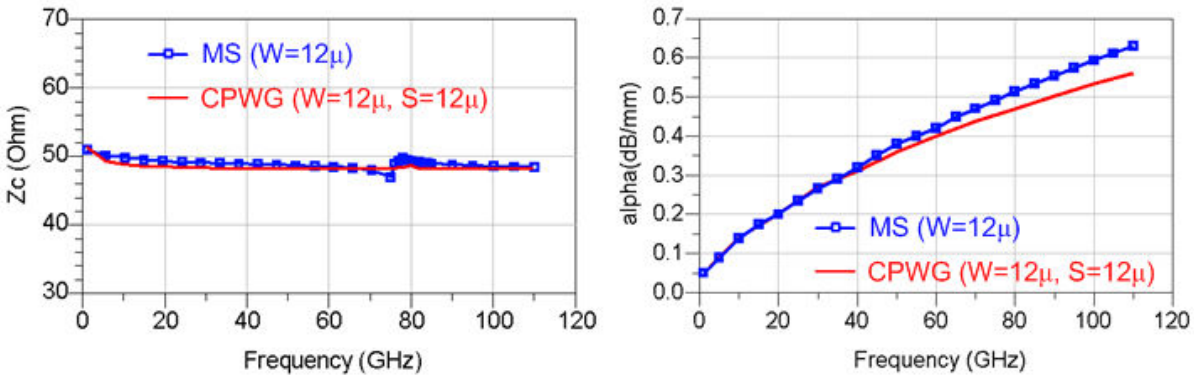


Figure II-34 : Simulation HFSS : Comparaison des structures MS et CPWG (ruban conducteur : M6/AP, plan de masse : M1/M2).

La structure microstrip a été simulée avec les simulateurs EM : Momentum et HFSS. Ces simulations sont comparées avec des mesures obtenues avec un de-embedding TRL (Thru Reflect Line) expliqué en annexe 1. La **Figure II-35** montre l'impédance caractéristique et le facteur de qualité de la ligne. Les simulations EM montrent des résultats satisfaisants sur une assez large bande de fréquence (1GHz à 110GHz). L'impédance caractéristique de la ligne mesurée est de 51Ω.

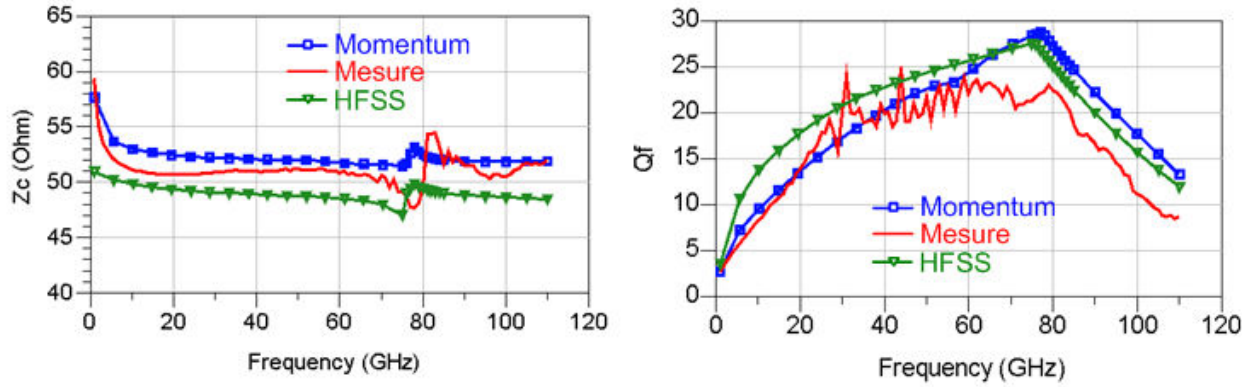


Figure II-35 : Comparaison mesure et simulation EM (Momentum et HFSS) d'une structure MS : impédance caractéristique et facteur de qualité.

La **Figure II-36** montre la constante d'atténuation et de phase de la ligne. L'atténuation de la ligne mesurée est de 0.6dB/mm à une fréquence de 80GHz.

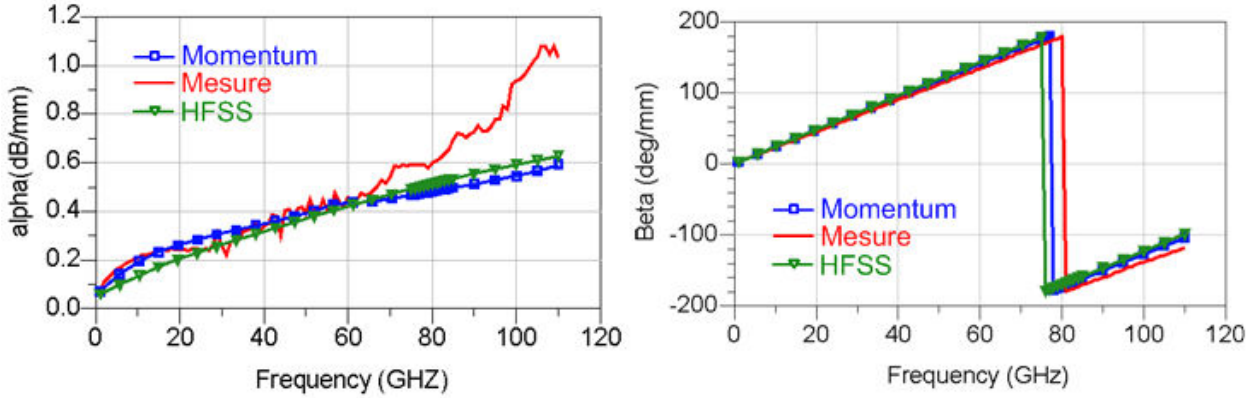


Figure II-36 : Comparaison mesure et simulation EM (Momentum et HFSS) d'une structure MS : Constante d'atténuation et de phase.

IV.6.d Modèle discret des lignes de transmission

On trouve dans la littérature plusieurs équations empiriques complexes permettant de calculer l'impédance caractéristique et le modèle RLCG à partir des données géométriques ou inversement de déterminer les dimensions permettant d'obtenir une ligne d'impédance donnée.

Le modèle RLC (**Figure II-37**) tient compte des paramètres de dimensionnement de la ligne. Les longueurs *W*, *T*, *l*, et *H* sont en m.

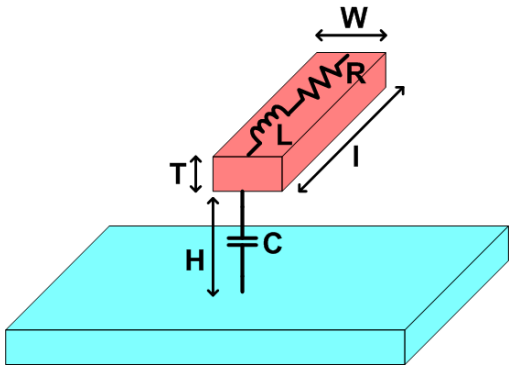


Figure II-37 : structure et modélisation d'une ligne de transmission.

IV.6.d.1 Résistance

La résistance série se calcule par la formule classique:

$$R = \rho \frac{l}{S} \quad [\Omega] \tag{II-51}$$

S est la surface de la ligne et $\sigma = \frac{1}{\rho}$ la conductivité du matériau en S/m.

A des fréquences élevées les courants tendent à s'accumuler sur la partie externe des conducteurs (zone hachurée sur la **Figure II-38**). La surface de la couche conductrice est :

$$S = 2ep(T + W - 2ep) \quad [m^2] \tag{II-52}$$

L'épaisseur de peau est calculée par l'équation suivante:

$$ep = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \times \mu_0 \times \mu_r \times f}} \quad [m] \tag{II-53}$$

Sur la **Figure II-38**, on trace l'épaisseur de peau en fonction de la fréquence. A 80GHz, l'épaisseur de peau est égale à 0.24µm.

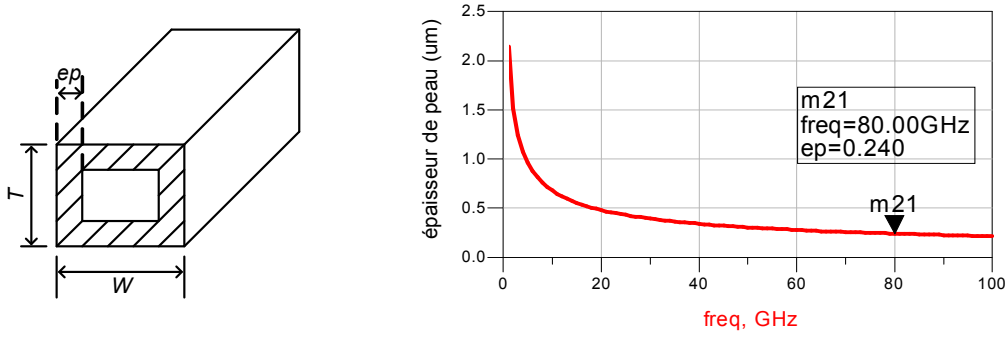


Figure II-38 : Effet de peau dans les conducteurs.

IV.6.d.2 Formules de Grover et Sakurai

- Inductance: Une liste de formules et de tableaux pour le calcul d'inductances a été récapitulée par F. W. Grover dans la référence [GRO24]. L'inductance par unité de longueur d'une ligne de section transversale rectangulaire ($l=\lambda/20$) est donnée par la formule suivante:

$$L = \frac{\mu_0}{2\pi}\left[\ln\left(\frac{2l}{W+T}\right)+\frac{1}{2}+\frac{(W+T)}{3l}\right]\times K_g \quad [H/m] \qquad \textbf{(II-54)}$$

où $\mu_0 = 4\pi\times10^{-7}$ en H/m est la perméabilité magnétique du vide. Pour prendre en compte le plan de masse ($W/h > 0{,}05$ sinon $K_g=1$), il faut rajouter le coefficient Kg :

$$Kg = 0.57 - 0.145\log\left(\frac{W}{h}\right) \qquad \textbf{(II-55)}$$

- Capacité: Une formule assez simple pour le calcul de capacité est donnée par T. Sakurai dans la référence [SAK83]. La capacité par unité de longueur peut se calculer par l'équation suivante:

$$C = \varepsilon_0\varepsilon_r\left[1{,}15\left(\frac{W}{h}\right)+2{,}8\times\left(\frac{T}{h}\right)^{0.222}\right] \quad [F/m] \qquad \textbf{(II-56)}$$

où $\varepsilon_0 = 8.86\times10^{-12}$ en F/m est la permittivité du vide.

IV.6.d.3 Les formules de Clemm

Une autre méthode consiste à utiliser directement les formules données par Clemm [HUP81]. Ces formules donnent l'inductance et la capacité linéique équivalente d'un microstrip. Pour calculer l'inductance linéique, on utilisera la formule :

$$L = 197{,}5\cdot\ln\left(1+\frac{6{,}28}{W/h}\cdot\left(1+0{,}27\cdot\tanh^2\left(\frac{1{,}4}{W/h}\right)\right)\right) \quad [nH/m] \qquad \textbf{(II-57)}$$

Et pour calculer la capacité linéique, on utilisera la formule :

$$C = \frac{56{,}22\cdot\varepsilon_r}{\ln\left(1+\frac{6{,}28}{W/h}\cdot\left(1+0{,}27\cdot\tanh^2\left(\frac{1{,}4}{W/h}\right)\right)\right)} \quad [pF/m] \qquad \textbf{(II-58)}$$

IV.6.d.4 Les formules de Hammer

Les formules les plus précises sont dues à E. O. Hammerstad et ont été publiées en 1980 [HAM80]. Ces équations permettent de calculer l'impédance caractéristique et la permittivité effective d'une ligne microstrip dont on connaît les dimensions. Ci-après la relation à utiliser pour calculer l'impédance caractéristique de la ligne microstrip :

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \ln\left(\frac{F_u}{W/h} + \sqrt{1+\left(\frac{2}{W/h}\right)^2} \right) \qquad \textbf{(II-59)}$$

$$\text{avec } F_u = 6 + (2\pi - 6) \cdot \exp\left[-\left(\frac{30{,}666}{W/h} \right)^{0{,}7528} \right]$$

La relation à utiliser pour calculer la permittivité effective de la ligne microstrip est:

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r}{2} \cdot \left(1 + \frac{10}{W/h} \right)^{-a \cdot b} \qquad \textbf{(II-60)}$$

$$\text{avec } a = 1 + \frac{1}{49} \cdot \ln \frac{(W/h)^2 + \left(\frac{W/h}{52}\right)^2}{(W/h)^2 + 0{,}432} + \frac{1}{18{,}7} \cdot \ln\left[1 + \left(\frac{W/h}{18{,}1} \right)^3 \right]$$

$$\text{et } b = 0{,}564 \cdot \left(\frac{\varepsilon_r - 0{,}9}{\varepsilon_r + 3} \right)^{0{,}053}$$

On sait que toute ligne de transmission présente une capacité et une inductance linéiques (par unité de longueur). La valeur de l'inductance ou de la capacité équivalente à un tronçon de microstrip s'obtient à partir de l'équation des lignes de transmission. On en déduit la relation donnant l'inductance et la capacité équivalente à un tronçon de ligne :

$$L = \frac{Z_C \cdot \sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c} \quad [H/m] \qquad \text{et } C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{eff}}}{c \cdot Z_C} \quad [F/m] \qquad \textbf{(II-61)}$$

IV.6.e Comparaisons simulations et mesures

Le **Tableau II-5** compare les résultats entre les équations empiriques, les simulations EM et les mesures pour une ligne de transmission microstrip (MS).

Tableau II-5 : Caractéristiques de la ligne de transmission M6/AP (W=12um)

	Analytique			Simulation EM		Mesure
	GROVER/ SAKURAI	CLEMM	HAMMER	MOMENTUM	HFSS	TRL
L (pH/mm)	335	355	320	340	313	319
Erreur L (%)	5,9	11	0,3	6,5	-1,8	-
C (fF/mm)	148	131	114	125	131	122
Erreur C (%)	21	7,3	-6,5	2,4	7,3	-
$Z_C = \sqrt{L/C}$ (Ω)	47,5	52	53	52	49	51
Erreur Z_C (%)	-6,8	1,9	3,9	1,9	-3,9	-

Les résultats à partir des équations et les résultats de simulation correspondent bien pour une ligne de transmission MS dans la technologie BiCMOS9MW. HFSS donne une meilleure précision de l'inductance linéique que MOMENTUM et inversement pour la capacité linéique. Quant aux équations empiriques, la meilleure modélisation est obtenue avec les formules d'Hammer. La **Figure II-39** compare les mesures et ces équations analytiques.

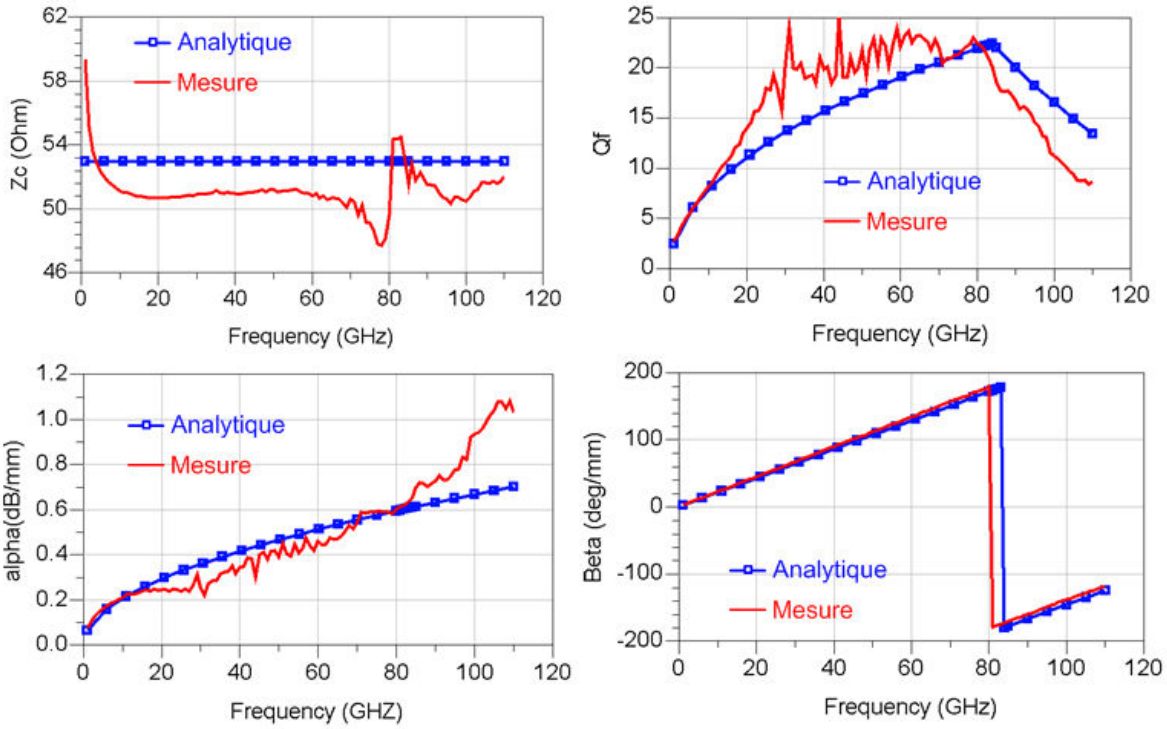


Figure II-39 : Comparaison mesure et simulation (Hammer) d'une structure MS : impédance caractéristique, facteur de qualité, constante d'atténuation et de phase.

La **Figure II-40** montre la variation de Zc et de α en fonction de W. Dans le cas de lignes microstrips, on voit de manière intuitive qu'à épaisseur constante, une piste large (faible impédance caractéristique) aura un comportement plutôt capacitif, alors qu'une ligne étroite (impédance caractéristique élevée) aura un comportement plutôt inductif.

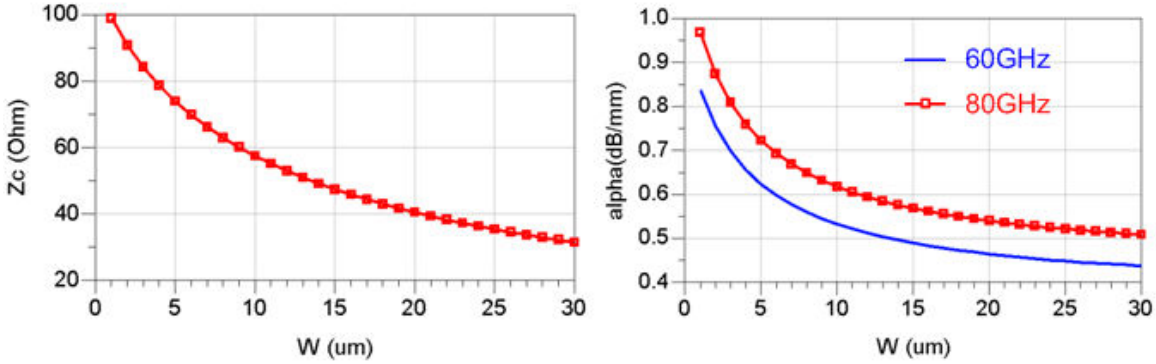


Figure II-40 : Simulation de la ligne MS : Impédance caractéristique et atténuation en fonction de la largeur du ruban conducteur.

Les lignes de transmission utilisées dans nos circuits auront plutôt un comportement inductif. La **Figure II-41** compare une ligne de transmission MS et une inductance octogonale décrite précédemment. Les deux structures utilisent le même niveau de métallisation M6/AP avec une largeur W=6µm. La ligne de transmission a une longueur de 300µm et l'inductance octogonale a un diamètre de 50µm. Le facteur de qualité de la ligne de transmission est légèrement supérieur à celui de l'inductance octogonale.

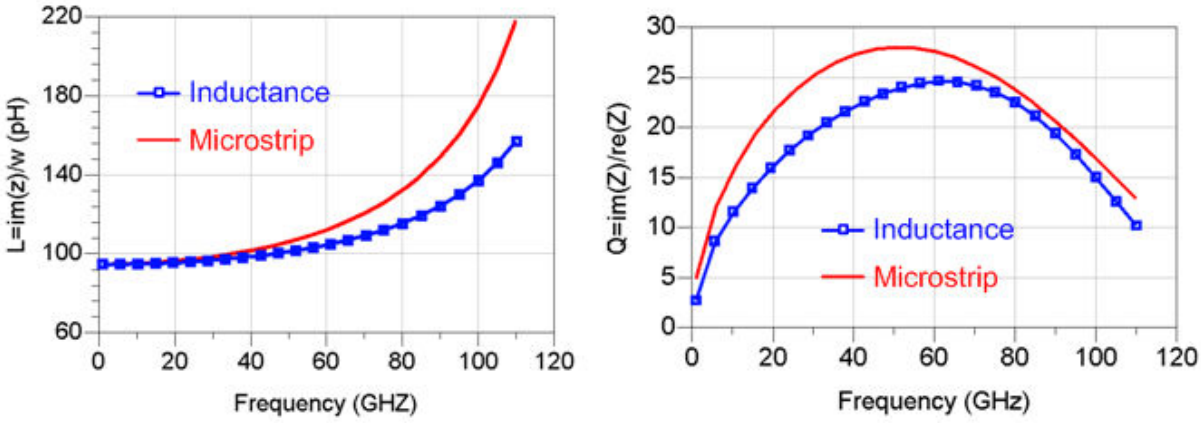


Figure II-41 : Comparaison de la ligne MS et d'une inductance octogonale: Valeur inductive et facteur de qualité.

V. CONCLUSION

Une étude bibliographique sur les principaux résultats d'amplificateurs a fait l'objet de la première partie de ce chapitre. Ces résultats concernent principalement les bandes de fréquences millimétriques (60 à 80GHz).

Au début de ce travail de thèse, la meilleure technologie disponible à base de transistors bipolaires à hétérojonction sur Silicium Germanium (BiCMOS9) n'avait pas de performances suffisantes pour les fréquences millimétriques. Une autre technologie (BiCMOS9MW) était en cours de développement au sein de STMicroelectronics pour répondre à ces besoins. Nous avons présenté dans la seconde partie de ce chapitre les phénomènes physiques qui limitent les performances de tels composants en termes de courant, tension, puissance et fréquence de transition.

Les performances des composants passifs sont limitées. La troisième partie de ce chapitre expose les différents composants disponibles. Les modèles des composants passifs autour de ces fréquences n'étaient pas validés, il était alors nécessaire de les caractériser pour obtenir de meilleures précisions sur leurs valeurs afin de les intégrer dans les PAs. Les lignes de transmissions ont aussi été étudiées pour la technologie utilisée (BiCMOS9MW).

REFERENCES CHAPITRE II

[KOM06] A. Komijani and A. Hajimiri, « *A Wideband 77-GHz, 17.5-dBm Fully Integrated Power Amplifier in Silicon*, » Ieee Journal of Solid-State Circuits, vol.41, no.8, August 2006.

[PFE04] U.R. Pfeiffer, S.K. Reynolds and B.A. Floyd, « *A 77 GHz SiGe power amplifier for potential applications in automotive radar systems*, » in IEEE RFIC Symp. Dig. Papers, Jun. 2004, pp. 91–94.

[PFE06] U.R. Pfeiffer, « *A 20dBm fully-integrated 60GHz SiGe power amplifier with automatic level control*, » IEEE European Solid-State Circuits Conference, Sep. 2006.

[PFE05] U.R. Pfeiffer, D. Goren, B.A. Floyd and S.K. Reynolds, « *SiGe Transformer Matched Power Amplifier for Operation at Millimeter-Wave Frequencies*, » Proceedings of ESSCIRC, Grenoble, France, 2005.

[FLO05] B.A. Floyd, S.K. Reynolds, U.R. Pfeiffer, T. Zwick,., T. Beukema and B. Gaucher, « *SiGe bipolar transceiver circuits operating at 60 GHz*, » IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 40, no. 1, pp. 156–167, Jan. 2005.

[LI04] H. Li, H.M. Rein, T. Suttorp and J. Böck, « *Fully integrated SiGe VCOs with powerful output buffer for 77-GHz automotive radar systems and applications around 100 GHz*, » IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 10, pp. 1650–1658, Oct. 2004.

[AFS06] E. Afshari, H. Bhat, X. Li and A. Hajimiri, « *Electrical funnel: a broadband signal combining method*, » in IEEE Int. Solid-State Circuits Conf. (ISSCC) Dig. Tech. Papers, Feb. 2006, pp. 206–207.

[TAN96] O. Tang, K.H. Duh, S. Liu, P.M. Smith, W.F. Kopp, T.J. Rogers and D.J. Pritchard, « *A 560 mW, 21% power-added efficiency V-band MMIC power amplifier*, » in GaAs IC Symp. Tech. Dig., Nov. 1996, pp. 115–118.

[DO08] Van-Hoang Do, Viswanathan Subramanian, Wilhelm Keusgen, and Georg Boeck, *"A 60 GHz SiGe-HBT Power Amplifier with 20 % PAE at 15 dBm Output Power,"* Microwave and Wireless Components Letters, IEEE Volume 18, Issue 3, Mar. 2008 pp. 209 – 211.

[KON00] W.M.T. Kong, S.C. Wang, P.C. Chao, Kuichul Hwang, O.S.A. Tang, S.M. Liu, P. Ho, K. Nichols and J. Heaton, « *Very high efficiency V-band power InP HEMT MMICs*, » IEEE Electron Device Lett., vol. 21, no. 11, pp. 521–553, Nov. 2000.

[ING99] D.L. Ingram, Y.C. Chen, J. Kraus, B. Brunner, B. Allen, H.C. Yen and K.F. Lau, « *A 427 mW, 20% compact W-band InP HEMT MMIC power amplifier*, » in IEEE RFIC Symp. Dig. Papers, Jun. 1999, pp. 95–98.

[CHE99] Y.C. Chen, D.L. Ingram, D. Yamauchi, B. Brunner, J. Kraus, M. Barsky, R. Grundbacher, S.K. Cha, R. Lai, T. Block, M. Wojtowicz, T.P. Chin, B. Allen, H.C. Yen, D.C. Streit, « *A single chip 1-W InP HEMT V-band module*, » in GaAs Symp. Tech. Dig., Oct. 1999, pp. 149–152.

[GR024] F. W. Grover, "*Formulas and tables for the calculation of mutual and self-inductance*," Proceedings of the Institute of Radio Engineers, 1924, pp. 193-208.

[SAK83] T. Sakurai and K. Tamaru, « *Simple formulas for two- and three-dimensional capacitances*, » IEEE Transactions on Electron Devices, 1983, pp. 183–185.

[HUP81] K. Hupfer, « *Technologie des circuits à microstrips*, » Actualités de Rhodes & Schwarz 1 et 2 1981.

[HAM80] E. Hammerstad and O. Jensen, « *Accurate Models for Microstrip Computer-Aided Design*, » IEEE MTT-S International, 1980.

CHAPITRE III

III Conception et réalisation d'amplificateurs de puissance aux fréquences millimétriques

I. INTRODUCTION 100
II. RAPPEL DU CAHIER DES CHARGES 100
III. TECHNOLOGIE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION 101
III.1 Description de la technologie 101
III.2 Méthodologie de conception 101
III.3 Impédance de charge optimale 102
III.3.a Méthode graphique 103
III.3.b Méthode load-pull 103
III.3.c Exemple d'optimisation avec load-pull 104
III.4 Impact des éléments internes et externes au transistor 105
III.4.a Eléments internes au transistor 105
III.4.b Eléments externes au transistor 107
IV. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE 108
IV.1 Description du circuit 108
IV.2 Stabilité du circuit 109
IV.2.a Analyse linéaire 109
IV.2.b Analyse non linéaire 111
IV.3 Polarisation des transistors de l'amplificateur 112
IV.4 Résultats de simulation 112
IV.4.a Résultats de simulation linéaires 112
IV.4.b Résultats de simulation non linéaire un ton 113
IV.4.c Résultats de simulation avec un signal ULB 113
IV.5 Résultats de mesure 116
IV.5.a Mesures DC 117
IV.5.b Mesures en petit signal 117
IV.5.c Mesures en grand signal 119
IV.5.d Conclusions sur les mesures 122
IV.6 Analyse du circuit 122
IV.6.a Les interconnexions 122
IV.6.b Les accès aux transistors 123
IV.6.c Les capacités MIM de découplage 124
IV.6.d Les réseaux d'adaptation 127
IV.6.e Comparaison des rétro-simulations et des mesures 129
V. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 80GHz 131
V.1 Amplificateur de puissance single-ended 80GHz 132
V.1.a Schéma 132
V.1.b Résultats de mesure et simulation du PA single-ended 133
V.2 Amplificateur de puissance différentiel 80GHz 134
V.2.a Schéma 134

V.2.b Balun 136
V.2.c Résultats de mesure et de simulation du PA différentiel 143
V.3 Perspectives: PA avec éléments discrets 147
VI. CONCLUSION 152

I. INTRODUCTION

L'objectif de la thèse est la conception d'un amplificateur de puissance fonctionnant à 80GHz pour l'application radar automobile. Durant cette thèse plusieurs circuits ont été réalisés. Un premier circuit a été réalisé et testé afin de valider la méthodologie et d'analyser les différents blocs, puis deux autres circuits ont été conçus en vue d'améliorer ces performances. Ce chapitre présente l'ensemble de ces réalisations.

La première partie de ce chapitre rappelle le cahier des charges du projet.

Une deuxième partie de ce chapitre décrit la technologie utilisée, la méthodologie de conception utilisée.

Une troisième partie de ce chapitre est consacrée à la conception d'un amplificateur de puissance totalement intégré pour la bande millimétrique et expose les résultats obtenus. Les résultats de mesures sont comparés avec les résultats de simulations. Cette comparaison a permis de comprendre les défauts observés sur ce premier circuit et de l'améliorer dans une seconde version. Pour faciliter cette comparaison des structures de test, comprenant principalement des composants passifs (lignes, plot, réseaux d'adaptation), ont été mesurées. Cela permettra ainsi de valider l'analyse et montrer la bonne concordance des résultats obtenus avec les simulations.

Enfin, la dernière partie présente les performances obtenues avec les amplificateurs de puissances optimisés.

II. RAPPEL DU CAHIER DES CHARGES

Les spécifications radar ULB 79 GHz sont reportées dans le **Tableau III-1**.

Tableau III-1 : Spécifications radar système ULB 79GHz	
Fréquences	77-81 GHz
Pout (puissance de sortie de l'amplificateur)	15-20 dBm
Gain en puissance de l'amplificateur	15-20 dB
Gain de l'antenne	10-15 dBi
P.I.R.E. (Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente)	25-30 dBm
Type de modulation	FM : Modulation en fréquence Pulse : Modulation impulsionnelle
Largeur de canal	FM : 500 MHz Pulse : 4 GHz
Portée maximale	Courte portée: 30 m Longue portée : 200m

Les caractéristiques électriques principales de l'amplificateur de puissance sont :

- Gamme de fréquence 77 à 81GHz
- Puissance de sortie sur la gamme de fréquence : de 15 à 20dBm
- Gain en puissance sur sa gamme de fréquence : 15 à 20dB.

III. TECHNOLOGIE ET METHODOLOGIE DE CONCEPTION

III.1 Description de la technologie

L'amplificateur de puissance à l'étude a été conçu en technologie avancée BiCMOS9MW de STMicroelectronics. C'est une technologie Bicmos 0.13µm SiGe réalisée sur un substrat de 375µm d'épaisseur et de résistivité égale à 15 Ω-cm. Le transistor bipolaire npn a une fréquence de transition f_T = 230GHz et une fréquence d'oscillation maximale f_{max} = 280GHz. Ces tensions de claquage sont égales à 1,6V pour la tension BV_{CE0} (base ouverte) et de 5,5V pour la tension BV_{CB0} (base court-circuitée, lié à l'effet d'ionisation par impact [RIC01]-[RIC02]). Le back-end (BEOL) de la technologie BiCMOS9MW (**Figure IV-1** du chapitre II) a 6 couches de métallisation cuivre, les deux dernières étant des couches épaisses (3µm). L'isolant entre ces couches est du SiO_2 de permittivité relative égale à 4.

III.2 Méthodologie de conception

L'optimisation de l'amplificateur de puissance consiste avant tout à, pour un transistor donné, déterminer les impédances de charge et de source qui permettront de satisfaire au mieux les performances électriques (Gain en puissance, la puissance de sortie, le rendement électrique, la linéarité, …) fixées par le cahier de charges. Cette optimisation conduit à des compromis entre les différents critères retenus. Ces compromis sont liés à la classe de fonctionnement de notre amplificateur. Dans notre cas, compte tenu du rapport entre fréquence de travail et fréquence de transition (de l'ordre de 3) seules les classes linéaires sont possibles : classe A, AB et B. Dans un premier temps nous choisissons la classe A.

Une source de perte d'énergie est le réseau d'adaptation. La pratique montre que, pour des composants passifs de coefficients de qualité donnés, plus le rapport de transformation est élevé plus la perte est importante. L'utilisation d'une structure différentielle permet, en doublant la tension dynamique disponible sur la charge et pour une puissance fixe, de diviser par 4 le rapport de transformation donc de réduire les pertes. D'autre part, la structure différentielle

permet de s'affranchir des problèmes de référence de tension (masse) grâce à une circulation locale du courant entre les branches des transistors de la paire différentielle.

La conception du circuit est vérifiée par un procédé itératif décrit sur la **Figure III-1**. Cette figure montre la boucle qui existe entre le schéma électrique et l'implémentation physique du circuit (Layout). Les performances réelles du circuit obtenues à partir du layout sont évaluées après extraction des éléments parasites (résistances, inductances et capacités). Ces éléments peuvent avoir une grande importance. A titre d'exemple, une connexion de longueur 20µm et de largeur 5 µm, réalisée avec le dernier métal épais de notre technologie représente une résistance série de 0,13Ω et une inductance série de 8pH soit 4Ω à une fréquence de 80GHz.

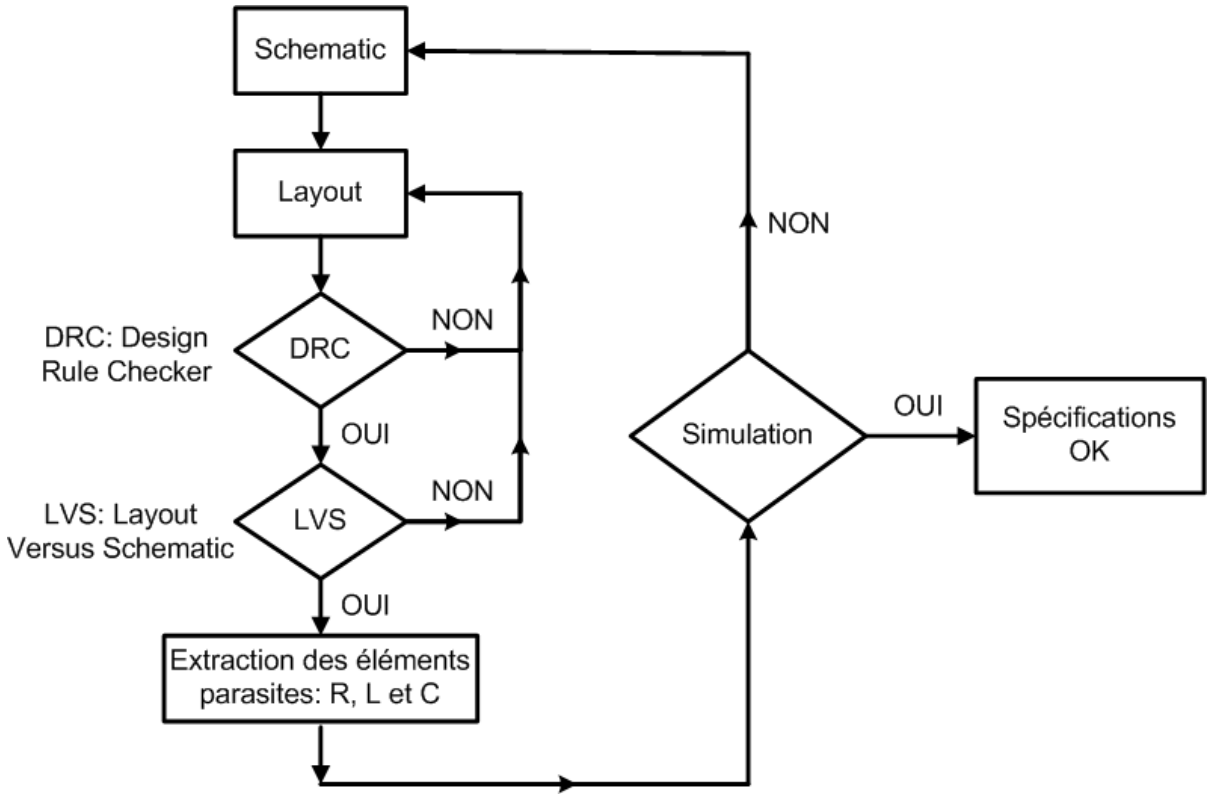


Figure III-1 : Procédé de conception du circuit.

III.3 Impédance de charge optimale

Optimiser la performance en puissance d'un amplificateur revient à déterminer une impédance de charge, *Zopt=Ropt+j*Xopt* (et de source) qui maximise les excursions de courant et de tension. Cette impédance peut être obtenue soit une méthode graphique ou soit par la technique load-pull.

Afin de fixer une valeur de départ pour la résistance de charge optimale *Ropt* on peut utiliser quelques règles simples suivantes :

→ pour prendre en compte la désadaptation de la tension d'alimentation, Vcc, doit être au maximum de $BV_{CB0}/3$ soit 1,8V dans notre cas,

→ au point de compression l'excursion de tension aux bornes de la charge est de $2*Vcc$.

En égalant la puissance disponible au point de compression et la puissance maximale recherchée, $Pout_{max}$, on trouve la relation entre $Pout_{max}$, Vcc et $Ropt$:

$$R_{opt} \approx \frac{Vcc^2}{2*Pout_{\max}} \approx \frac{BV_{CB0}^2}{18*Pout_{\max}} \quad \textbf{(III-1)}$$

Soit pour une puissance de sortie de 20dBm (100mW) une résistance de charge de 16,8Ω.

III.3.a Méthode graphique

Ropt est facile à calculer avec la méthode graphique (**Figure III-2**) et donne une précision raisonnable [CRI99].

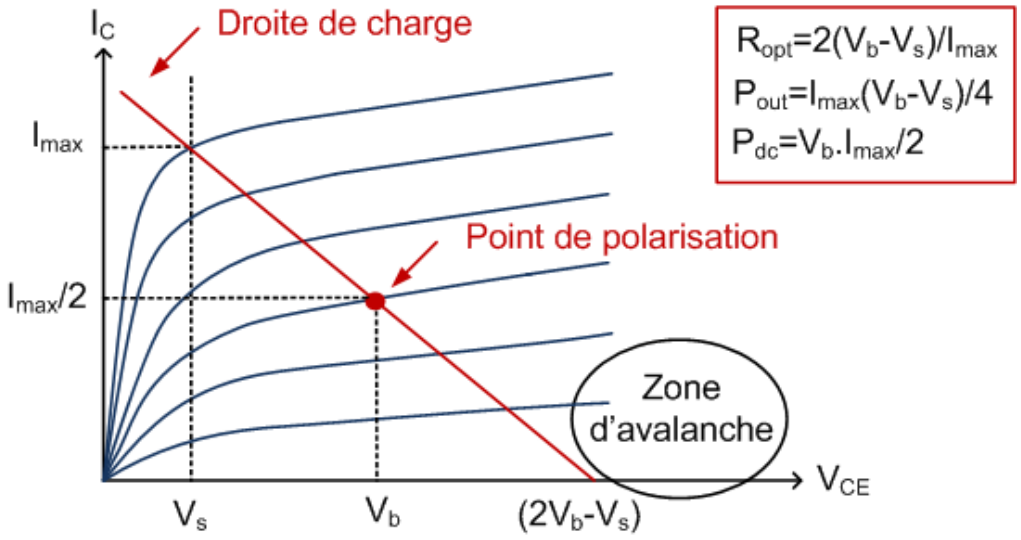


Figure III-2 : Caractéristique de sortie.

Par la méthode graphique, la charge en sortie de l'amplificateur est le plus souvent réelle, et est donnée par l'équation:

$$R_{opt} = \frac{(V_b - V_s)^2}{2 \times P_{out}} \quad \textbf{(III-2)}$$

III.3.b Méthode load-pull

La méthode load-pull (**Figure III-3**) est une méthode itérative qui permet de déterminer l'impédance complexe de charge et/ou de source optimisant un ou des paramètres "grand

signal" de l'amplificateur (*PAE*, gain, *Pout*, …) ce indépendamment des conditions de polarisation du transistor.

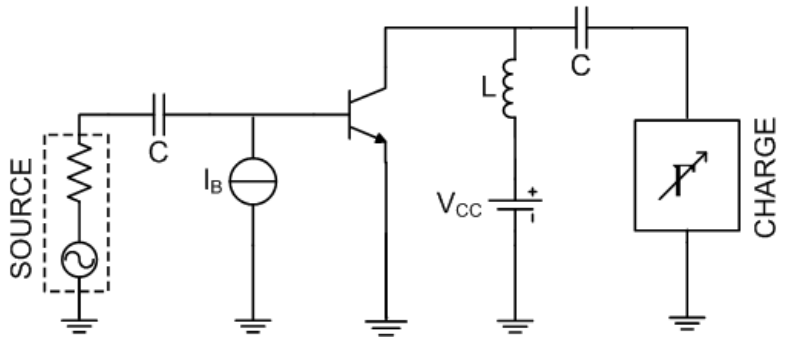


Figure III-3 : Schéma du circuit pour la méthode load-pull.

La première étape consiste à faire balayer par l'impédance de charge l'abaque de Smith (variation du module du coefficient de réflexion de 0 à 0,9 et de l'argument de 0 à 359°). On rappelle la relation entre le coefficient de réflexion en sortie et l'impédance équivalente :

$$\Gamma_L = \frac{zl-1}{zl+1} = |\Gamma| e^{j\theta} \qquad \textbf{(III-3)}$$

Avec ce premier balayage on peut déterminer une première impédance de charge "optimale". On balaye ensuite l'impédance de source, puis à nouveau la charge. On itère ainsi jusqu'à ce que charge et source ne changent plus.

Avec cette technique l'optimisation des impédances aux harmoniques est possible mais on multiplie les itérations. Cette optimisation est particulièrement intéressante pour les amplificateurs de classe non linéaire (classe C, E, …).

Le choix du niveau de puissance pour cette optimisation est très important. Un niveau trop faible est une simulation utilisant les paramètres petit signal (paramètres S) ce qui donnera directement le même résultat. Un niveau trop fort est la saturation du transistor ce qui masquera l'optimisation.

III.3.c Exemple d'optimisation avec load-pull

La **Figure III-4** montre le schéma d'un PA à un étage en configuration émetteur-commun. Le transistor comporte 4 doigts d'émetteurs d'une longueur de 15µm. le circuit est alimenté sous une tension *Vcc* de 1,8V et un courant de consommation *Icc* de 70mA. Le PA comporte un circuit d'adaptation en entrée et en sortie. Ces réseaux ramènent les impédances trouvées par la méthode source-pull (3,5+j1 Ω) et load-pull (7,5+j1,5 Ω).

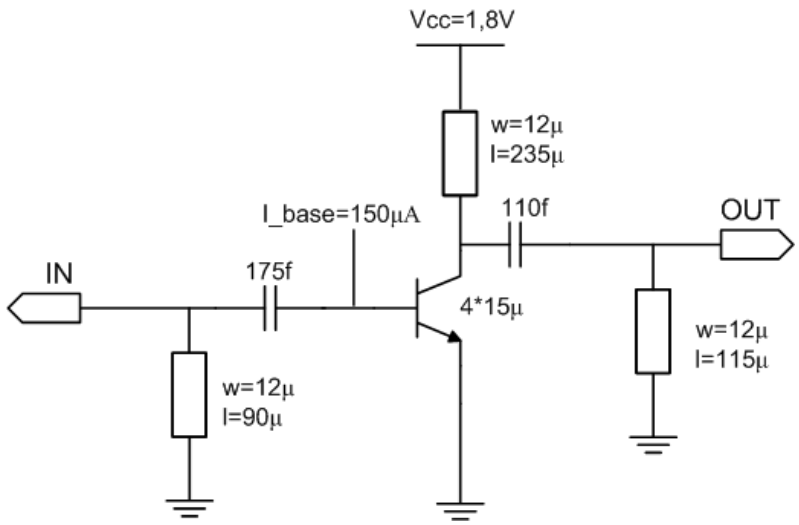


Figure III-4 : Schéma d'un PA à un étage EC.

Les performances obtenues pour ce PA à un étage sont présentés sur la **Figure III-5**. Le gain maximum est de 5,5dB à 79GHz et la puissance maximum que peut délivrer le PA est de 19dBm. Les performances sont limitées par les pertes des réseaux d'adaptations et les éléments parasites (internes et externes) au transistor.

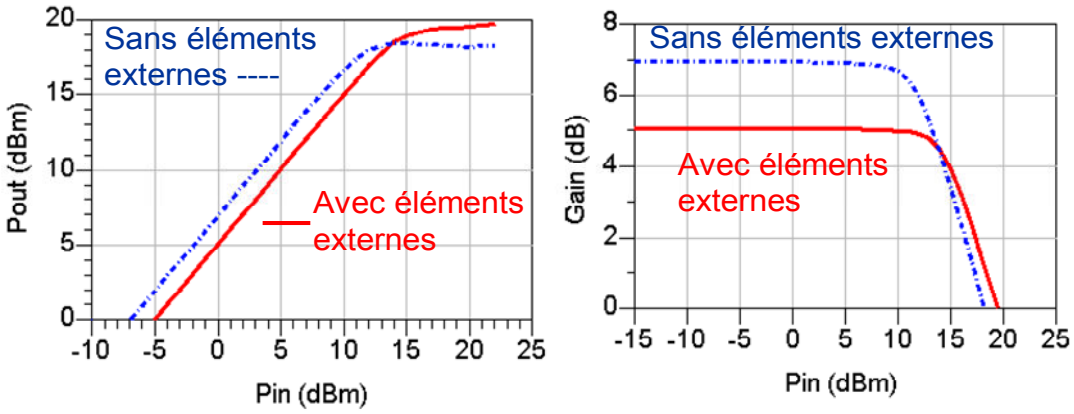


Figure III-5 : Simulation du gain et du Pout pour un PA à un étage à 79GHz.

III.4 Impact des éléments internes et externes au transistor

Le gain en puissance d'un transistor est limité soit par des éléments internes soit par des éléments externes au transistor. Par une analyse simple nous allons montrer quels sont les éléments important dans la limitation des performances du transistor. On peut ainsi soit limiter leur impact lors du dessin des masques soit les utiliser pour contrôler un gain par exemple.

III.4.a Eléments internes au transistor

A faible signal, le calcul du gain en tension et du gain en courant s'effectue en considérant le schéma équivalent de Giacoletto (**Figure III-6**). On y fait figurer la résistance de la zone

d'accès à la base intrinsèque R_b, ainsi que la résistance de charge R_L. Les paramètres intrinsèques de ce modèle sont donc g_m, R_{be}, R_{ce}, C_{be}, C_{bc} et C_{ce}.

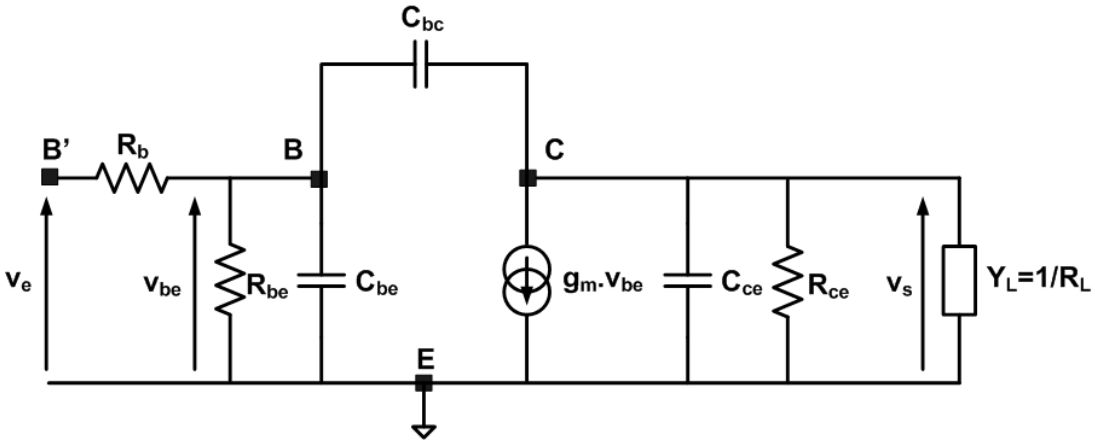


Figure III-6 : Schéma équivalent (de Giacoletto) Hautes Fréquences (HF) du transistor bipolaire monté en émetteur commun.

Pour obtenir l'expression du gain en tension intrinsèque défini par *Gv=vs/vbe*, on utilise les paramètres admittances (paramètres Y) :

$$[Y]=\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \text{ avec } \begin{cases} Y_{11}=\dfrac{1}{R_{be}}+j\omega(C_{be}+C_{bc}) \\ Y_{12}=-j\omega C_{bc} \\ Y_{21}=g_m-j\omega C_{bc} \\ Y_{22}=\dfrac{1}{R_{ce}}+j\omega(C_{bc}+C_{ce}) \end{cases} \quad \textbf{(III-4)}$$

Sachant que $Gv=-\dfrac{Y_{21}}{Y_{22}+Y_L}$, on obtient alors:

$$Gv=-\frac{g_m-j\omega C_{bc}}{\dfrac{1}{R_{ce}}+j\omega(C_{bc}+C_{ce})+Y_L} \quad \textbf{(III-5)}$$

L'application du théorème de Miller permet d'aboutir à l'expression du gain en tension global défini par *Gv'=vs/ve.*

$$Gv'=\frac{1}{1+\dfrac{R_b}{R_{be}}+j\omega\cdot R_b\left[C_{be}+(1-G_v)\cdot C_{bc}\right]}\cdot Gv \quad \textbf{(III-6)}$$

De cette équation on montre que :

- la capacité base collecteur, par effet Miller, réduit fortement l'impédance d'entrée du transistor

- travaillant à faible impédance d'entrée la perte de puissance liée à la résistance de base extrinsèque est importante

A partir du circuit équivalent de la **Figure III-6** on peut aussi calculer le gain en courant du transistor. Celui-ci est défini par :

$$\beta = \frac{g_m \cdot R_{be}}{1 + j\omega \cdot R_{be}(C_{be} + C_b)} \quad \textbf{(III-7)}$$

où C_b est la capacité Miller. Elle est donnée par :

$$C_b \approx g_m (R_{ce} // R_L) C_{bc} \quad \textbf{(III-8)}$$

Comme le montre l'équation **III-7**, le gain en courant du transistor est limité, lui aussi, par la capacité Base-Collecteur.

III.4.b Eléments externes au transistor

L'accès au transistor se fait par des pistes métalliques. Comme le montre la **Figure III-7** ces pistes se modélisent par des résistances, des inductances (pour la partie série) et des capacités.
Nous avons vu précédemment l'impact sur les performances d'une résistance série sur la base et de la capacité Base–Collecteur. Les éléments R_B et C_{BC} de la **Figure III-7** auront les mêmes effets.
L'impédance en série avec l'émetteur (Ze) a deux effets :

- elle réduit la transconductance apparente (G_m), donc le gain en tension, mais augmente la linéarité,

$$G_m = \frac{g_m}{g_m + Z_e} \quad \textbf{(III-9)}$$

- elle augmente la partie réelle de l'impédance d'entrée (Z_{in}):

$$Z_{in} = \beta . Z_e \quad \textbf{(III-10)}$$

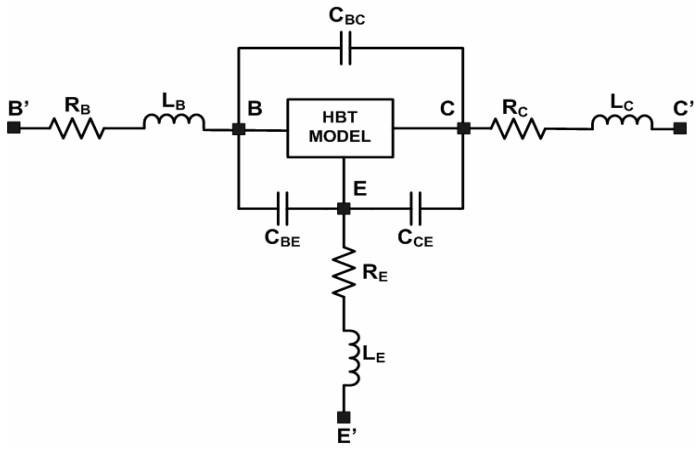


Figure III-7 : Extraction des parasites des accès du transistor de puissance.

IV. CONCEPTION DE L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

IV.1 Description du circuit

La **Figure III-8** montre le l'amplificateur étudié. Comme on l'a vu au paragraphe précédent, le gain d'un étage (pertes du réseau d'adaptation incluses) est d'environ 5dB. Afin d'obtenir les spécifications radar (gain en puissance de 20dB) quatre étages sont nécessaires.

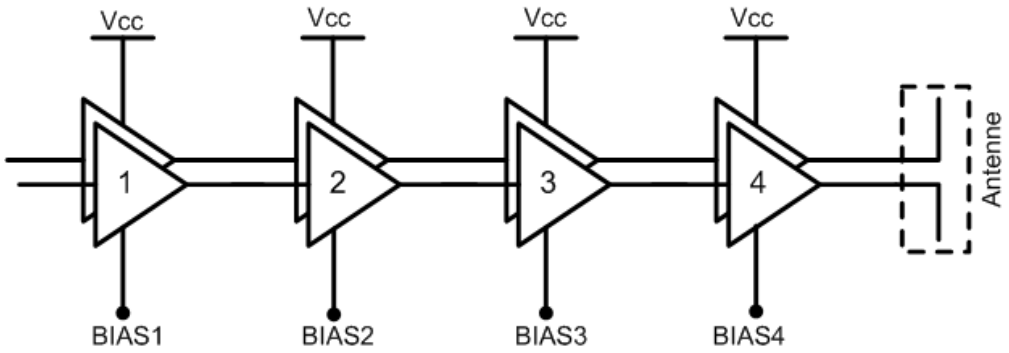


Figure III-8 : Architecture simplifiée de l'amplificateur de puissance.

La moitié du circuit est représentée dans la **Figure III-9**. Les 3 premiers étages sont optimisés afin d'obtenir un maximum de gain. L'étage de sortie est optimisé en puissance (technique Load-Pull). La puissance par unité de surface d'émetteur est, au premier ordre, constante (sous réserve de l'impact des éléments externes). La taille des transistors bipolaires est alors déterminer par le gain de chaque étage et la puissance nécessaire en sortie de chaque étage. Les tailles obtenues sont indiquée sur le schéma de la **Figure III-9**.

Le circuit comporte plusieurs réseaux d'adaptations d'impédances. Les adaptations en entrée et en sortie du circuit transforment l'impédance 50 Ω des appareils de mesure aux impédances optimales de l'amplificateur. Puis il y a trois adaptations inter-étage transformant les impédances vues sur chaque entrée-sortie des étages.

Les réseaux d'adaptations sont obtenus par l'utilisation de ligne de transmission et de capacités MIM. Les lignes de transmission ont une atténuation de 0,6dB/mm à 79GHz (ligne de transmission 50 Ω, $\varepsilon eff = 4,2$). Les éléments distribués deviennent progressivement plus petits à des fréquences plus élevées. Tous ces éléments sont pris en compte dans la simulation pour optimiser l'amplificateur. Des composants *RC* sont ajoutés en série sur la base du transistor. Ces éléments assurent la stabilité de l'amplificateur (oscillation potentielle en basse fréquence).

Les accès au circuit se font par l'intermédiaire de plot. Ces plots se comportent comme des capacités, d'environ 15fF, à perte. Ils sont pris en compte dans les réseaux d'adaptation en entrée et en sortie lors de la simulation.

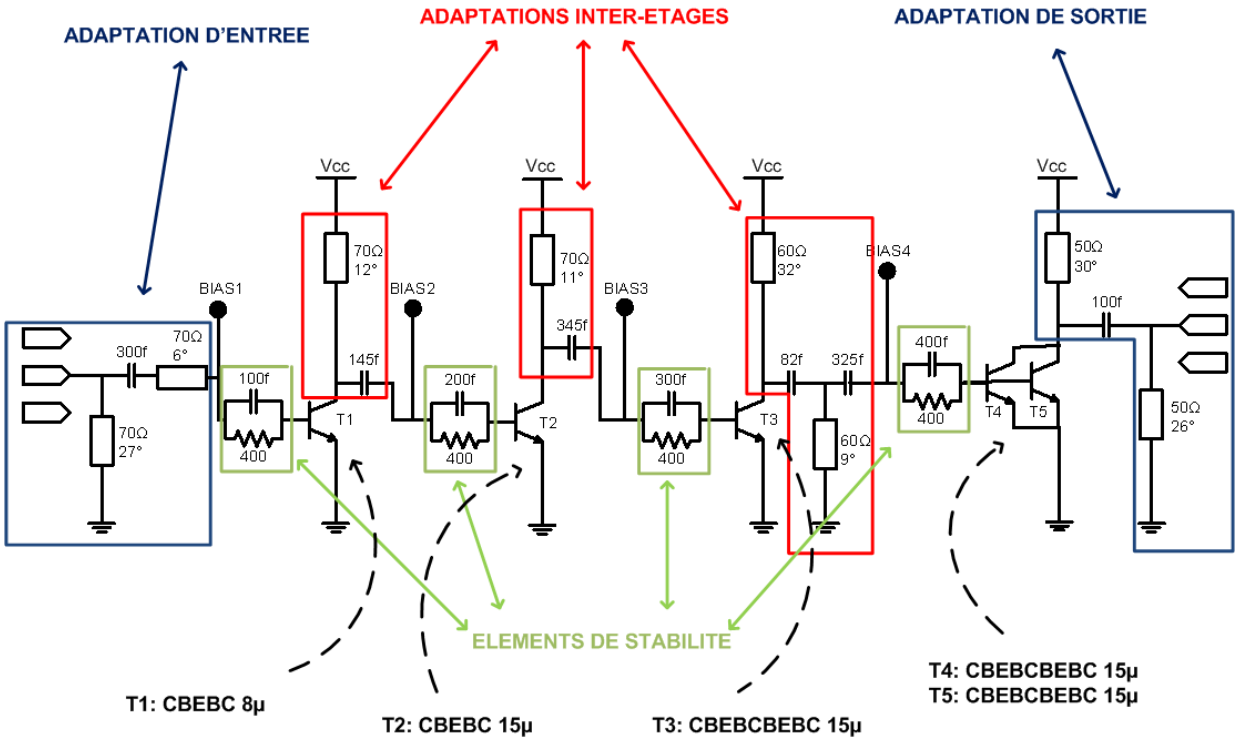


Figure III-9 : Moitié de la schématique de l'amplificateur de puissance à 4 étages.

IV.2 Stabilité du circuit

L'analyse de la stabilité est une étape critique de toute conception d'amplificateur de puissance, puisqu'il s'agit de prévenir le circuit contre d'éventuelles oscillations, oscillations qui peuvent entraîner le mauvais fonctionnement, voir sa destruction.

Nous allons étudier ce phénomène en deux étapes. Une première étape consiste à analyser résultats de simulations linéaires, principalement les paramètres [S]. Une deuxième étape est faite grâce à une analyse temporelle du circuit.

IV.2.a Analyse linéaire

Le facteur *K* ou facteur de Rollet [ROL62] est calculé à partir des paramètres S, équation **IV-1**, et permet de mettre en évidence les instabilités potentielles.

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta_S|^2}{2|S_{21}.S_{12}|} \qquad \textbf{(III-11)}$$

où $\Delta_S = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$,

$$\text{et} \begin{cases} b_1 = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12} \cdot S_{21}| \\ b_2 = 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12} \cdot S_{21}| \end{cases} \quad \textbf{(III-12)}$$

Un quadripôle est inconditionnellement stable si pour toutes les fréquences nous avons $K>1$, $b1>0$ et $b2>0$. Pour cette étude de stabilité, chaque étage est étudié séparément.

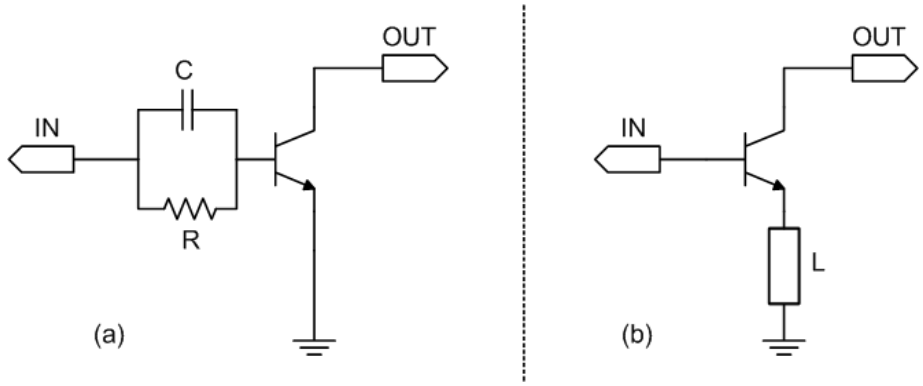


Figure III-10 : Schéma avec éléments de stabilité : (a) circuit RC sur la base, (b) inductance de dégénérescence sur l'émetteur.

Une solution simple (**Figure III-10 (a)**) pour assurer cette stabilité est l'utilisation d'un circuit *RC* parallèle placé en série sur la base du transistor. Ce circuit permet de réduire le gain en basses fréquences (effet du *R*) tout conservant le gain maximal (G_{MAX} défini en annexe 2) à la fréquence de travail (effet du *C*). La **Figure III-11** montre le tracé du facteur *K* et du gain maximum avec et sans l'utilisation de ce circuit de stabilisation.

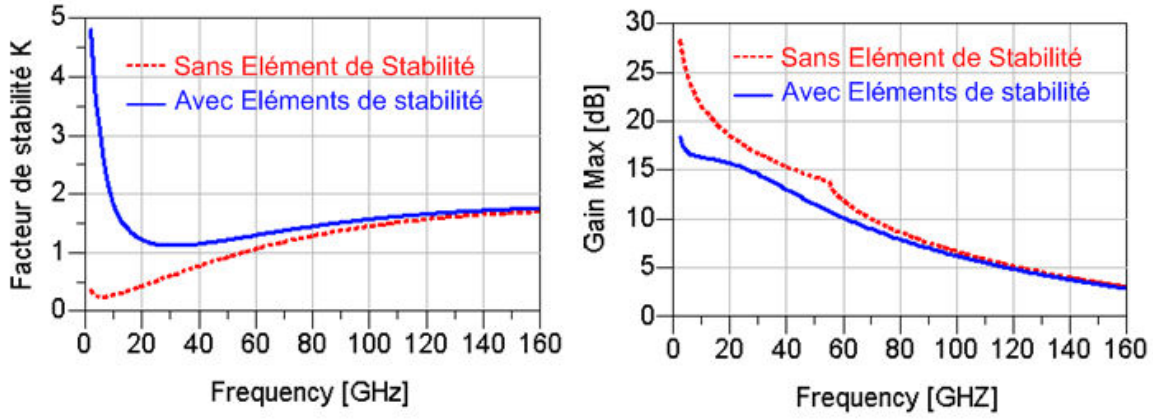


Figure III-11 : Gain maximum disponible et facteur de stabilité *K* de l'étage de sortie (avec et sans les éléments de stabilité).

Une deuxième technique (**Figure III-10(b)**) peut-être utilisée: augmenter l'inductance d'émetteur. Malheureusement nous avons vu que cette inductance d'émetteur diminue le gain ce que montre la **Figure III-12**.

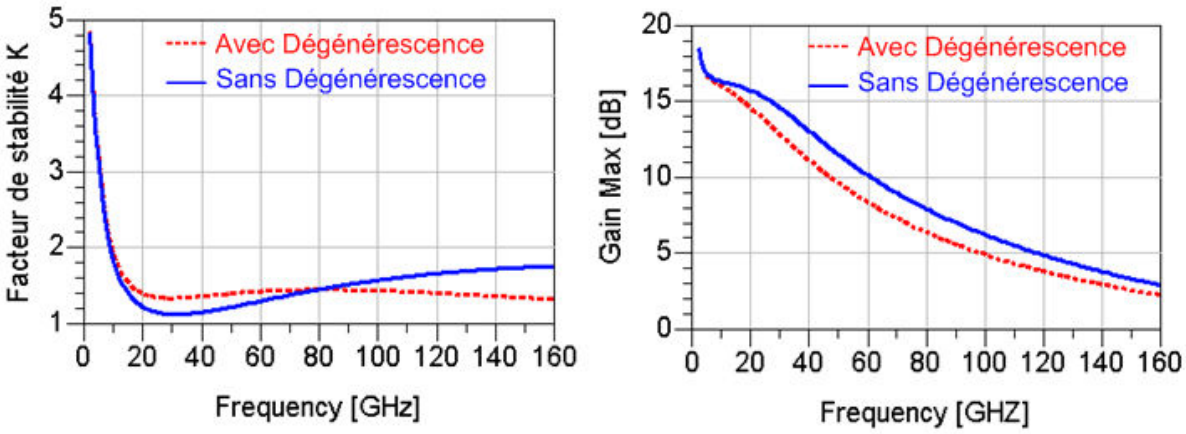


Figure III-12 : Gain maximum disponible et facteur de stabilité *K* de l'étage de sortie (avec et sans dégénérescence de l'émetteur).

IV.2.b Analyse non linéaire

Le critère relatif au facteur *K* représente donc une condition nécessaire mais pas suffisante [PAL93]. En particulier ce critère suppose que les impédances de référence utilisées pour le calcul des paramètres S sont constantes et indépendantes de la fréquence. Dans la pratique, hormis les entrées et sorties, ce n'est jamais le cas.

Une autre méthode est utilisée pour l'analyse de la stabilité. Elle repose, cette fois, sur une simulation temporelle du circuit. Comme le montre la **Figure III-13** cette méthode consiste à injecter une perturbation (Dirac en courant ou en tension) sur un nœud du circuit. Soit le circuit est stable et cette perturbation sera amortie, soit il est instable et nous observerons des oscillations sur les nœuds du circuit. Néanmoins une limitation de cette méthode est la détermination du pas d'intégration minimum pour la simulation. Ce temps doit être inversement proportionnel au coefficient de qualité des réseaux résonnant.

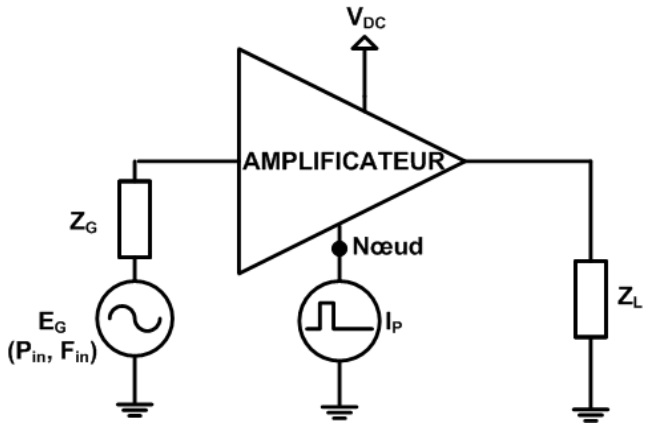


Figure III-13 : Injection d'une perturbation avec un générateur impulsionnel de courant.

IV.3 Polarisation des transistors de l'amplificateur

La polarisation des transistors de puissance utilise un simple miroir de courant et est présentée sur la **Figure III-14**. Les quatre étages de l'amplificateur sont polarisés indépendamment les uns des autres. La relation entre le courant collecteur du transistor de puissance (*TPower*) et le courant collecteur du transistor monté en diode (*Tpola*) est donné par :

$$I_C = A \times Ibias \qquad \textbf{(III-13)}$$

Le courant *Ibias* est calculé par la relation suivante :

$$Ibias = \frac{V_{DD} - V_{CE}}{rbias} \qquad \textbf{(III-14)}$$

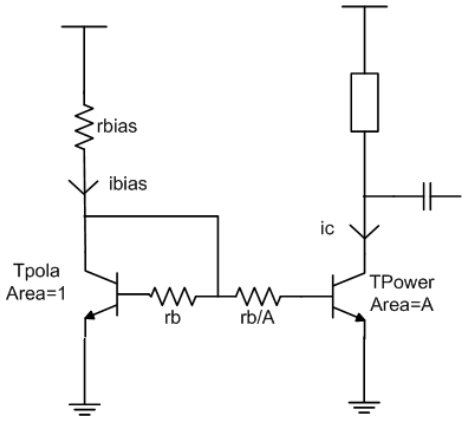


Figure III-14 : Schématique du circuit de polarisation.

Afin de diminuer la consommation du circuit de polarisation, un rapport de courant, *A*, supérieur à un a été choisi (en pratique de l'ordre de 10). Ce rapport est appliqué sur la taille des transistors: $Surface_Tpower = A \times Surface_Tpola$ et sur les résistances de bases $rb_Tpola = \frac{rb_Tpower}{A}$.

IV.4 Résultats de simulation

IV.4.a Résultats de simulation linéaires

Les paramètres S de l'amplificateur de puissance polarisé à *Vcc*=1,8V et *Icc*=270mA sont présentés sur la **Figure III-15**. Le gain est de 18dB à 79GHz (à 27°C) et les adaptations en entrée et en sortie sont inférieures -15 dB.

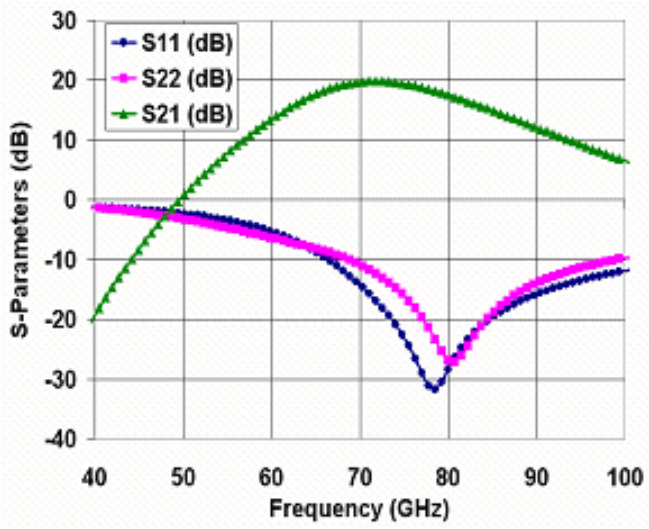


Figure III-15 : Paramètres S de l'amplificateur de puissance à 79GHz polarisé à *Vcc*= 1,8V et *Icc*= 270mA.

IV.4.b Résultats de simulation non linéaire un ton

La puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée à la fréquence de 80GHz est représentée dans la **Figure III-16**. Les résultats montrent que la puissance de sortie maximum est de 19dBm (80mW), la puissance de sortie à 1dB de compression est 16dBm et que les rendements en puissance ajoutée (*PAE*) pour ces deux valeurs de puissance sont respectivement de 13% et 9%.

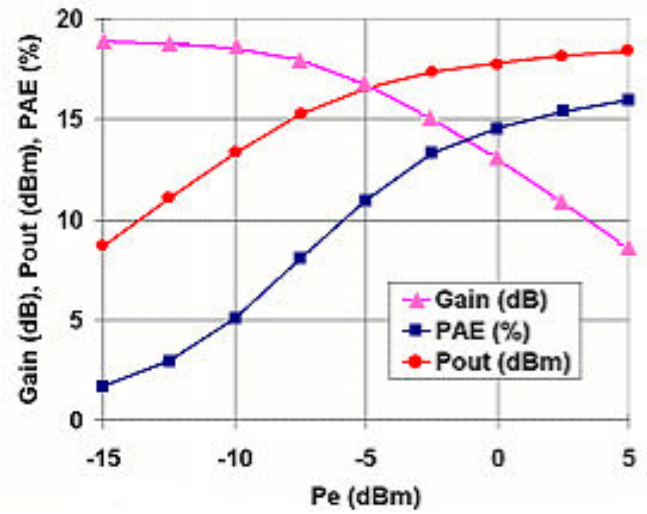


Figure III-16 : Simulation de la puissance de sortie (*Pout*), du gain en puissance et de la *PAE* en fonction de la puissance d'entrée à 79GHz, *Vcc*=1,8V et *Icc*= 270mA.

IV.4.c Résultats de simulation avec un signal ULB

Cette section traite des résultats de simulations obtenus avec des signaux ULB.

Pour le système radar à courte distance (SRR) à 79GHz, la solution impulsionnelle a été retenue. Afin d'émettre un signal ultra large bande pulsé à 79 GHz, il a été défini une forme

d'onde simple (**Figure III-17**) à partir de la distance minimum et maximum de la vision de la cible.

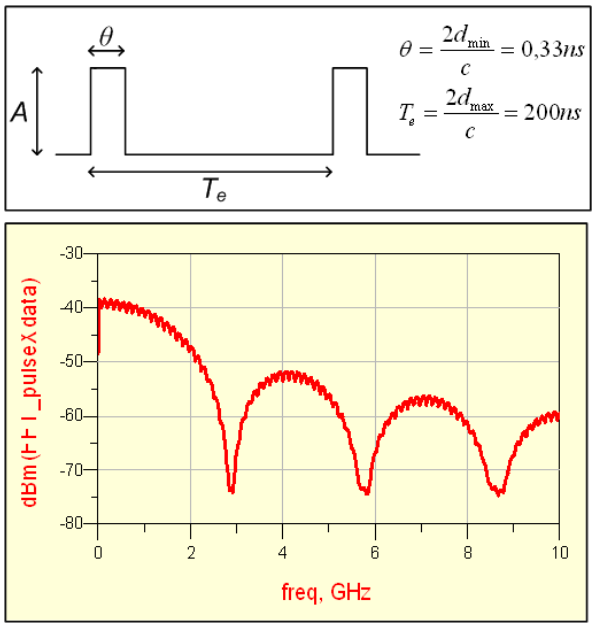


Figure III-17 : Forme d'onde impulsionnelle.

La résolution minimum (*dmin*=5cm) détermine la durée de l'impulsion θ. La distance maximum (*dmax*=30m) de la cible détermine quant à elle la durée de la période de répétition de l'impulsion *Te*.

Le signal impulsionnel peut se décomposer en série de fourrier (annexe 3) :

$$f(t) = \sum_{n=0}^{\infty} s_n \times \cos(nwt) \qquad \textbf{(III-15)}$$

avec $s_n = \frac{2A \times \theta}{T_e} \left| \frac{\sin(n\pi\theta / T_e)}{n\pi\theta / T_e} \right|$

La densité spectrale d'une impulsion est une fonction en *sin(x)/x* (sinus cardinal). Les zéros de cette densité se trouvent aux fréquences proportionnelles à $1/\theta$ (dans notre cas $1/\theta$=3GHz). Ces paramètres déterminent la forme d'onde et donc le spectre d'émission.

La simulation de notre amplificateur est faite avec ADS (Agilent). Pour générer le signal ULB nous utilisons l'architecture d'émission présentée sur la **Figure III-18**.Les données (a) sont envoyées avec une séquence aléatoire utilisant un codage NRZ. L'intervalle d'un bit à une durée de 200ns. Ces données sont modulées avec le signal impulsionnel (b). En sortie du modulateur (c), une modulation BPSK génère une impulsion rectangulaire dont la densité spectrale de puissance est un sinus cardinal.

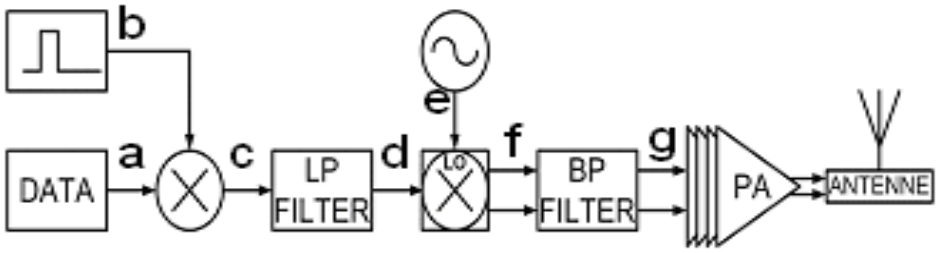


Figure III-18. Architecture d'émission ULB impulsionnelle.

Le signal ULB est ensuite filtré par un filtre passe-bas de fréquence de coupure de 2GHz (d). Le signal est alors transposé par un mélangeur et un oscillateur (e) sur sa fréquence porteuse (f). Le signal est à nouveau filtré, par un filtre passe bande de 4GHz de bande, pour éliminer les signaux images.

Le spectre du signal ULB est présenté **Figure III-19** avant et après le PA. On observe une remontée des lobes secondaires après le PA. Les principaux résultats obtenus par cette simulation sont reportés dans le **Tableau III-2**.

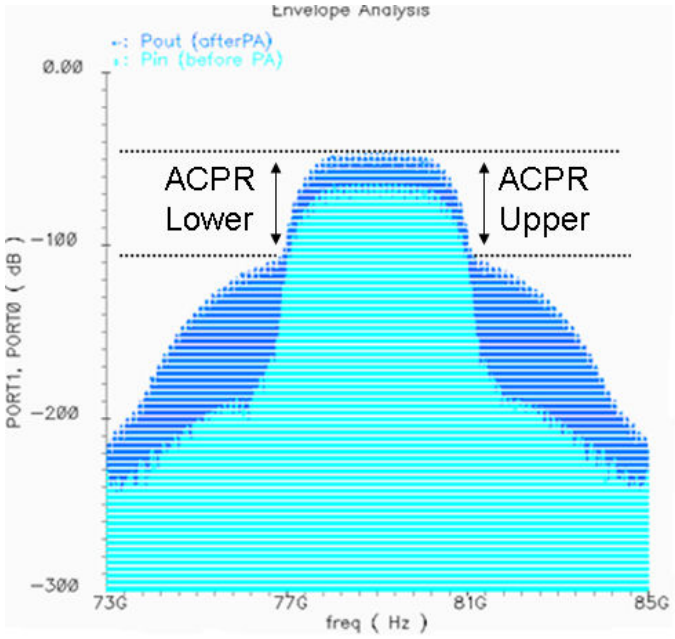


Figure III-19 : Spectre ULB en entrée et sortie du PA.

On y retrouve la puissance moyenne en entrée et en sortie du PA, le gain et l'ACPR à +/-2GHz. Pour une puissance moyenne d'entrée de -40dBm, l'ACPR à +/-2GHz de la porteuse se situe à 74,8 dBc. Les non-linéarités du PA apparaissent pour des fortes excursions en tension et en courant. A la compression (Pin_{moy}=-25dBm), les remontées des lobes diminuent l'ACPR à 42,8 dBc.

Tableau III-2 : Résultats du PA avec un signal ULB				
Pin_{moy}(dBm)	$Pout_{moy}$ (dBm)	Gain (dB)	ACPR Upper (dBc)	ACPR Lower (dBc)
-60	-42,06	17,93	114,89	114,89
-50	-32,06	17,93	94,86	94,86
-40	-22,09	17,90	74,81	74,82
-30	-12,33	17,66	54,42	54,43
-25	-7,96	17,03	42,78	42,87
-20	-5,24	14,76	33,24	33,48
-15	-3,99	11,01	28,32	28,41
-10	-3,02	7,02	22,16	22,08

IV.5 Résultats de mesure

La **Figure III-20** montre la photographie de l'amplificateur de puissance millimétrique réalisé. La puce occupe une surface de 1,12mm². Les capacités de découplage (15pF) sont intégrées dans le circuit et sont inclues sur chaque étage de l'amplificateur différentiel. L'entrée et la sortie sont connectés à des plotes en configuration GSGSG. Les alimentations (tension collecteur et tension de polarisation) sont connectées sur les 4 plots indépendant (deux en haut, deux en bas).

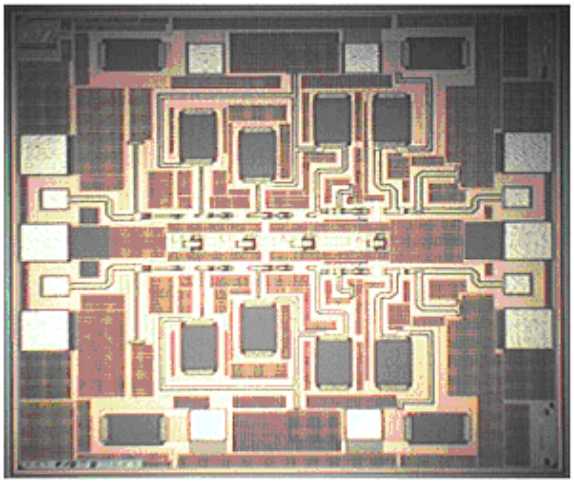


Figure III-20 : Photographie de l'amplificateur de puissance réalisé en technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics (1,06*1,06 mm²).

Cette partie montre les résultats de mesure obtenus avec cette première version de l'amplificateur de puissance. Les mesures effectuées sont les suivants :

- les courants de polarisations du circuit,
- les paramètres S,
- les paramètres grand signaux un ton.

IV.5.a Mesures DC

Les mesures des courants de polarisation de chaque étage de l'amplificateur ont pu être faîtes grâce à un circuit de test spécifique. Les résultats de mesure DC sont reportés dans le **Tableau III-3** et comparés aux simulations. Les rapports de courant entre courant de références et courant dans les transistors de puissance sont cohérents, avec une erreur maximum de 4%, entre mesure et simulation. Ils sont de 11 pour le premier étage, 12 pour le deuxième et troisième étage, et 15 pour le dernier étage. Cette première mesure permet donc de valider les points de fonctionnement de l'amplificateur de puissance.

Tableau III-3 : Mesures du circuit de polarisation

Etage	Ibias (mA)		A (Ic/Ibias)	Ic (mA)	
	Simulation	Mesure		Simulation	Mesure
1	0,9	0,95	11	10	10,5
2	1,49	1,6	12	18	20
3	3,1	2,95	12	37	35
4	5,2	5	15	78	75

IV.5.b Mesures en petit signal

Les mesures en petit signal ont été effectuées avec un analyseur de réseaux 110GHz d'Agilent. Ces mesures sur puce utilisent des pointes RF en configuration Ground-Signal-Ground (GSG) avec un espacement de 100µm. Toutes les mesures ont été réalisées en configuration single avec une impédance de référence de 50 Ω. La **Figure III-21** montre une photographie du banc de mesure utilisé.

Outils de mesure :
- Analyseur de réseaux vectoriel 10 MHz - 110 GHZ (Agilent PNA E8361A-N5260A)
- Station sous pointes
- Câbles et pointes en connectique 1mm
- Kit de calibrage (SOLT/TRL): substrat, 1mm
- Logiciel ICCAP
- Thermo-chuck (25-200 °C)

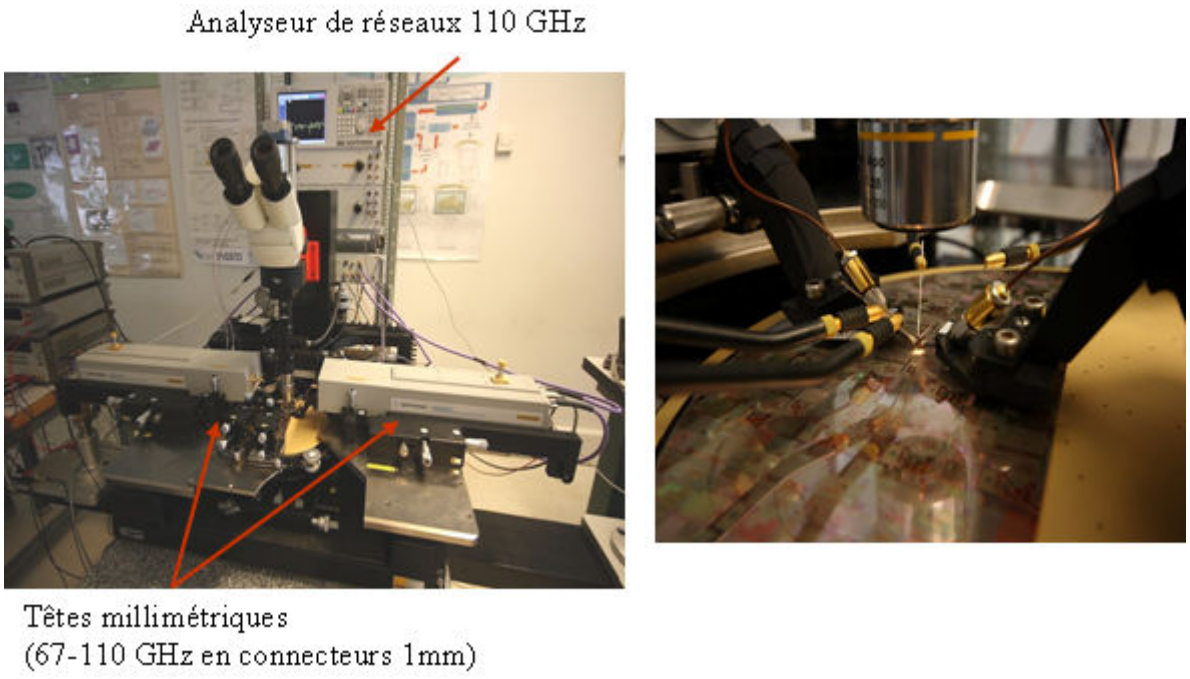


Figure III-21 : Banc de mesure: caractérisation millimétrique en petit signal.

La **Figure III-22** montre les paramètres S mesurés de l'amplificateur de puissance de 20GHz à 100GHz réalisé à température ambiante.

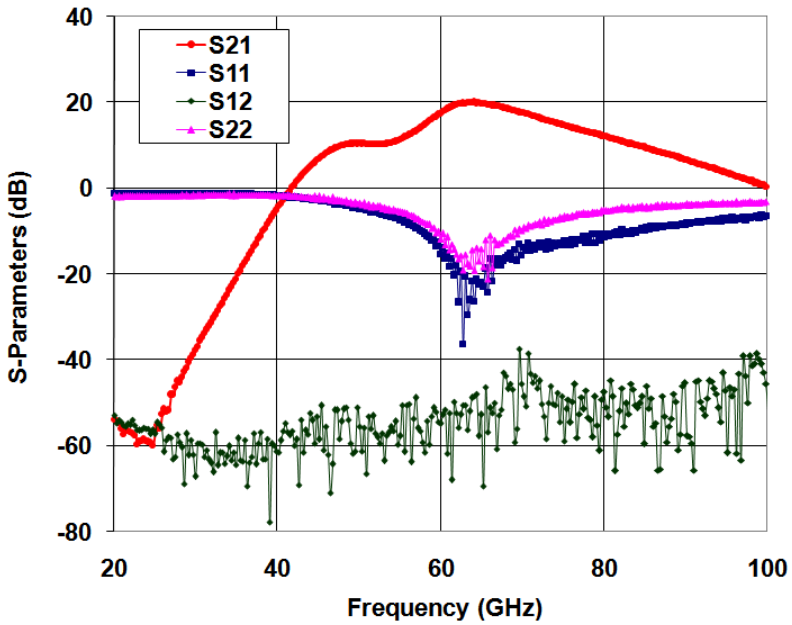


Figure III-22 : Mesures des paramètres S (*S11*, *S21*, *S12* et *S22*).

Le **Tableau III-4** résume les performances en petit signal obtenues.

Tableau III-4 : Performances du PA en petit signal	
Bande passante d'entrée (<-10dB)	58-81GHz
Bande passante de sortie (<-10dB)	60-70GHz
Gain Maximum	20dB
Bande passante du gain en petit-signal (> 17 dB)	59-71GHz
Isolation de la sortie vers l'entrée	<-40dB
Puissance consommée	252mW (single)

Sur la **Figure III-23** on montre une comparaison entre les paramètres S mesurés et les paramètres S simulés. On observe pour ce premier circuit un décalage en fréquence important. Ce décalage d'environ 15GHz (65GHz pour 79GHz attendus) se retrouve sur tous les paramètres S. On note deux allures très différentes pour les courbes de gain (*S21*). En particulier, en mesure, une marche d'escalier vers 55GHz totalement absente sur la courbe de simulation.

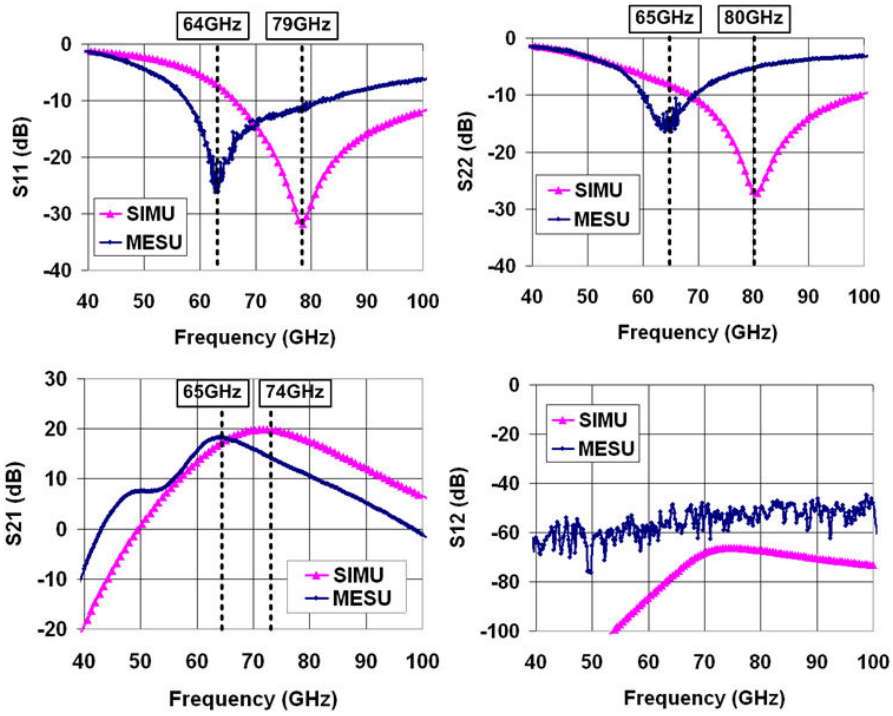


Figure III-23 : Comparaison des paramètres S mesurés et simulés de l'amplificateur de puissance.

IV.5.c Mesures en grand signal

Les mesures en grand signal de l'amplificateur de puissance ont été effectuées avec un second banc de test. Ce banc utilise l'analyseur de réseau précédent comme source et un wattmètre

pour mesurer la puissance délivrée. La **Figure III-24** montre une photographie du banc de mesure utilisé.

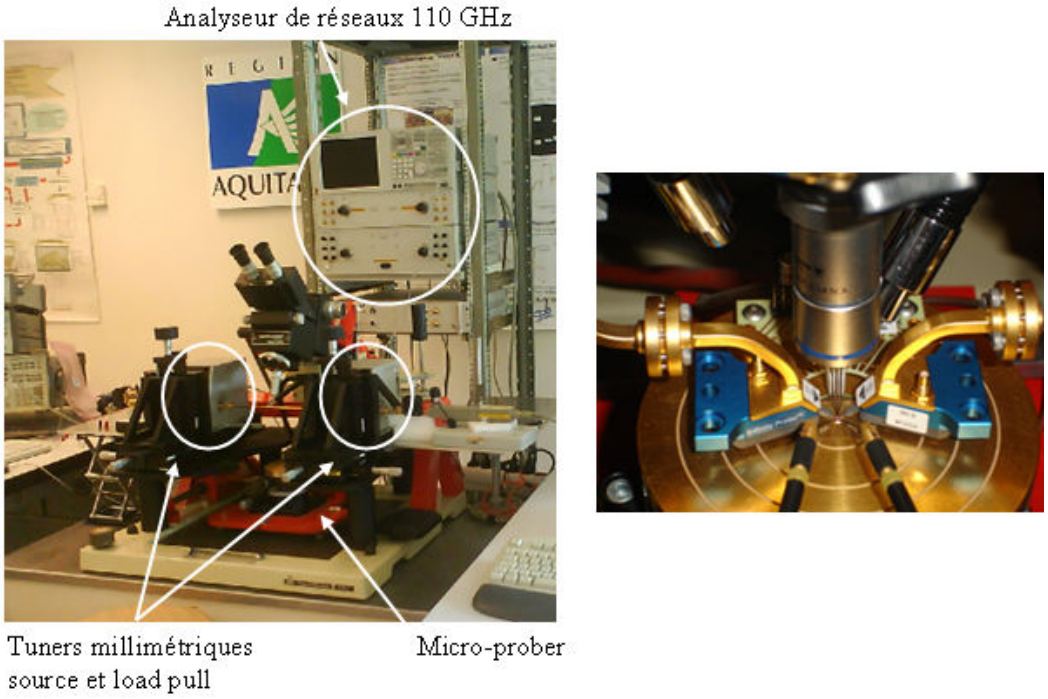


Figure III-24 : Banc de mesure: caractérisation millimétrique en grand signal.

Outils de mesure :
- Deux tuners passifs en connectique WR12
- Un générateur de signaux sinusoidaux 55-90 GHz (PNA 110 GHz)
- Une station sous pointes
- Pointes et S en connectique WR12 avec Tés de polarisation intégrés
- Deux wattmètres et deux paires de sondes de puissance (50-75 GHz 75-110GHz)
- Deux alimentations DC
- Matériel RF en WR12 : atténuateur, coupleur, amplificateur, isolateur, adaptateurs (1mm-WR12)
- Un analyseur de réseaux pour le calibrage du banc (Agilent PNA E8361A-N5260A)
- Kit de calibrage (SOLT/TRL) : substrat, WR12, 1mm
- Logiciel Focus Explorer

Toutes les mesures ont été réalisées en mode "single", les entrée et sortie de la deuxième voie de l'amplificateur différentiel sont laissées en flottantes. L'impédance de référence sur la voie active est de 50 Ω (entrée et sortie). Cependant, il est possible, théoriquement, de trouver la puissance de sortie maximum de l'amplificateur différentiel en ajoutant 3dBm à la puissance de

sortie maximum mesurée sur une seule voie. Les paramètres gain et rendement restant les mêmes. La puissance de sortie, le gain de puissance et le rendement aux puissances ajoutées en fonction de la puissance d'entrée sont représentés dans la **Figure III-25** à 60GHz et à 65GHz.

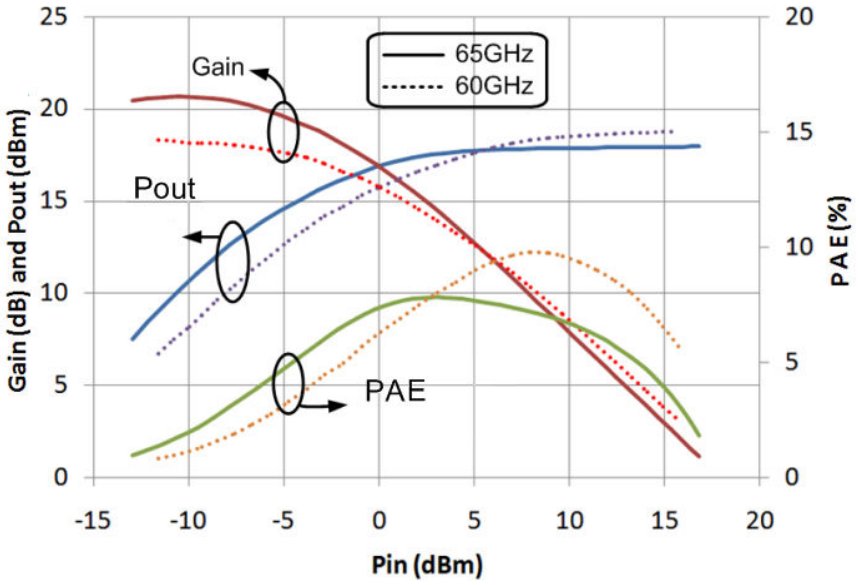


Figure III-25 : Mesure du gain, de *Pout* et de la *PAE* du PA différentiel en fonction de *Pin*.

Les mesures donnent une puissance de sortie (*Pout*) maximum de 19dBm (80mW) à 60GHz. Et 18dBm à 65GHz, un maximum de rendement aux puissances ajoutées de 9,8% à 60GHz et 7.8% à 65GHz. Le point de compression à 1dB (*P1dB*) est de 13,5dBm à 60GHz pour un gain en puissance de 18dB, et de respectivement de 14,5dBm et 20dB à 65GHz.

La variation, à 65GHz, des ces paramètres en fonction de la tension d'alimentation est présentée sur la **Figure III-26**.

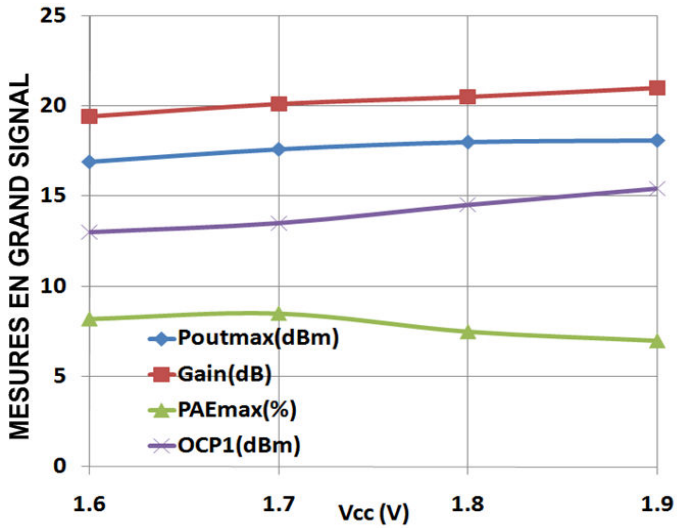


Figure III-26 : Mesure des paramètres en grand signal de l'amplificateur à 65GHz en fonction de la tension d'alimentation.

Une *PAE* maximum de 8,5% est obtenue pour une tension d'alimentation de 1,7V. Un point de compression de 15,4dBm et un gain en puissance de 21dB peuvent être obtenus avec une tension de 1,9V.

Le résumé des performances de l'amplificateur de puissance réalisé [DEM09] est reporté dans le **Tableau III-5** à 60GHz, 65GHz et 77GHz. Comme pour les paramètres S, la différence entre mesures et simulations est importante (liée au décalage en fréquence).

Tableau III-5 : Performances du PA différentiel en grand signal

Freq	Gain (dB)	*Psat* (dBm)	*P1dB* (dBm)	Peak *PAE* (%)	*Vcc* (V)
60GHz	18,3	18,8	13,5	9,8	1,8
65GHz	20,5	18	14,5	7,8	1,8
65GHz	21	18,1	15,4	7	1,9
77GHz	14	14	7,3	2	1,8

IV.5.d Conclusions sur les mesures

Des différences importantes entre mesures et simulations ont été notées. Il est essentiel de comprendre l'origine ou les origines de ces différences pour la réalisation d'une seconde version plus proches des spécifications demandées. Cette analyse a été faite dans la partie suivante

IV.6 Analyse du circuit

Dans le but de valider cette analyse, des structures de tests avaient été envoyées en même temps que l'amplificateur de puissance. Ces structures d'éléments passifs (lignes de transmission, plots RF, et réseaux d'adaptation) reprennent des blocs du circuit et permettent ainsi de vérifier la concordance des résultats obtenus.

IV.6.a Les interconnexions

Comme nous l'avons montré dans les précédents chapitres les performances d'un transistor, et a fortiori un amplificateur (voir la **Figure III-27**), sont étroitement liées à son environnement. C'est-à-dire les structures d'interconnexions, les accès au transistor, les réseaux d'adaptations et les plots. Une des difficultés de la conception millimétrique est la modélisation des ces éléments passifs. Cette notion d'interconnexion doit être étendue à certains composants passifs comme les capacités par exemple.

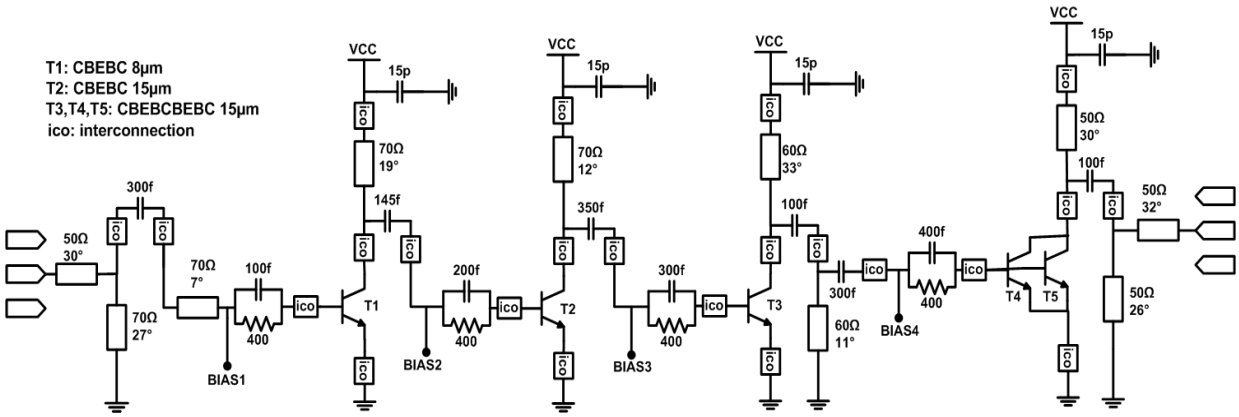


Figure III-27 : Schéma du PA incluant les éléments d'interconnexion.

IV.6.b Les accès aux transistors

Pour optimiser les impédances de charge et de source du transistor, il est nécessaire de connaitre les éléments extrinsèques associés au dessin de masque. La **Figure III-28** montre le schéma complet du transistor et de ses éléments parasites. Les valeurs des éléments parasites aux bornes du transistor sont données dans le **Tableau III-6**.

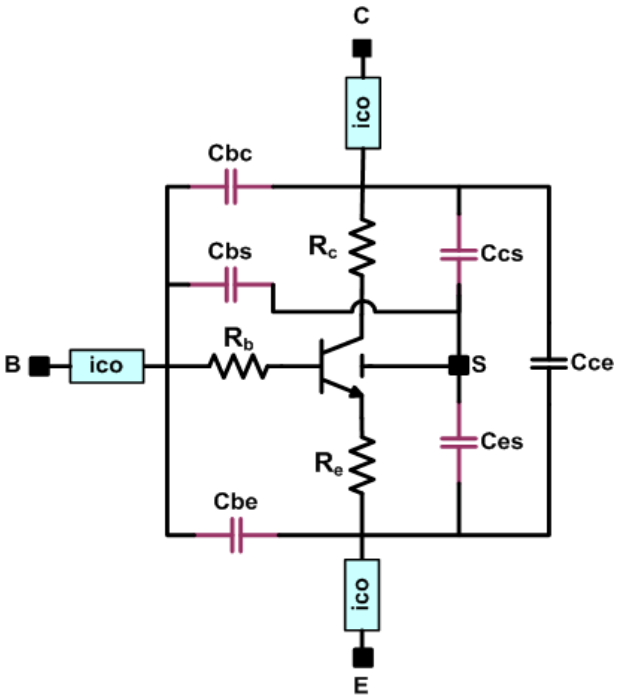


Figure III-28 : Extraction des éléments parasites sur les accès du transistor.

Plus le transistor bipolaire est petit, plus les résistances séries sont grandes car la largeur est plus faible, et plus les capacités parasites sont faibles car les surfaces sont plus petites. Les valeurs des éléments parasites étaient trop faibles lors de nos simulations initiales. Pour recalculer ces éléments, nous avons pris en compte les vias sur chaque accès et utilisé un extracteur précis pour les capacités (Quickcap).

Tableau III-6 : Résistances et capacités parasites aux accès du transistor			
TR	**T1 CBEBC 8µm**	**T2 CBEBC 15µm**	**T3,T4 and T5 CBEBCBEBC 15µm**
Rc (Ω)	0,275	0,245	0,18
Re (Ω)	0,47	0,25	0,14
Rb (Ω)	0,82	0,845	0,5
Ces (fF)	0,55	0,8	0,6
Ccs (fF)	2	2,5	3,2
Cce (fF)	4,5	6,4	10,8
Cbs (fF)	0,7	0,8	0,95
Cbc (fF)	3,6	5,7	11,35
Cbe (fF)	4,5	6,5	12,25

IV.6.c Les capacités MIM de découplage

La **Figure II-25** (partie droite) montre une capacité MIM. Les électrodes TOP et BOTTOM peuvent être modélisées par des inductances et des résistances comme le montre la partie droite de la **Figure II-25**. La partie inductive fixe la fréquence d'auto résonnance de la capacité et la partie résistive le coefficient de qualité.

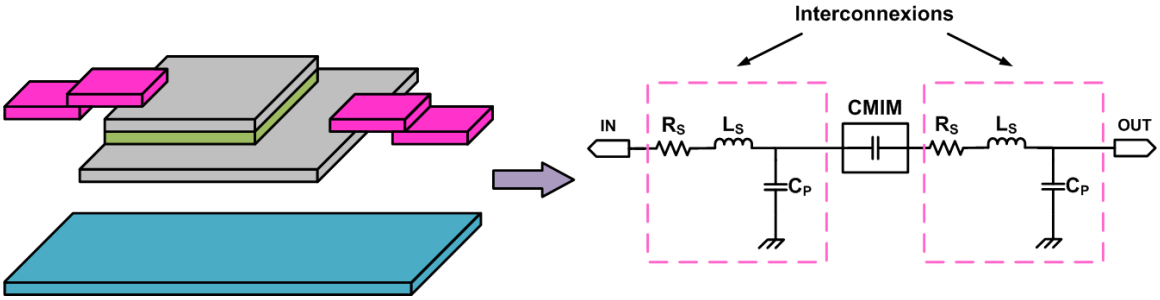


Figure III-29 : Structure de la capacité MIM et modélisation de ses accès.

La **Figure III-30** représente un modèle simplifié dans lequel les pertes et les capacités parasites sont supprimées. Chaque électrode (TOPMIM et BOTMIM) est modélisée par une inductance *L*. Un coefficient de couplage *K* entre ces deux inductances est ajouté. Le signe de *K* va changer en fonction du sens du courant. *K* est négatif lorsque le courant entre les deux niveaux sont opposés, et inversement est positif lorsque le courant est dans le même sens.

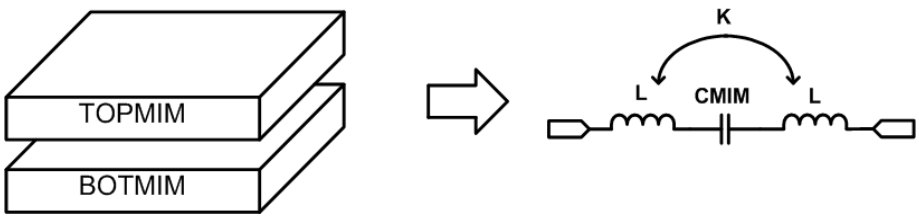


Figure III-30 : Structure et modélisation schématique de la capacité MIM.

Le sens des courants parcourant les électrodes de la capacité impacte directement la fréquence d'auto-résonance de la capacité. Les **Figure III-31** et **Figure III-32** montrent deux des trois sens possibles.

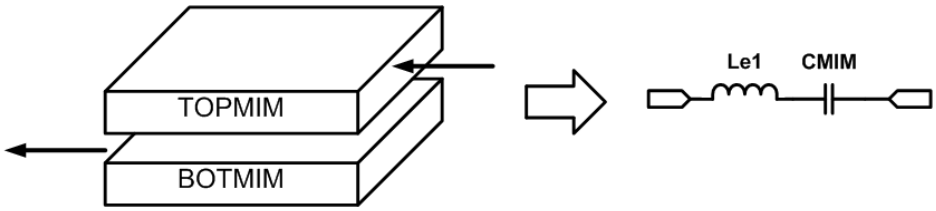


Figure III-31 : Structure et modélisation équivalente de la capacité avec sortie en opposées

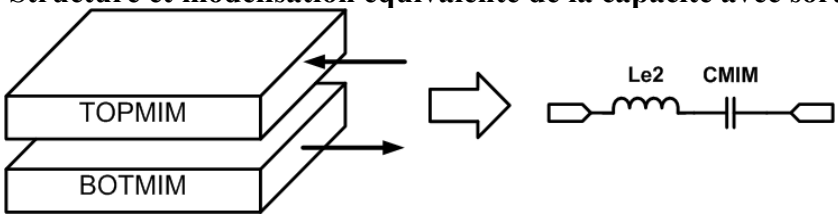


Figure III-32 : Structure et modélisation équivalente de la capacité avec sorties parallèles

Dans le cas de la **Figure III-31**, *Le1* est égale à :

$$Le1 = 2L(1+K) \qquad \textbf{(III-16)}$$

Dans le cas de la **Figure III-32**, *Le2* est égale à:

$$Le2 = 2L(1-K) \qquad \textbf{(III-17)}$$

A partir des deux équations (*Le1* et *Le2*), on peut facilement comparer l'inductance équivalente des capacités à sorties parallèle et opposée. Sachant que la fréquence de d'auto-résonance de la capacité est donnée par :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad \textbf{(III-18)}$$

Sachant aussi que *K* est de l'ordre de 0,9, le rapport entre les fréquences d'auto-résonance obtenues par les deux structures est de l'ordre de 4.

Afin de valider cette étude, deux capacités MIM ont été réalisés d'une valeur de 2pF. Les résultats des simulations Momentum sont représentés sur la **Figure III-33**. Comme prévu la capacité à sorties opposées (courbe en pointillée) résonne avant la capacité à sorties parallèles (courbe en trait plein). La fréquence de résonnance de la première est de 45GHz et 105GHz pour la deuxième.

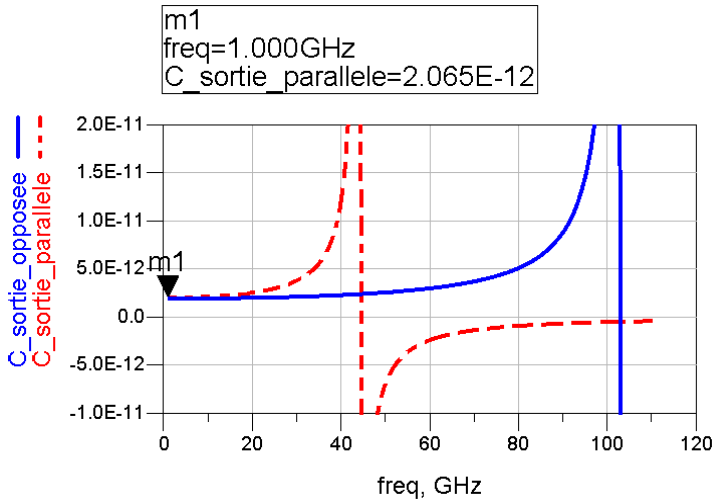


Figure III-33 : Simulation Momentum de la capacité sortie parallèle (pointillée) et opposée (trait plein).

Le décalage en fréquence a été résolu par les interconnexions mais il reste à déterminer la perte et la forme du gain. Pour cela nous avons étudié les capacités de découplage présentes sur toutes les alimentations de chaque étage de l'amplificateur de puissance. Les capacités utilisées sont de grandes tailles et de grandes valeurs ce qui nécessite une modélisation plus précise.

La capacité MIM est située entre le dernier niveau de métallisation (métal 6) et l'aluminium utilisant un isolant de diélectrique élevé (nitride, εr~11) entre deux couches métalliques (BOTMIM et TOPMIM) de fines épaisseurs.

Le courant circule du métal supérieur (TOPMIM) vers le métal inférieur (BOTMIM) de la capacité MIM, et idéalement la couche BOTMIM était connectée à la masse dans les simulations initiales. Mais avec un modèle plus précis (**Figure III-34**), sous la capacité *CMIM* (15pF), il y a une autre capacité d'une valeur assez grande *Cp* (2,56pF) entre le BOTMIM et le Métal 6. Il faut tenir compte aussi de la connexion du BOTMIM au Métal 6, qui est constituée d'un élément inductif et résistif (*Lp*=4pH et *Rp*=0,3mΩ). *Lp* et *Cp* donnent une fréquence de résonance théorique de 49GHz.

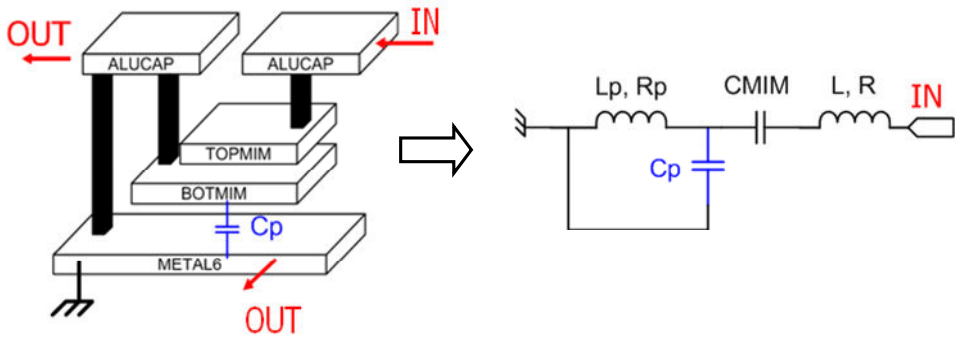


Figure III-34 : Structure physique et schématique de la capacité de découplage avec ses connections.

Le paramètre S_{21} simulé de l'amplificateur de puissance est comparé dans la **Figure III-35** avec un modèle idéal (BOTMIM connectée directement à la masse) et un modèle plus précis (incluant le schéma précédent). On observe que la chute du gain entre 40GHz et 60GHz est principalement dûe aux connexions sur les capacités de découplages. Ces simulations montrent donc que nous avons besoin de modèles très précis même pour les petites connexions.

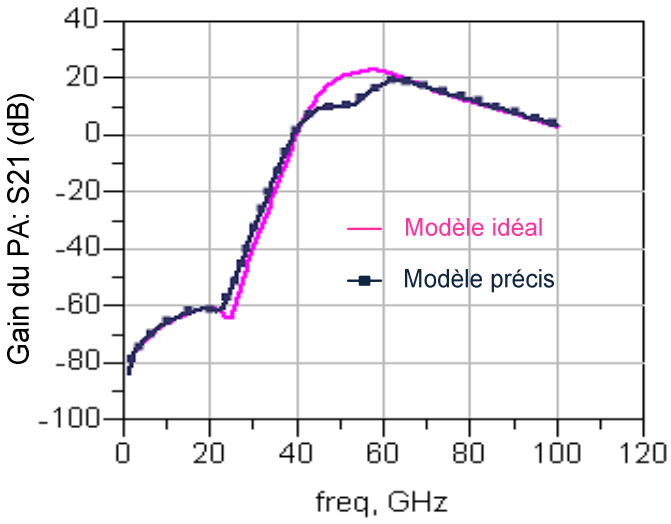


Figure III-35 : Comparaison du paramètre S_{21} simulé de l'amplificateur de puissance entre un modèle idéal et un modèle précis de la capacité de découplage.

IV.6.d Les réseaux d'adaptation

Les réseaux d'adaptations déterminent les performances en puissance, mais aussi les performances en fréquence. Ces réseaux utilisent des capacités MIM et des lignes de transmissions. Les lignes de transmissions, éléments distribués, sont, pour l'instant, les plus utilisés dans notre gamme de fréquence pour des questions de rapport entre longueur de l'élément utilisé et la longueur d'onde guidée d'une part et leur modèle est relativement simple et précis.

Les structures de test des réseaux d'adaptation d'entrée et de sortie sont montrées dans la **Figure III-36** et **Figure III-37** respectivement. Le réseau d'adaptation d'entrée est constitué d'une ligne de transmission série, d'une capacité MIM et d'un stub parallèle court-circuité à la masse.

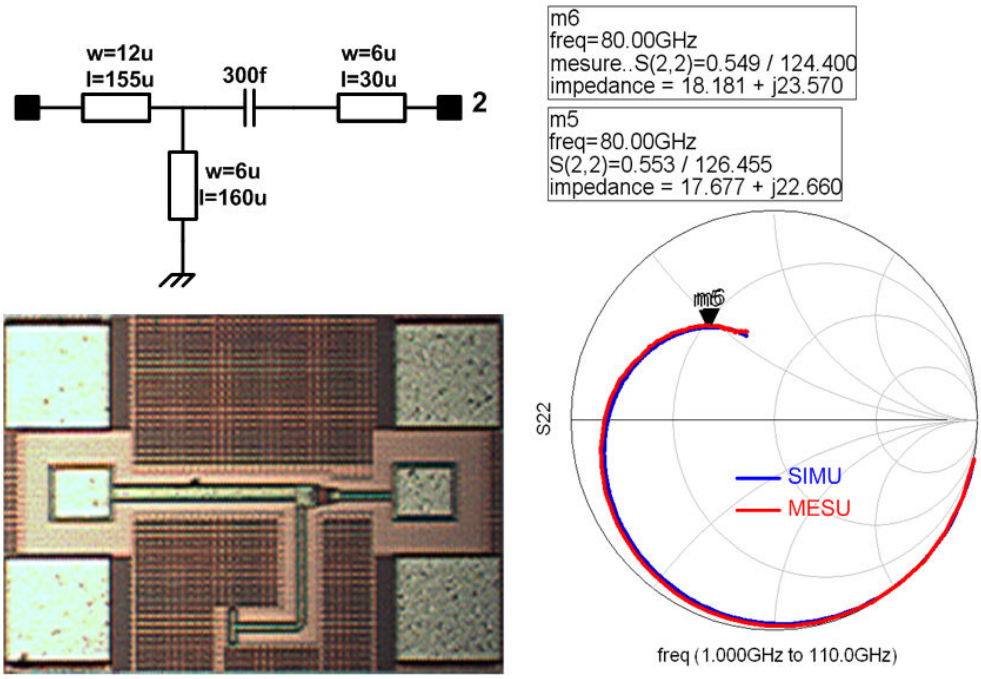


Figure III-36 : Structure et modélisation du réseau d'adaptation en entrée.

Le réseau de sortie est semblable au réseau d'entrée. Une capacité de valeur élevée et un stub parallèle ont été ajoutés. Le stub sera connecté à l'alimentation du PA et la capacité de forte valeur assurera une mis à la masse de ce nœud.

Les résultats de mesure de ces structures sont comparés avec les simulations pour évaluer et vérifier la précision de la modélisation. Les résultats de mesure ont été épluchés grâce à deux structures additionnelles : open et short. La concordance avec les résultats de simulation de 1GHz à 110GHz est très bonne.

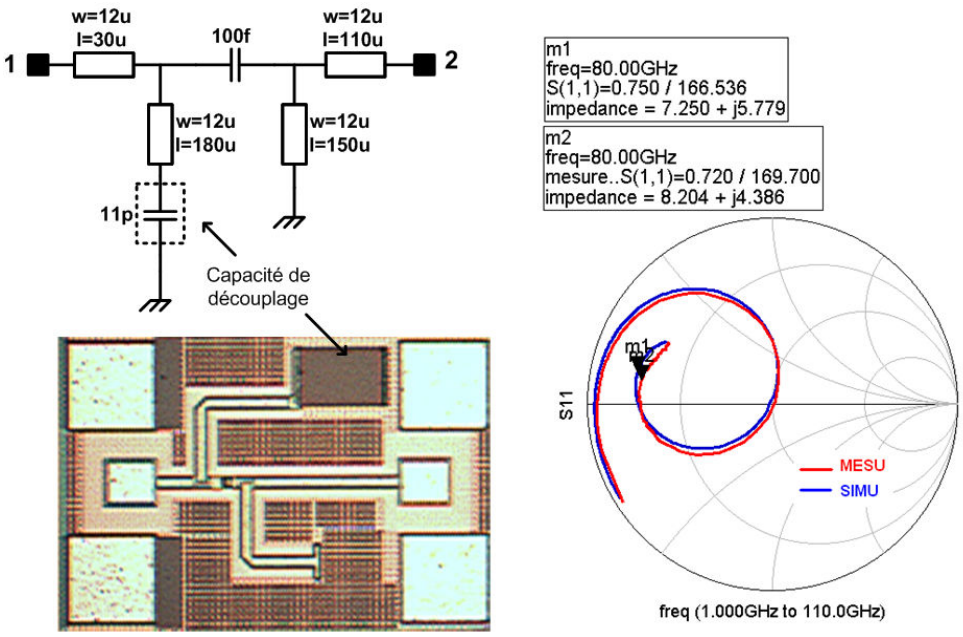


Figure III-37 : Structure et modélisation du réseau d'adaptation en sortie.

Tous ces résultats permettent donc de valider la modélisation effectuée sur les circuits passifs (ligne de transmission, plots RF, interconnexions, capacités). Une bonne précision est obtenue sur chaque élément du circuit.

IV.6.e Comparaison des rétro-simulations et des mesures

La section suivante compare les résultats de rétro-simulation en petit signal et en grand signal, incluant les corrections sur les modélisations des éléments, avec les résultats de mesure.

La **Figure III-38** montre les paramètres S de l'amplificateur de puissance mesurés et simulés jusqu'à 100GHz. En prenant en compte tous les phénomènes observés précédemment on obtient une très bonne corrélation. Le décalage en fréquence est retrouvé. On retrouve aussi, dans nos simulations, la forme du gain et son amplitude.

Cependant certaines petites différences peuvent toujours êtres observées sur les courbes sachant que certains effets, comme par exemple les mutuelles entre les lignes, n'ont pas été prises en compte. Ces mutuelles sont difficilement intégrables dans les simulations car chaque ligne utilise un modèle discret.

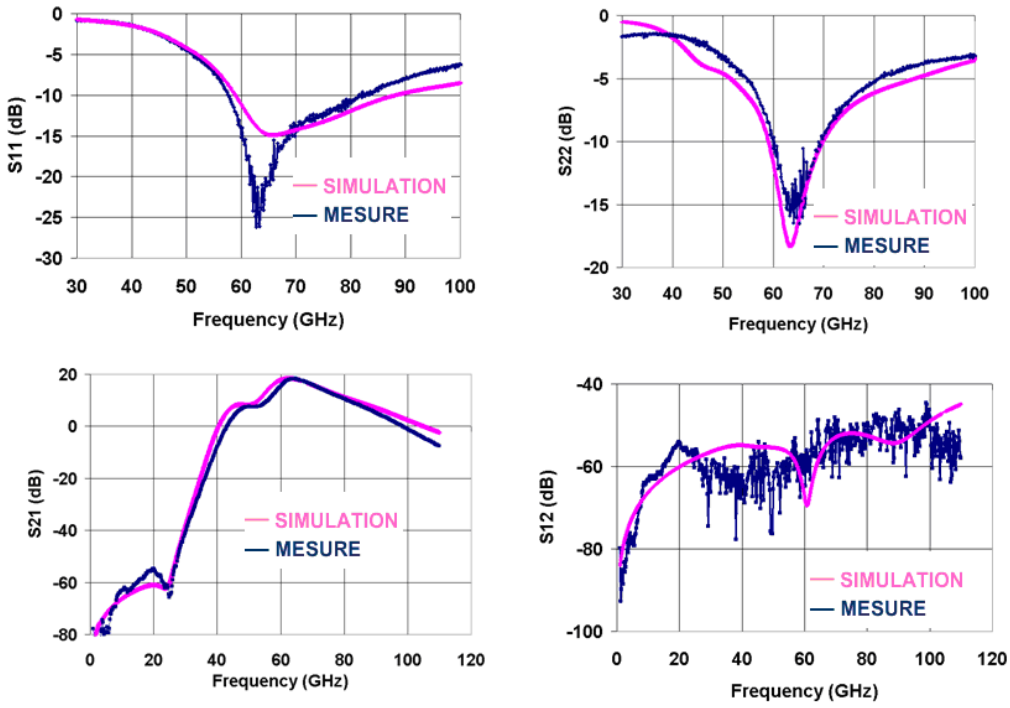


Figure III-38 : Mesure et simulation des paramètres S en petit signal de l'amplificateur de puissance à 4 étages.

La comparaison, à une fréquence de 65GHz, des paramètres en grand signal est montrée sur la **Figure III-39.** Les résultats de mesure et simulation sont cohérents, en particulier la PAE. Un maximum de *PAE* de 8,6% a été obtenu à 65GHz en mesure. Cette valeur est meilleure que la simulation. Ceci s'explique par une variation des courants collecteurs moins forte en mesure que dans la simulation. Les paramètres électriques grand signal sont résumés dans le **Tableau III-7** à 60, 65 et 77GHz. Les résultats différentiels sont aussi présentés pour le point de compression en sortie *OCP1* et la puissance de saturation *Psat*.

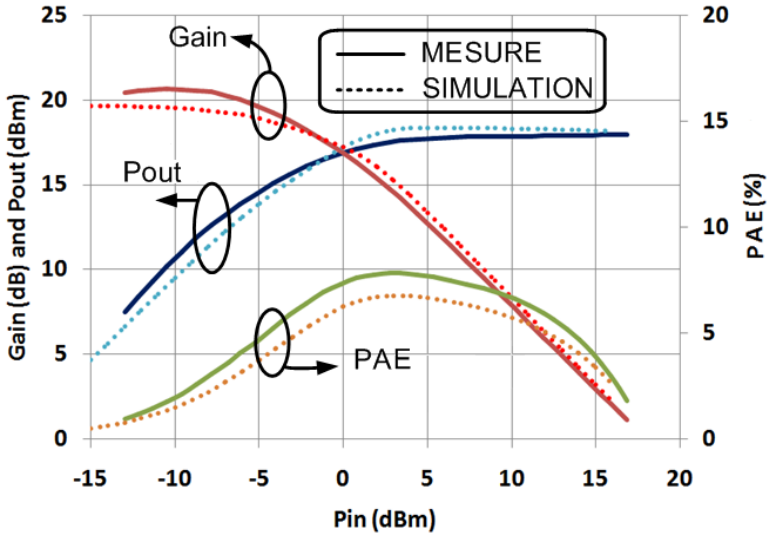


Figure III-39 : Mesure (traits pleins) et simulation (traits pointillés) du gain, de la puissance de sortie et du rendement de l'amplificateur de puissance single en fonction de la puissance d'entrée à 65GHz.

Tableau III-7 : Comparaison des performances du PA en mesure et simulation

Fréquence	**60GHz**		**65GHz**		**77GHz**		Unités
	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.	Mes.	Sim.	
CARACTERISTIQUES DC							
Tension d'alimentation, *Vcc*	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	1,8	V
Courant de polarisation (Single), *Idc*	146,7	146,8	144,8	146,8	150	146,8	mA
DIFFERENTIEL							
Gain en puissance, *GP*	18,3	18,2	20	19,6	13,5	12,8	dB
Point de compression en sortie, *OCP1*	13,5	14	14,5	14,6	6,2	10,5	dBm
Puissance de sortie saturée, *Psat*	18,8	18	18	18,3	13	16	dBm
Rendement max à puissance ajoutée, *PAEmax*	9,8	5,3	7,8	6,7	2,2	2,8	%
Rendement à puissance ajouté au point de compression, *PAE(@CP1)*	4	3,9	4	3,8	0,7	1,6	%
SINGLE-ENDED							
Gain en puissance, *GP*	18,3	18,2	20	19,6	13,5	12,8	dB
Point de compression en sortie, *OCP1*	10,5	11	11,5	11,6	3,2	7,5	dBm
Puissance de sortie saturée, *Psat*	15,8	15	15	15,3	10	13	dBm
Rendement max à puissance ajoutée, *PAEmax*	9,8	5,3	7,8	6,7	2,2	2,8	%
Rendement à puissance ajouté au point de compression, *PAE(@CP1)*	4	3,9	4	3,8	0,7	1,6	%

L'étude des différences entre mesures et simulations de ce premier amplificateur a permis de montrer que la modélisation fine de tous les éléments de l'amplificateur, non seulement le transistor mais aussi les éléments passifs, joue un rôle clé dans les performances obtenues.

Cependant l'architecture utilisée est une architecture différentielle. Sa mesure réelle nécessite un banc de mesure plus complexe non disponible. Un dispositif intégré liant la mesure single et la structure différentielle doit être réalisé.

Pour des questions de surface le transformateur est préféré aux circuits classiquement utilisés en conception microonde (rat-race [INU08], …).

V. AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE 80GHz

Cette partie décrit la deuxième version de l'amplificateur et les résultats de mesures obtenus. Tous les éléments étudiés dans le chapitre précédent sont pris en compte dans cette nouvelle conception.

Deux amplificateurs de puissance ont été étudiés : single et différentiel. L'amplificateur différentiel est constitué de deux branches "single". Les signaux différentiels d'entrée et de sortie sont créés ou combinés par des transformateurs intégrés.

V.1 Amplificateur de puissance single-ended 80GHz

V.1.a Schéma

La **Figure III-40** montre le schéma de l'amplificateur de puissance "single". Les tailles de transistor et les éléments de stabilité sont identiques au premier circuit. Compte tenu des remarques faites au précédent chapitre les réseaux d'adaptations, les interconnexions, les modèles de composants ont été recalculés pour centrer notre conception à 80GHz.

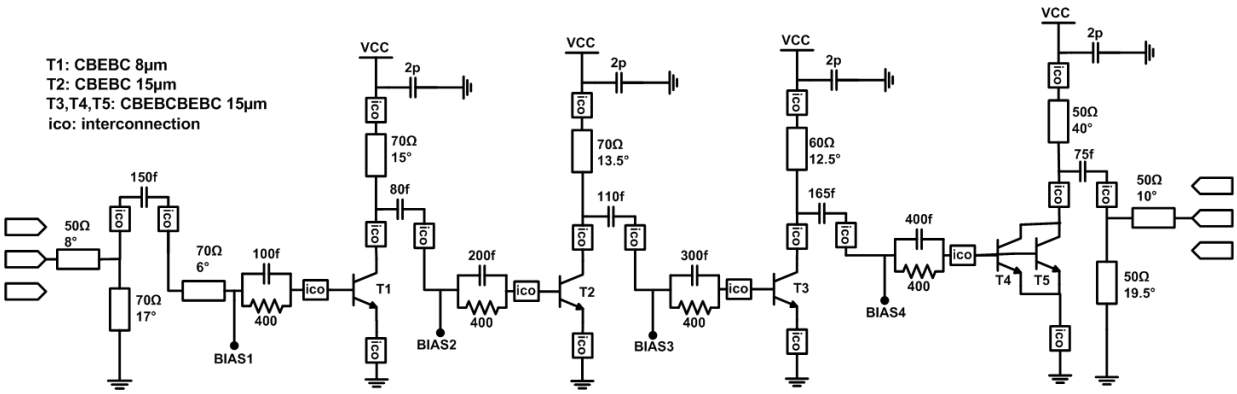


Figure III-40 : Schématique de l'amplificateur de puissance single.

La photographie de l'amplificateur de puissance single à 4 étages est montrée dans la **Figure III-41**. Le PA single-ended 79GHz occupe un espace de 0,4 mm ².

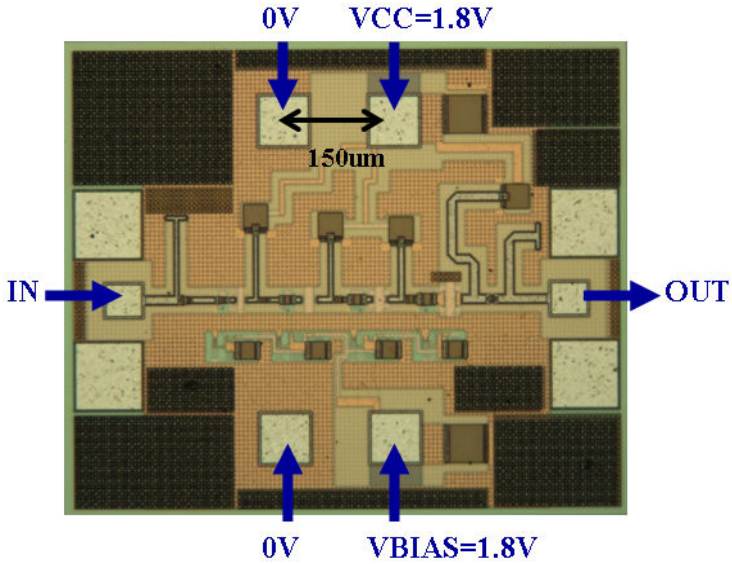


Figure III-41 : Photographie du PA single réalisé en technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics (618*744 µm²).

V.1.b Résultats de mesure et simulation du PA single-ended

La **Figure III-42** montre les paramètres S de ce circuit mesurés et simulés de 50 à 110GHz.

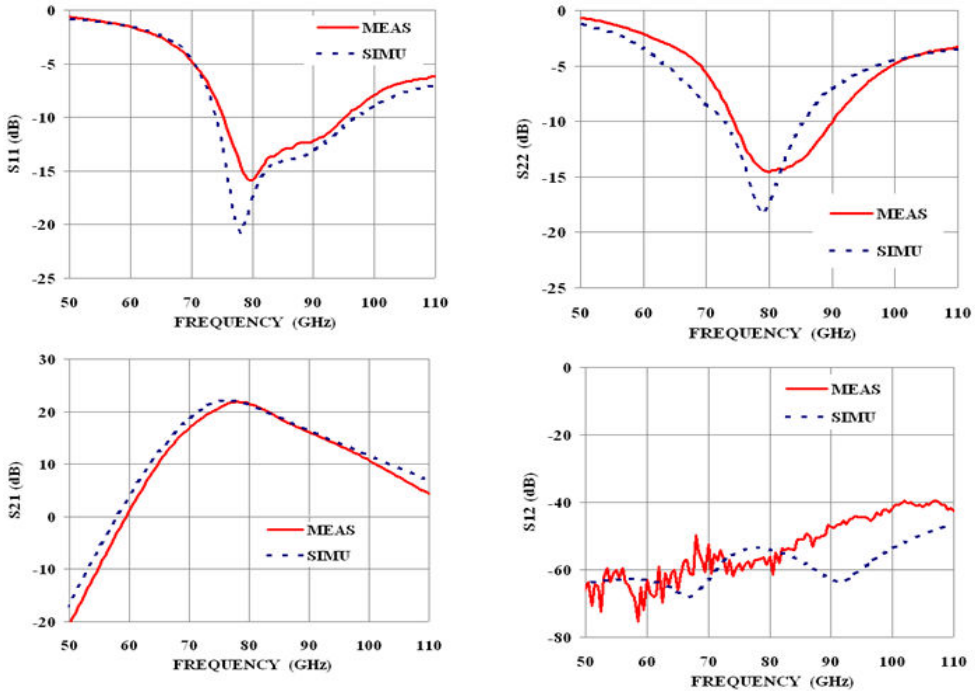


Figure III-42 : Mesure et simulation des paramètres S du PA single-ended.

Les résultats en petit signal de l'amplificateur de puissance single-ended sont résumés dans le **Tableau III-8**.

Tableau III-8 : Performances du PA paramètres S et DC		
Paramètre	Mesure	Simulation
Bande passante d'entrée (S_{11}<-10dB)	75-94GHz	74-97GHz
Bande passante de sortie (S_{22}<-10dB)	75-91GHz	73-86GHz
Gain Maximum	21,5	22
Bande passante (à 3dB) du gain	72-85GHz	70-85GHz
Isolation de la sortie vers l'entrée	<-40dB	<-45dB
Puissance consommée	311mW (173mA * 1,8V)	288mW (160mA * 1,8V)

Les adaptations en entrée et en sortie sont bien centrées en mesure comme en simulation. Les gains mesurés et simulés (direct et inverse) sont cohérents et l'écart d'amplitude est de +/- 1dB sur toute la bande de fréquence. On obtient une très bonne corrélation ce qui valide toute la démarche de conception et les analyses faites.

Les résultats de mesure et simulation à la fréquence de 79GHz des paramètres grands signaux (puissance de sortie, gain et PAE en fonction de la puissance d'entrée) sont montrés sur la **Figure III-43**. Ils sont résumés dans le **Tableau III-9**.

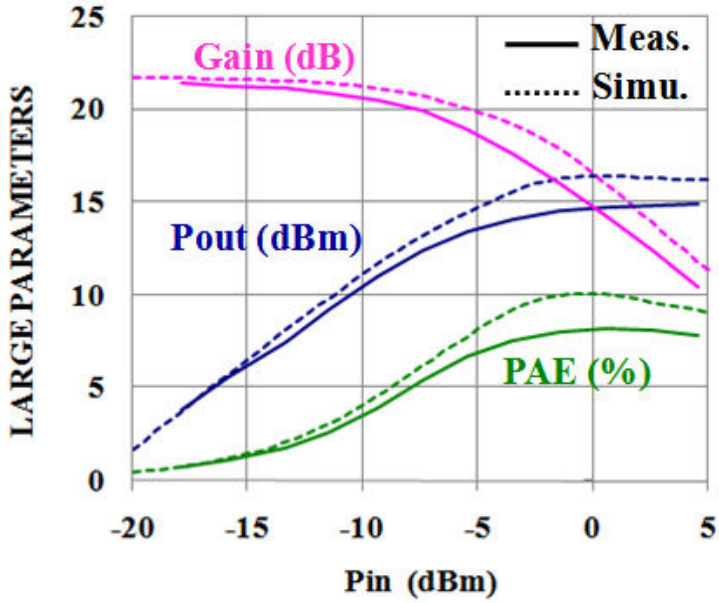


Figure III-43 : Mesure et simulation du gain, de la puissance de sortie et du rendement du PA single-ended en fonction de la puissance d'entrée à 79GHz (*Vcc*=1,8V).

Tableau III-9 : Performances en grand signal		
RESULTATS	MESURE	SIMULATION
GP (dB)	21,5	21,7
OCP1 (dBm)	11	13,2
PSAT (dBm)	15	16,4
PAEmax (%)	8,2	10,0

Les résultats de mesure et simulation montrent sont encore une fois cohérents. La démarche adoptée est validée.

V.2 Amplificateur de puissance différentiel 80GHz

V.2.a Schéma

La **Figure III-44** montre le schéma de l'amplificateur de puissance différentiel réalisé. Cette structure reprend l'amplificateur single précédent. Deux transformateurs sont utilisés pour générer à partir du signal d'entrée voie unique un signal différentiel en entrée et combiner les

signaux différentiels de sortie. Les capacités *C1* et *C2* permettent de faire les adaptations d'impédance souhaitées dans la bande de fréquence de travail.

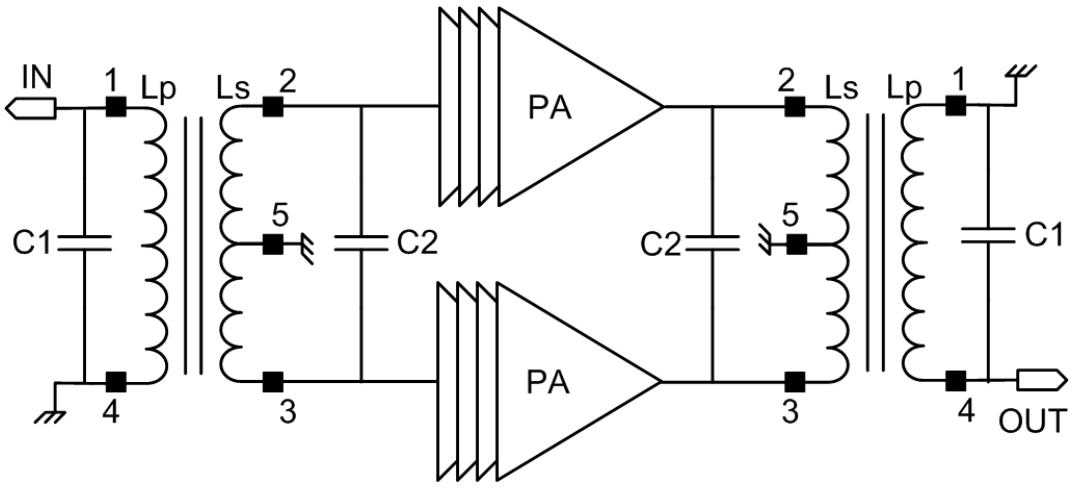


Figure III-44 : Schéma du PA différentiel avec baluns intégrés.

Le layout du nouvel amplificateur de puissance différentiel à 4 étages est montré sur la **Figure III-45**. La surface totale de la puce est de 0.704 mm². Comme on peut le voir sur la **Figure III-45** la surface occupée par les transformateurs est faible par rapport à la surface de la puce.

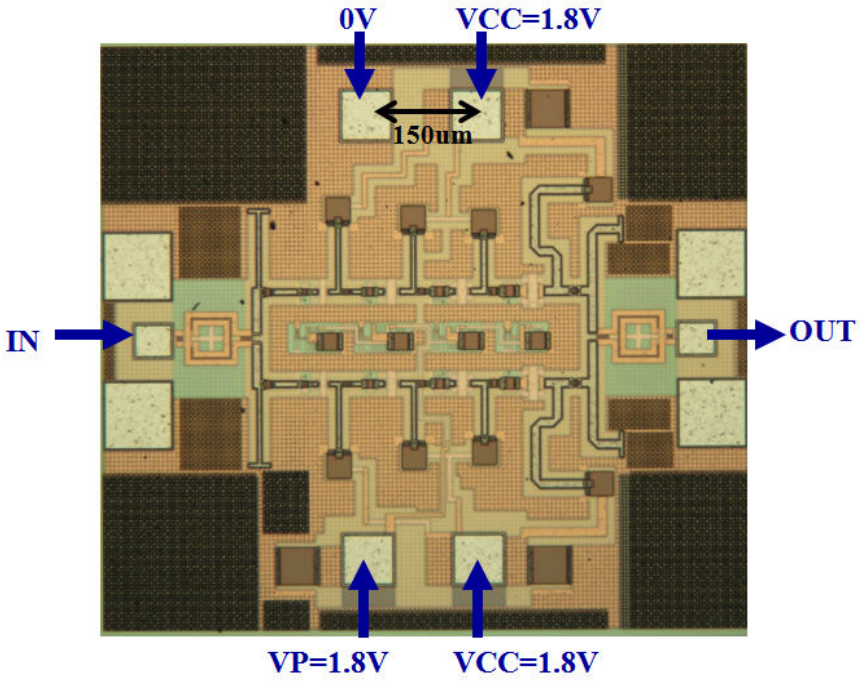


Figure III-45 : Photographie de l'amplificateur de puissance différentiel réalisé en technologie BiCMOS9MW de STMicroelectronics (800*875 µm²).

V.2.b Balun

Le transformateur balun est un circuit électronique passif qui permet de convertir un signal mode commun en un signal différentiel, et vice versa. Les signaux différentiels ont idéalement la même amplitude et un écart de phase de 180°. Un transformateur idéal doit avoir une perte d'insertion la plus faible possible et une réjection de mode commun élevée.

Pour caractériser le transformateur, nous évaluons d'abord la différence d'amplitude et de phase des signaux de la voie différentielle par (le port1 est placé sur le primaire, les ports 2 et 3 sur le secondaire) :

$$\Delta Amplitude(dB) = 20log\left|\frac{S_{21}}{S_{31}}\right| \quad \textbf{(III-19)}$$

$$\Delta Phase(\deg) = ang\left(\frac{S_{21}}{S_{31}}\right) \quad \textbf{(III-20)}$$

Afin de fixer les idées, dans la pratique on peut considérer comme bon un transformateur dont l'écart d'amplitude est de +/- 0,3dB et de +/- 5º pour la phase.

La perte d'insertion, *IL*, est défini comme le rapport entre la puissance délivré à l'entrée et la puissance délivré à la charge lorsque, simultanément, l'entrée et la sortie sont parfaitement adaptées. Elle est donnée par :

$$\begin{aligned} IL &= 10\log(G_{MAX}) \\ G_{MAX} &= \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|.\left[K - \sqrt{K^2 - 1}\right] \end{aligned} \quad \textbf{(III-21)}$$

où *K* est le facteur de Rollet.

La perte d'insertion devra être de l'ordre de 1dB à 80GHz.

La **Figure III-46** montre le circuit équivalent d'un transformateur. Il est composé d'une inductance primaire, *Lp* de valeur 75pH, et d'une inductance secondaire, *Ls* de valeur 117pH. Les deux inductances sont couplées par leur champ électromagnétique.

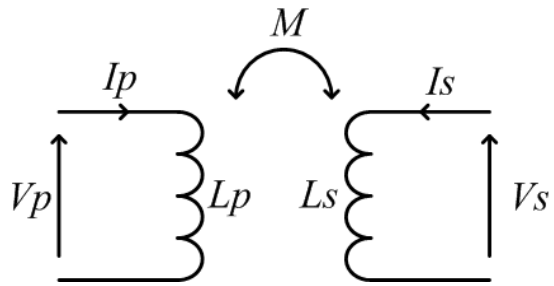


Figure III-46 : Circuit équivalent d'un transformateur idéal.

Les tensions du transformateur idéal sont données par les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_P \\ V_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} j\omega L_P & j\omega M \\ j\omega M & j\omega L_S \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_S \end{bmatrix} \quad \textbf{(III-22)}$$

M est l'inductance mutuelle entre le primaire et le secondaire. En fonction des valeurs de *Lp*, *Ls* et *M* on peut obtenir le rapport d'impédance souhaité.

Dans la pratique entre le primaire et le secondaire il existe comme nous venons de le voir, un champ magnétique mais aussi un champ électrique. Ce champ est modélisé par des capacités de couplage entre les deux circuits inductifs. La **Figure III-47** montre la répartition des capacités de couplage du transformateur.

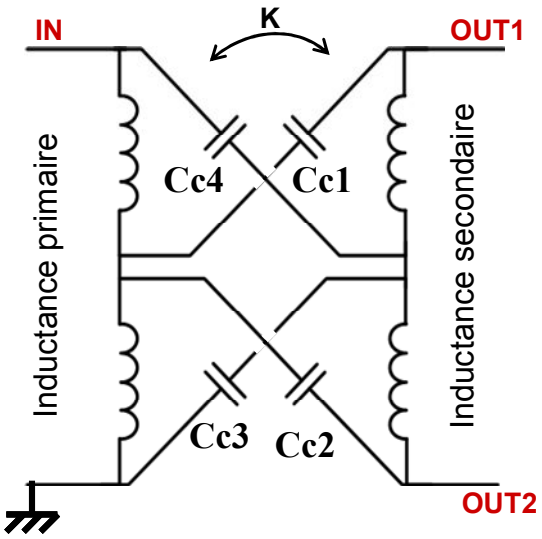


Figure III-47 Répartition des capacités de couplage du transformateur.

Comme le montre les courbes de la **Figure III-48** ces capacités agissent à la fois sur l'écart de phase entre les signaux différentiels mais aussi sur l'écart d'amplitude entre ces mêmes signaux.

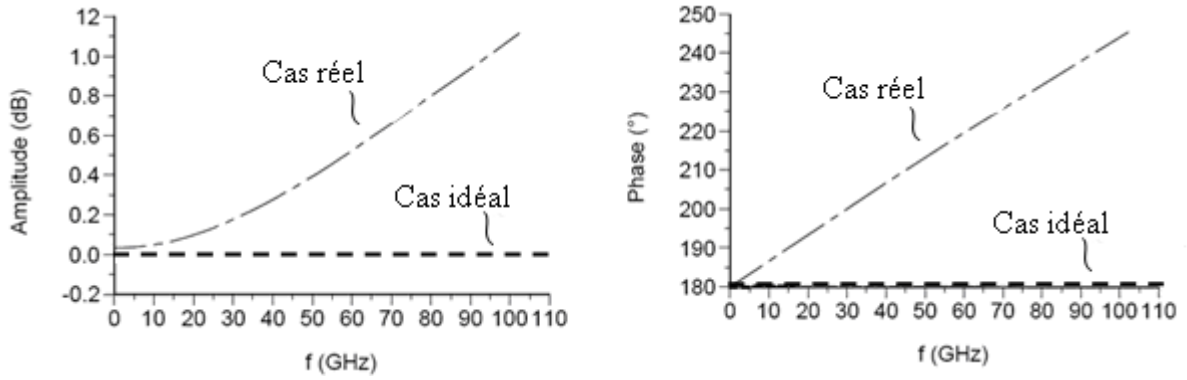


Figure III-48: Impact des capacités de couplage.

Pour notre amplificateur ces écarts se traduisent par des impédances de charges différentes sur les deux collecteurs (ou base) de la voie différentielle. Cette dissymétrie limite les performances de notre amplificateur en gain, puissance de sortie et rendement.

Nous avons observé que ces capacités de couplage sont essentiellement à l'origine de la dissymétrie en phase et en amplitude des voies de sortie différentielle. En effet, si l'on observe les capacités *Cc1* et *Cc2* de la **Figure III-47,** on constate qu'elles sont reliées toutes les deux à un même potentiel coté primaire. Elles impacteront de la même façon les signaux de la voie différentielle. A l'inverse les capacités *Cc3* et *Cc4* n'ont pas une connexion symétrique et vont impacter différemment les signaux de la voie différentielle. Une solution consiste donc à symétriser ces capacités. Comme le montre la **Figure III-49**, cette symétrie peut-être faite en imposant un nœud froid comme référence de toutes ces capacités.

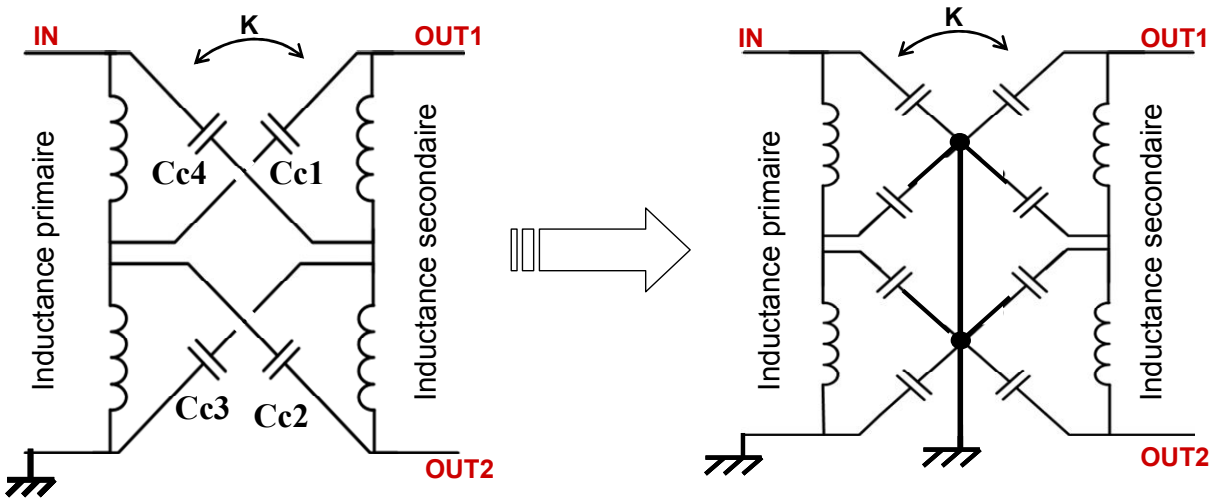


Figure III-49 : Suppression des capacités de couplage d'un transformateur intégré.

La **Figure III-50** illustre les déséquilibres en phase et en amplitude des signaux de la voie différentielle obtenus avec un transformateur idéal, un transformateur réel sans blindage et un transformateur avec blindage.

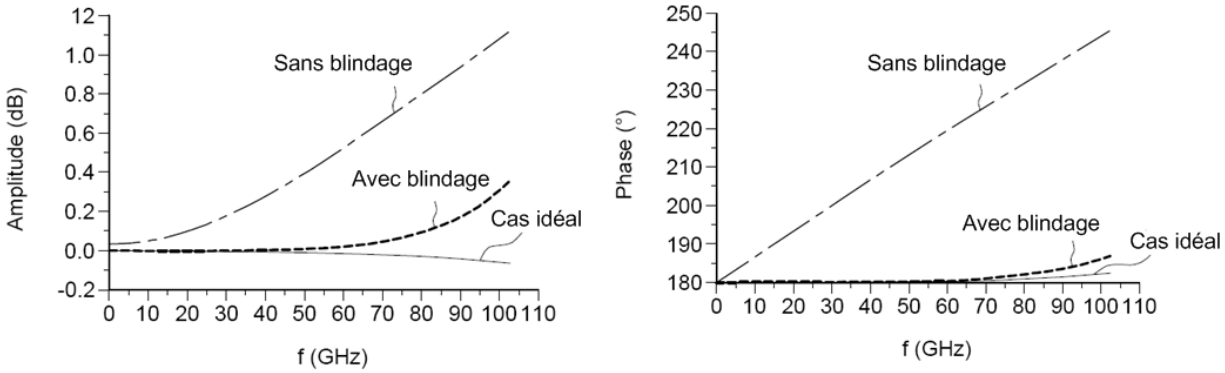


Figure III-50 : Simulation de l'écart d'amplitude et de phase.

Comme le montre la **Figure III-51**, ce blindage peut être réalisé simplement en insérant entre les inductances du primaire et du secondaire un mur électrostatique.

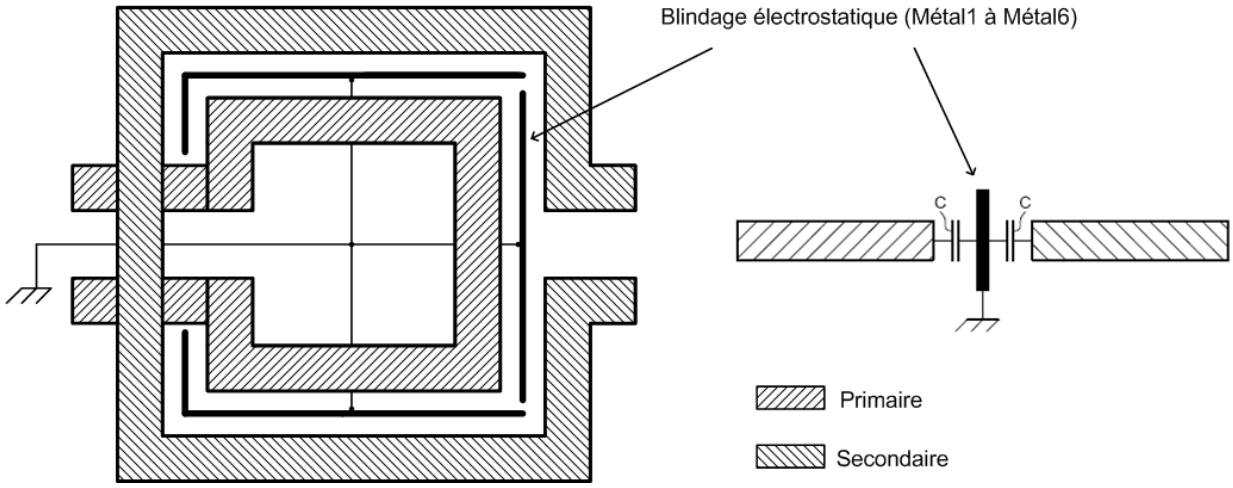


Figure III-51 : Représentation du balun avec le blindage électrostatique.

Dans toute boucle fermée traversée par un champ magnétique circule un courant. Ce courant, appelé courant de Foucault, va en retour augmenter les pertes de la source du champ magnétique. Pour qu'aucun courant de Foucault ne circule dans ce mur il doit être partagé en plusieurs morceaux comme le montre la **Figure III-51**. Ce transformateur a fait l'objet d'un brevet [PAC09].

Le balun transforme l'impédance de référence 50Ω en une impédance différentielle de 100Ω. Le transformateur réalisé pour cette application est un transformateur intégré plan. Pour ce

rapport de transformation c'est l'architecture qui présente le meilleur compromis capacité de couplage – coefficient de couplage. Les inductances du primaire et du secondaire ont un seul tour. Les valeurs des composants de ce balun sont données dans le **Tableau III-10**.

Tableau III-10 : Valeurs du transformateur	
M	37 pH
Lp	75 pH
Ls	117 pH
C_1	27 fF
C_2	70 fF
k	0.4
Cc_1, Cc_2, Cc_3 et Cc_4	20fF

La perte d'insertion du transformateur simulée sur Momentum est représentée dans la **Figure III-52**. Elle est de 1dB à 80GHz.

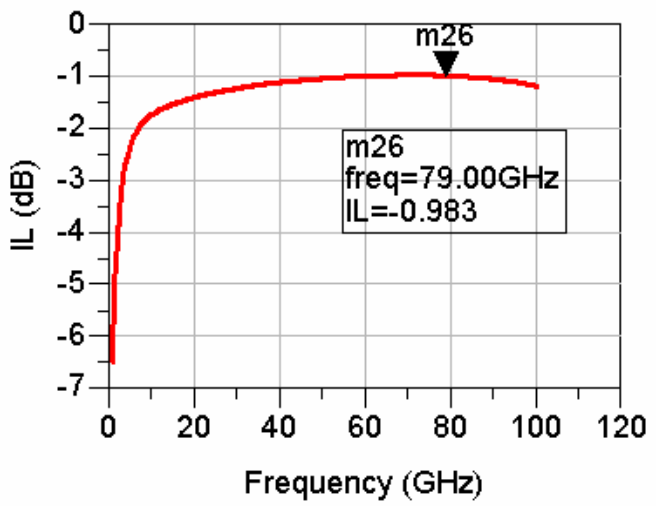


Figure III-52 : Simulation Momentum de la perte d'insertion IL du transformateur.

Le gain en mode différentiel G_{DIFF} et le gain en mode commun G_{COM} sont obtenus par :

$$G_{DIFF} = \frac{S_{21} - S_{31}}{\sqrt{2}} \text{ et } G_{COM} = \frac{S_{21} + S_{31}}{\sqrt{2}} \quad \textbf{(III-23)}$$

Le rapport de réjection en mode commun (*CMRR*) est donné par le rapport du gain en mode différentiel et mode commun:

$$CMRR = \frac{G_{DIFF}}{G_{COM}} \quad \textbf{(III-24)}$$

G_{DIFF} représente le transfert de puissance avec conversion du signal mode commun en mode différentiel.

Dans le cas idéal d'un balun, G_{DIFF} est égal à 0dB, la perte d'insertion du transformateur balun peut être estimée par G_{DIFF}. D'un autre côté, G_{COM} donne une image du niveau de signal de mode commun disponible sur la voie différentiel (nul, si le transformateur est parfait).

La **Figure III-53** montre G_{DIFF} et G_{COM} de notre transformateur. G_{DIFF} est égale à -1,25dB. G_{COM} est inférieur à -30dB sur notre plage de fréquence (70-90GHz).
A 80GHz, le *CMRR* a une valeur de 37dB. Dans la bande de fréquence 50GHz et 110GHz, il est inférieur à 30dB.

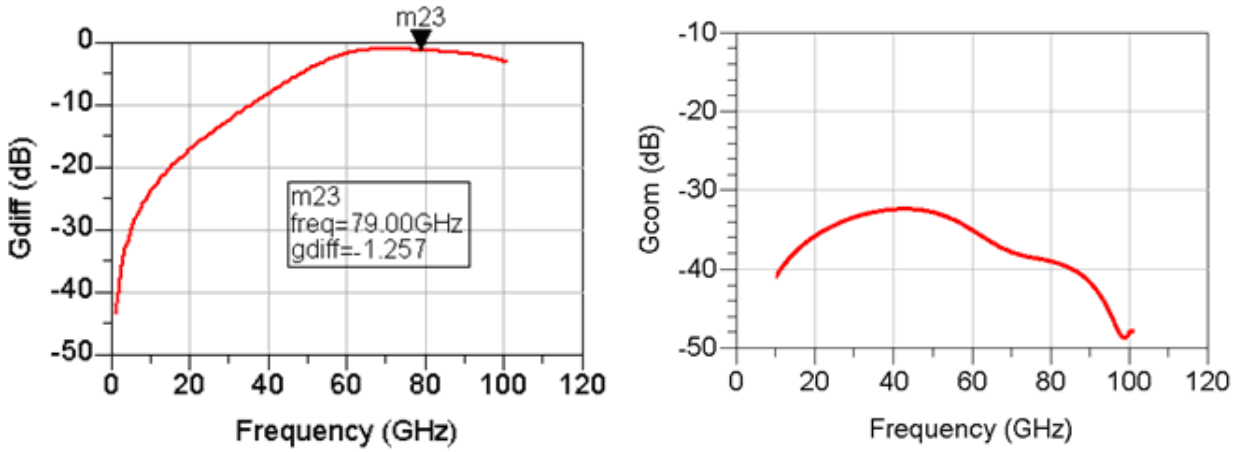


Figure III-53 : Simulation du gain en mode différentiel (Gdiff) et en mode commun (Gcom) du transformateur.

La **Figure III-54** montre la simulation de la différence d'amplitude et de phase des ports différentiels. Pour une précision acceptable de la différence d'amplitude de +/- 0,3dB, la gamme de fréquence est entre 60GHz et 110GHz. Pour la propre fonctionnalité du balun, la différence de phase désirée entre les ports différentiels est de 180°. La précision de la différence de phase est de +/- 2º entre 10GHz et 110GHz. Cela vérifie la fonctionnalité du balun dans les fréquences millimétriques.

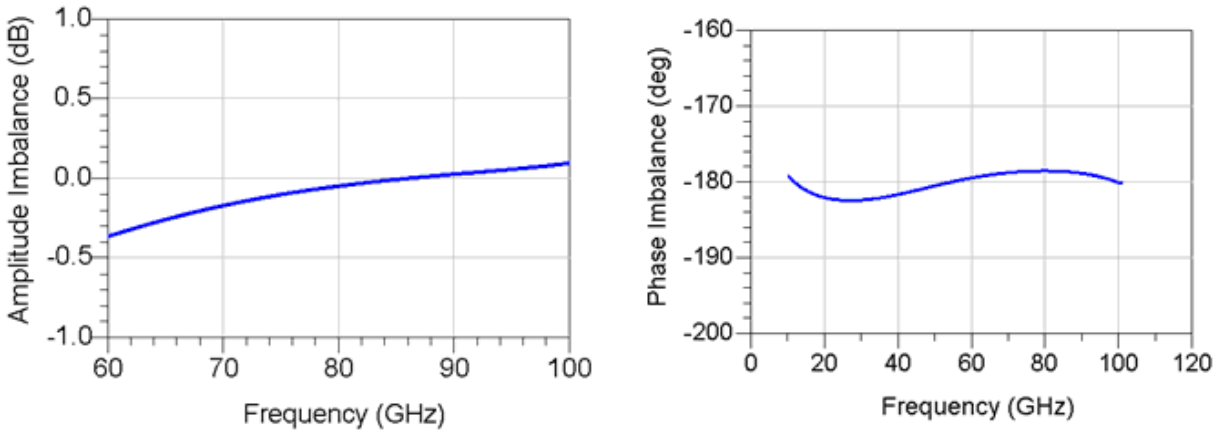


Figure III-54 : Simulation des déséquilibres en amplitude et en phase.

Le balun conçu pour cette application est montré sur **Figure III-55**. Sa taille est de 72µm x 72µm. Les capacités parallèles en entrée et en sortie du balun sont réalisées par des structures inter digités.

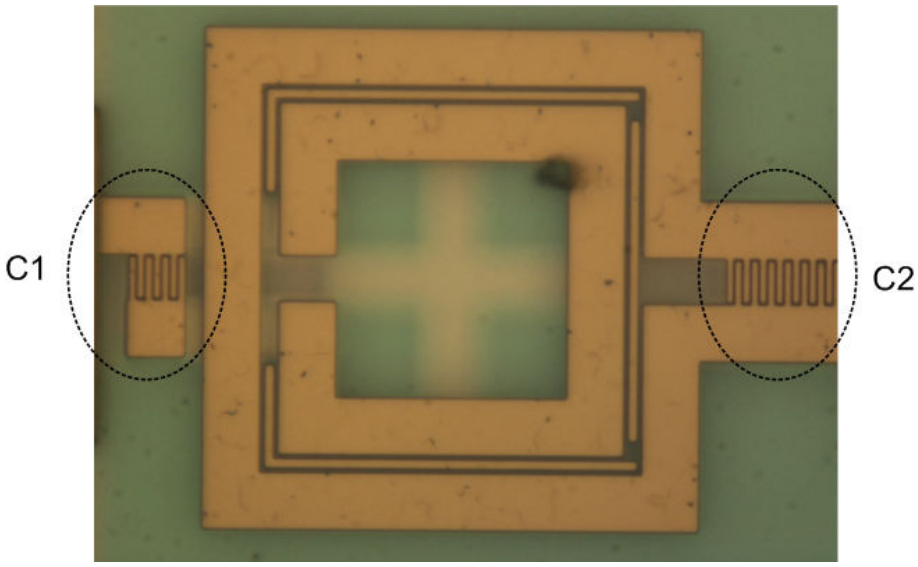


Figure III-55 : Photographie du balun avec capacité d'accord.

Deux structures de test ont étés réalisées pour caractériser le balun. La première structure est constituée du transformateur seul et la seconde structure inclus les capacités d'accord. Les pertes d'insertion mesurées sont représentées dans la **Figure III-56**. Ces mesures ont été obtenues avec un de-embedding open-short. Les pertes d'insertion du transformateur sont, à 79GHz, de 1dB sans capacités et de 2dB avec capacités.

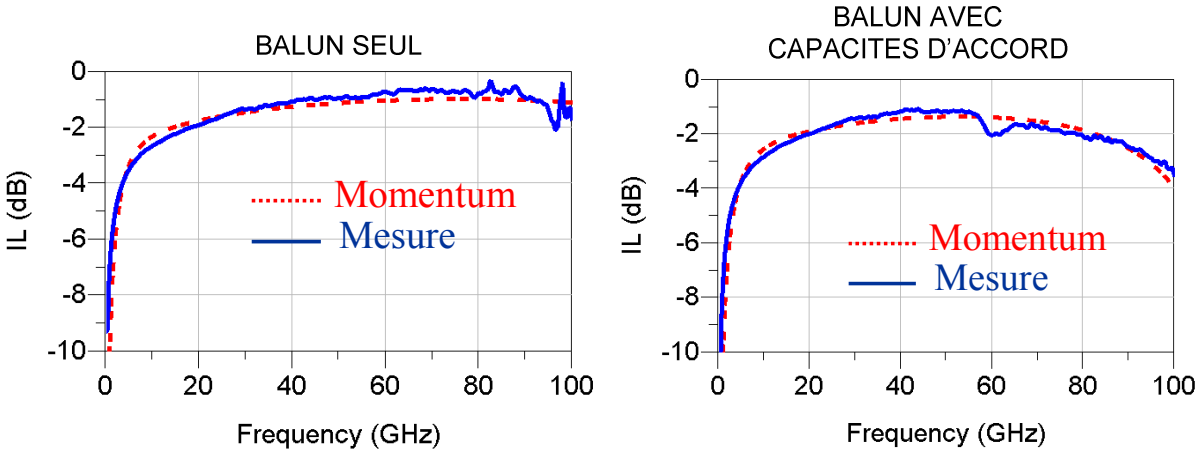


Figure III-56 : Mesure des pertes d'insertion (*IL*) du balun avec et sans capacité d'accord.

Nous retrouvons les pertes simulés initialement pour le transformateur. Néanmoins, les pertes des capacités d'accord ne sont pas négligeables qui requièrent une optimisation sur la structure.

V.2.c Résultats de mesure et de simulation du PA différentiel

Les mesures des paramètres S de l'amplificateur de puissance avec les 2 baluns intégrés sont représentées dans la **Figure III-57.** Le PA différentiel consomme 612mW soit un courant de repos de 340 mA pour une alimentation de 1,8 V.

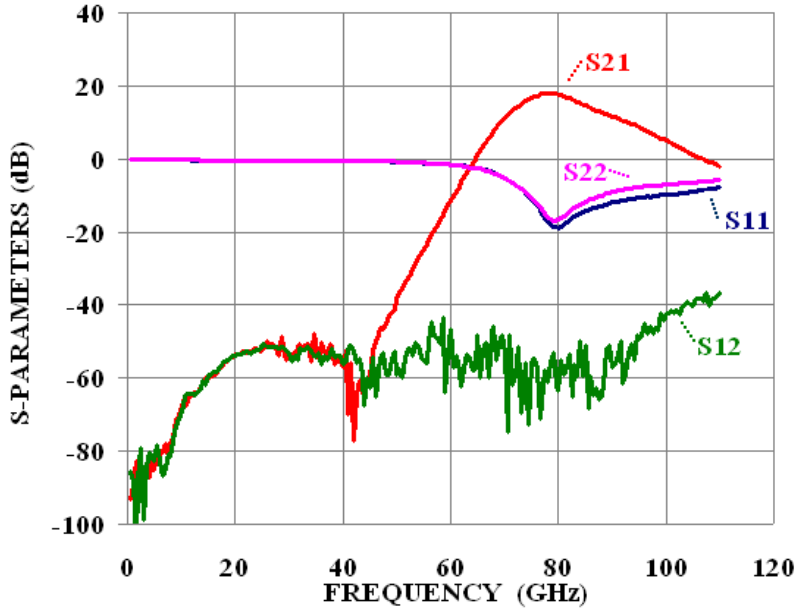


Figure III-57 : Mesure des paramètres S du PA différentiel (*Vcc*=1,8V).

Le gain mesuré, à 79GHz, est de 18,1dB, la bande passante (-3dB) est de 73 à 85GHz. Le coefficient de réflexion à 79GHz est de -18dB en entrée (*S11*) et -16dB en sortie (*S22*). L'isolation (*S12*) est inférieure à -40dB sur toute la bande passante. Ces résultats sont résumés dans le **Tableau III-11**.

Tableau III-11 : Performances du PA paramètres S et DC		
Paramètre	Mesure	Simulation
Bande passante d'entrée (S11<-10dB)	75-99GHz	73-101GHz
Bande passante de sortie (S22<-10dB)	74-86GHz	75-86GHz
Gain Maximum	18,1	18,6
Bande passante (à 3dB) du gain	73-85GHz	71-83GHz
Isolation de la sortie vers l'entrée	<-40dB	<-50dB
Puissance consommée	612mW (340mA * 1,8V)	576mW (320mA * 1,8V)

La **Figure III-58** montre les paramètres S mesurés et simulés de l'amplificateur de puissance différentiel de 60 à 110GHz.

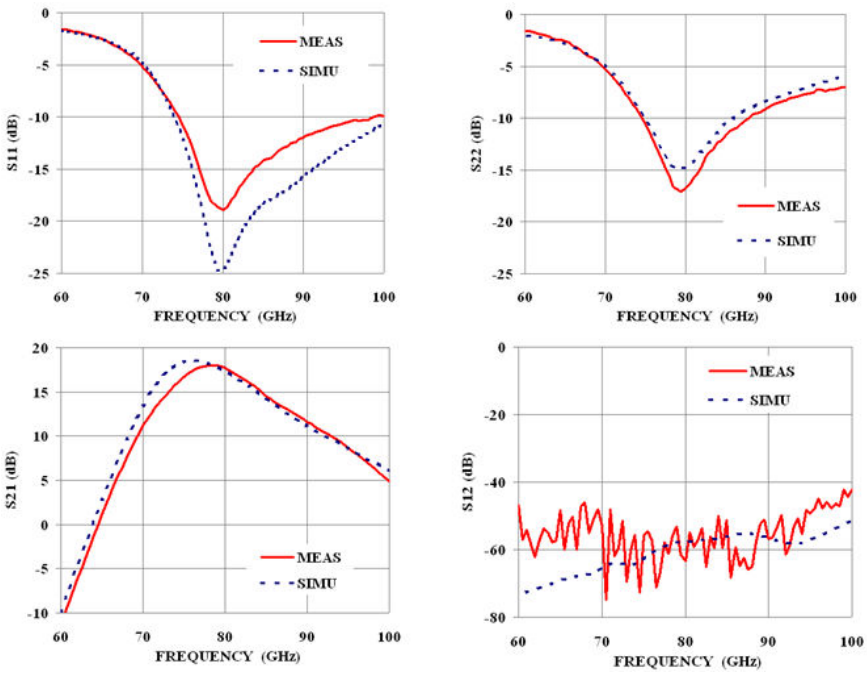


Figure III-58 : Mesure et simulation des paramètres S du PA différentiel.

On obtient une très bonne corrélation entre mesures et simulations.

La différence de gain entre le circuit single-ended et différentiel est de 3,5dB. Cette différence correspond à deux fois la perte du transformateur avec capacités d'accord.

Des mesures sur plusieurs puces ont été effectuées à température ambiante (**Figure III-59**). Une variation de 1dB du gain est observée. De même un décalage de 1GHz de la fréquence centrale est mesuré.

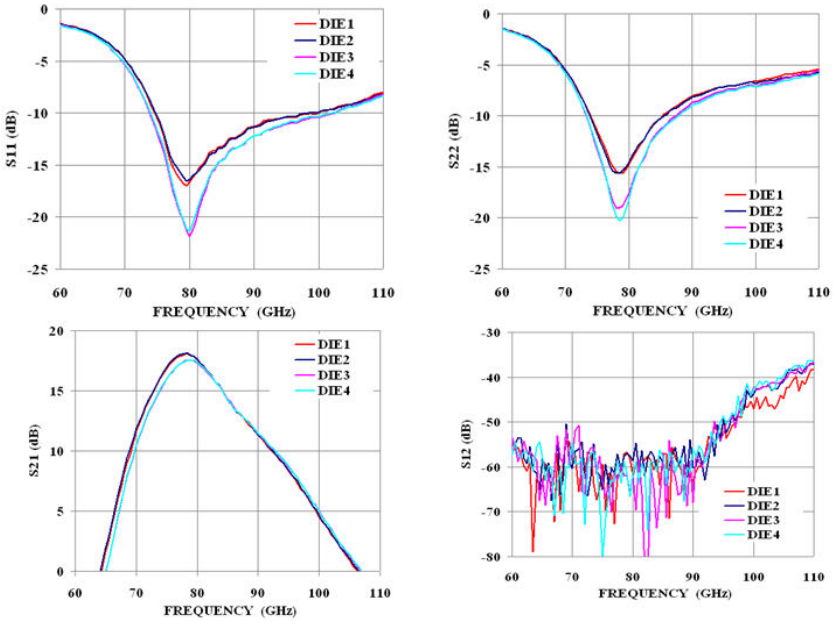


Figure III-59 : Mismatch des mesures en petit signal du PA différentiel.

Des mesures en température ont été faites entre 20°C à 100°C. La **Figure III-60** montre les variations de gain obtenues.

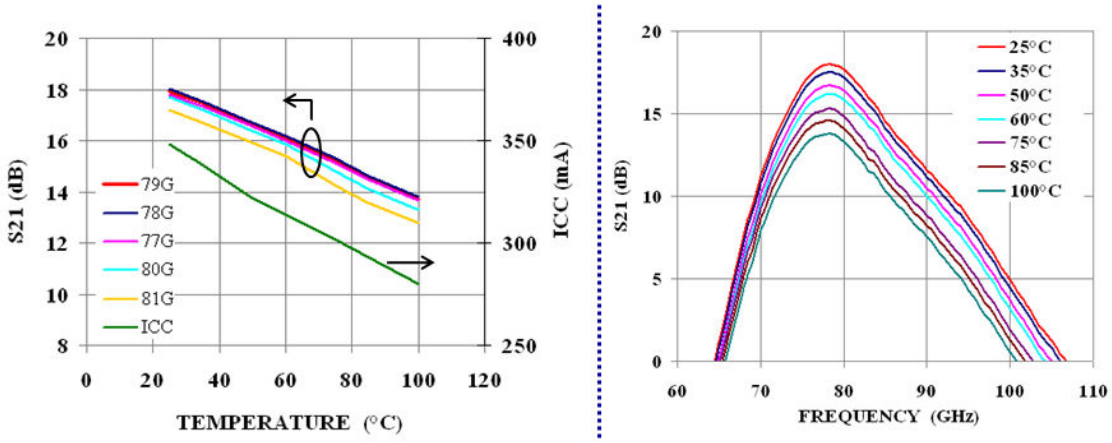


Figure III-60 : Mesure du gain en puissance du PA différentiel en fonction de la température.

Le gain varie de 4dB dans cette gamme de température. Cette variation est en grande partie liée à la trop grande simplicité du circuit de polarisation en particulier nous n'avons aucune dépendance du courant de repos à la température. Un circuit de polarisation plus complexe [JAR01] réduira cette variation.

Les mesures de la puissance de sortie, du gain et de la *PAE* en fonction de la puissance d'entrée à 79GHz sont tracées dans la **Figure III-61** pour la configuration différentielle avec les baluns intégrés. Les performances en grand signal du PA différentiel montrent une puissance de sortie saturée de *Psat* = 17dBm (50mW) et d'une *PAE* maximum de 6,4% à 79GHz. La puissance de sortie *OCP1* à 79GHz est de 12,5dBm (18mW).

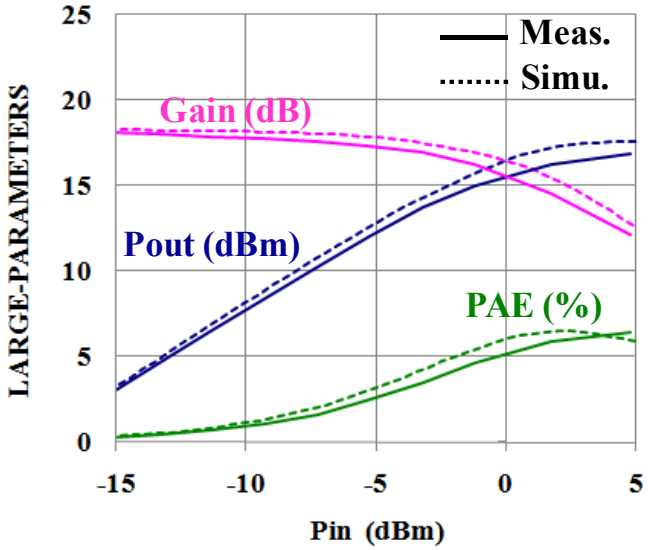


Figure III-61 : Mesure et simulation du gain, de la puissance de sortie et du rendement du PA différentiel avec balun intégré en fonction de la puissance d'entrée à 79GHz.

Les résultats de mesure et de simulation de l'amplificateur différentiel à 79GHz sont reportés dans le **Tableau III-12**.

Tableau III-12 : Performances en grand signal		
RESULTATS	MESURE	SIMULATION
GP (dB)	18,1	18,3
OCP1 (dBm)	12,5	14,5
PSAT (dBm)	16,9	17,4
PAEmax (%)	6,4	6,5

Des mesures en fonction de la tension de polarisation, donc du courant de repos, ont été faites. La **Figure III-62** montre les mesures obtenues à 79GHz pour un balayage de *Vp* de 1V à 2V. Les variations de la tension V_p changent les conditions de polarisation et permettent de contrôler le gain de compression (gain à P_{MAX}) de 2dB à 12dB et la puissance de sortie maximale de 8.5dBm à 17dBm.

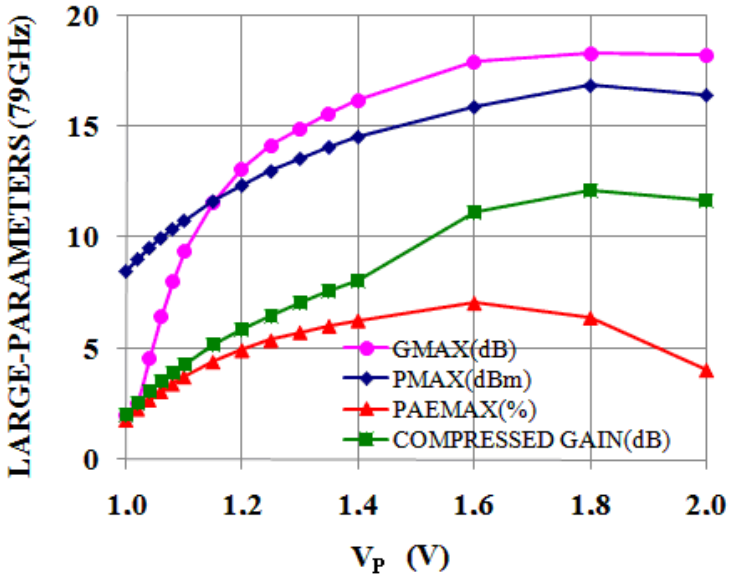


Figure III-62 : Mesure en grand signal du PA différentiel avec balun intégré en fonction de la tension de polarisation *VP* à 79GHz.

Le **Tableau III-13** compare les différents résultats obtenus pour les amplificateurs de puissance réalisés avec les technologies SiGe. Le PA différentiel réalisé [DEM10] à la meilleure *FOM* des PA silicium présentés dans la littérature. La puce montre qu'il est possible d'obtenir des puissances de sortie élevées en technologie silicium et donc que la réalisation de circuit pour les applications SRR automobile est possible.

Tableau III-13: Comparaison des PAs entre 77GHz et 79GHz									
Freq.	Mode	*Psat* [dBm]	*Gain* [dB]	*P1dB* [dBm]	PAE max [%]	*Vcc* (V)	*Pdc* (mW)	*FOM* (W.GHz²)	Ref.
79GHz	Single	15	21,5	11	8,2	1,8	310	2286	Ce travail
79GHz	Différentiel (baluns de-embedded)	18	21,5	13,5	8,2	1,8	610	4561	Ce travail
77GHz	Single	17,5	17	14,5	12.8	1,8	297	2139	[KOM06]
77GHz	Single	14,4	19	12	15,7	2,5 / 1,8	161	2036	[NIC08]
77GHz	Single	16	19	14,6	12,5	2	200	2343	[YIS10]
77GHz	Différentiel	12,5	6,1	11,6	4,5	2,5	325	9,5	[PFE04]
77GHz	Différentiel	12,5	6,1	11,6	4,5	2,5	325	9,5	[PFE04]
77GHz	Différentiel	18,5	-	-	5,4	-5,5	-	-	[LI04]

V.3 Perspectives: PA avec éléments discrets

Nous avons réalisés des PAs utilisant principalement des lignes de transmissions. Ces circuits ont montrés la faisabilité d'amplificateurs de puissance moyenne dans les fréquences millimétriques avec une technologie SiGe 0,13µm. Les performances obtenues en mesure pour ces PAs sont satisfaisantes en terme de puissance maximum. Par contre, le rendement reste assez faible, mais du même ordre de grandeur que l'état de l'art à ces fréquences. L'un des principaux avantages des circuits intégrés est la miniaturisation. Pour essayer d'améliorer le rendement, un autre circuit totalement différentiel a été réalisé (**Figure III-63**). Il n'utilise que des éléments discrets.

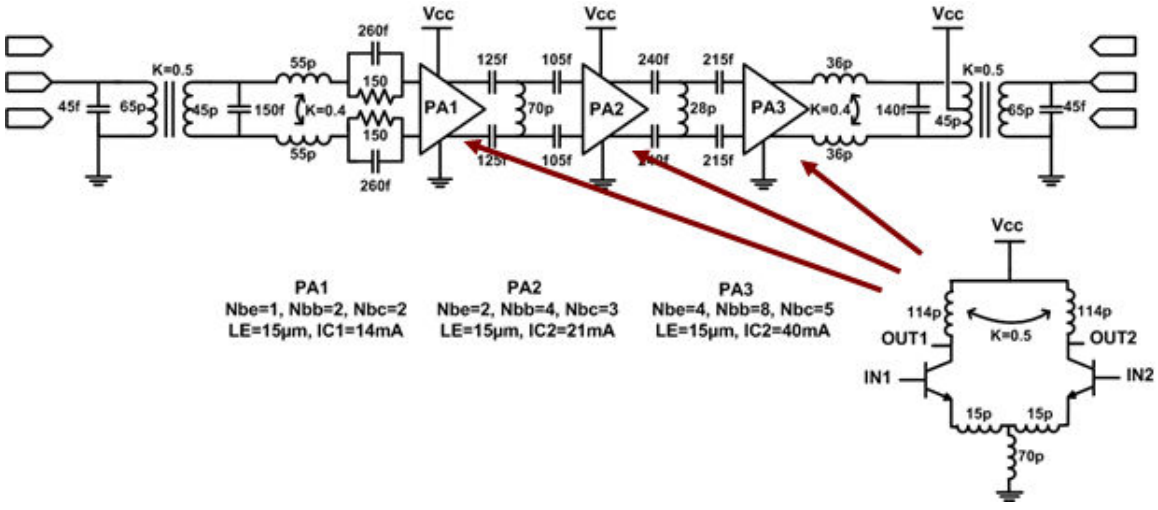


Figure III-63: Schéma de l'amplificateur de puissance différentiel à 3 étages avec des éléments discrets.

Cet amplificateur, de classe AB, est optimisé en puissance et en rendement. Le choix de la classe AB permet de fortement réduire la consommation de chaque étage. La structure différentielle est toujours privilégiée. Dans cette approche, la boucle de courant formée par les deux émetteurs de la paire différentielle est locale. Un nœud local de masse est créé et seul l'impédance entre l'émetteur et ce nœud impacte les performances du transistor.

Pour obtenir des signaux différentiels à l'entrée et en sortie du PA, le balun étudié dans le chapitre précédent a été réadapté pour présenter les impédances optimales en entrée et en sortie du PA.

L'utilisation d'éléments discrets a considérablement réduit la taille du circuit (**Figure III-64**) de 0,7mm² à 0,35mm².

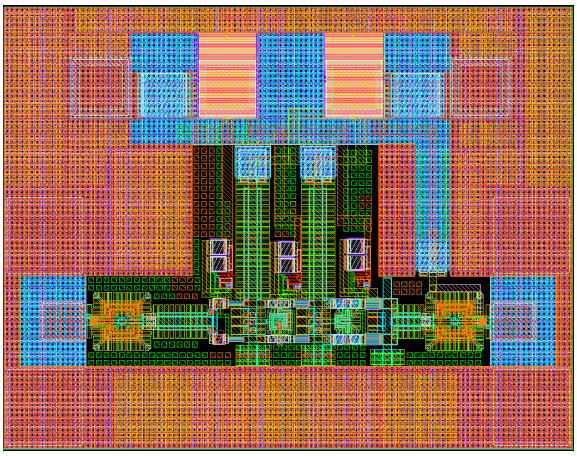


Figure III-64: Layout de l'amplificateur de puissance différentiel à 3 étages avec des éléments discrets (670*520 µm²).

Afin d'améliorer les performances, une étude sur les circuits passifs a été réalisée, en particulier sur le plot RF. Bien que sa capacité soit faible (environ 13fF), son facteur de qualité autour de 80GHz est de l'ordre de 10. Cette valeur relativement faible est liée à la structure du plot. En effet le plot n'est pas écranté par une couche conductrice. Le courant circulant dans la capacité parasite retourne à la masse par le substrat, c'est-à-dire une résistance. Pour améliorer ce facteur de qualité deux autres structures, avec couche conductrice, ont été testées. Dans ces structures la capacité reste inchangée mais le substrat est remplacé soit par une couche de silicium très conductrice (active) soit par des métallisations.

La **Figure III-65** montre les mesures des trois structures.

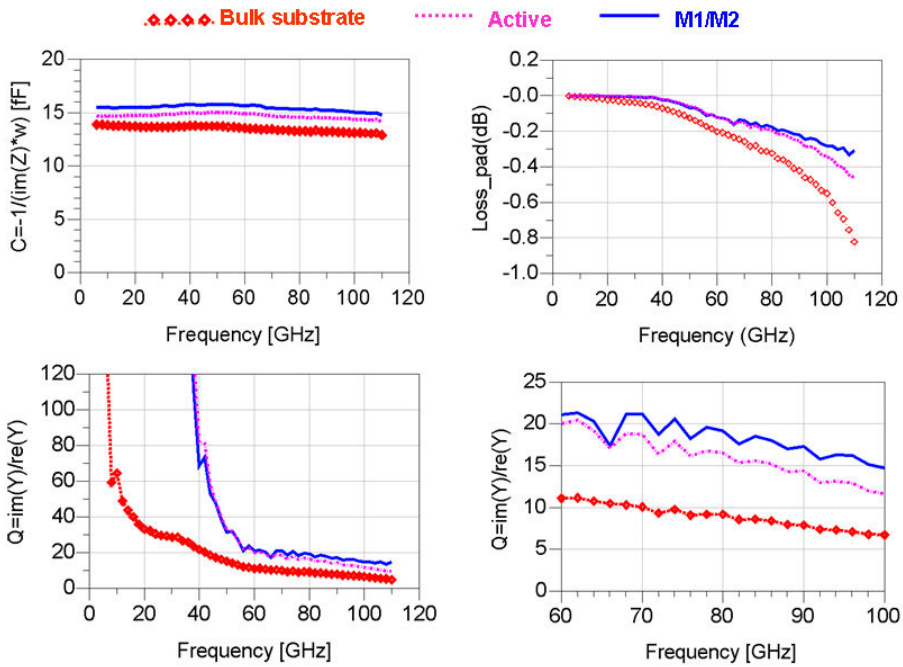


Figure III-65: Mesure de 3 plots RF : substrat, couche active dopée, métal (M1/M2).

Les valeurs des capacités de plot des trois structures restent identiques (écart de 2fF). Le facteur de qualité, lui, a quasiment doublé lorsque l'on passe de la structure classique aux structures améliorées. Corolairement les pertes sont réduites de 0,2dB.

La principale difficulté dans la conception d'un amplificateur utilisant des éléments discrets est le calcul et la simulation de ces éléments. Les grandeurs géométriques des éléments fixent les valeurs électriques du composant. Pour couvrir l'ensemble des valeurs nécessaires à notre conception il faut disposer de modèles paramétrés ou faire de nombreuses simulations électromagnétiques. Dans ces conditions, la conception du circuit sera longue. Pour cela, nous avons testé un outil rapide. Cet outil modélise les éléments passifs: inductances, capacités MIM, transformateurs… Il prend aussi en compte les mutuelles entre chaque composant. A partir des dimensions de la structure dans un choix de configurations possibles l'outil donne un modèle électrique (ainsi que le dessin de la structure) utilisable par un simulateur (ADS, spectre ou eldo). L'exécution est quasiment instantanée.

La **Figure III-66** compare la simulation et la mesure d'une inductance de faible valeur. Pour des questions de précisions de mesure deux structures ont été dessinées. La première permet de faire un de-embedding open simple et la seconde un de-embedding type TRL. Les deux structures donnent le même résultat. Ces résultats sont concordant avec le modèle donné jusqu'à 110GHz.

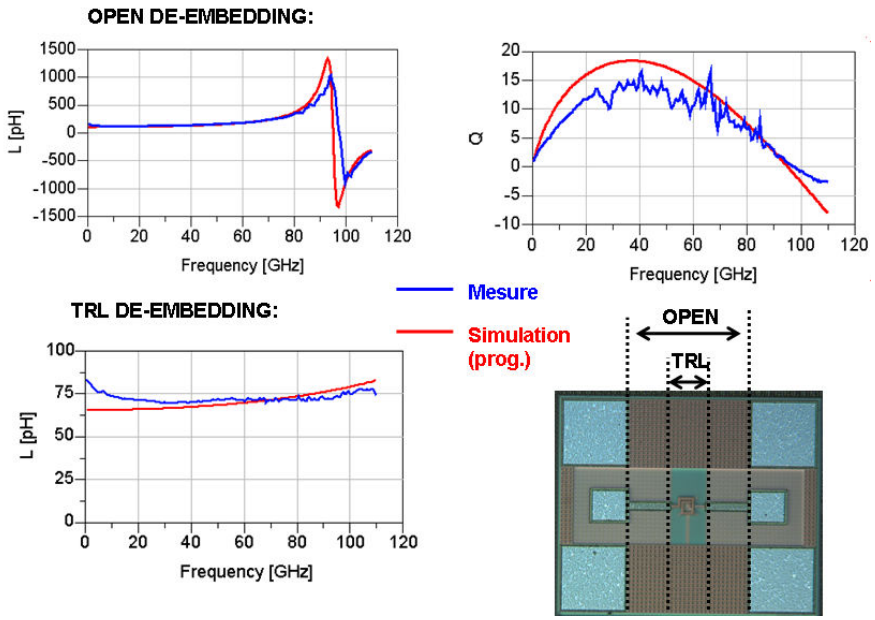


Figure III-66: Mesure et simulation d'une inductance rectangulaire de faible valeur : valeur inductive et facteur de qualité.

L'amplificateur de puissance utilisant les éléments discrets a ainsi été modélisé par ce programme et les résultats de simulation des paramètres S sont présentés dans la **Figure III-67**. Le circuit est alimenté sous une tension de 1,8V. La consommation du PA est faible avec une puissance DC de 135mW (contre 612mW précédemment). Les performances en petit signal montrent un gain maximum de 10dB. La bande passante en entrée (S_{11}<-10dB) est comprise entre 76GHz et 90GHz. Le coefficient de réflexion en sortie S_{22} est de l'ordre de -10dB à 79GHz. L'isolation de la sortie vers l'entrée est de -40dB à 79GHz.

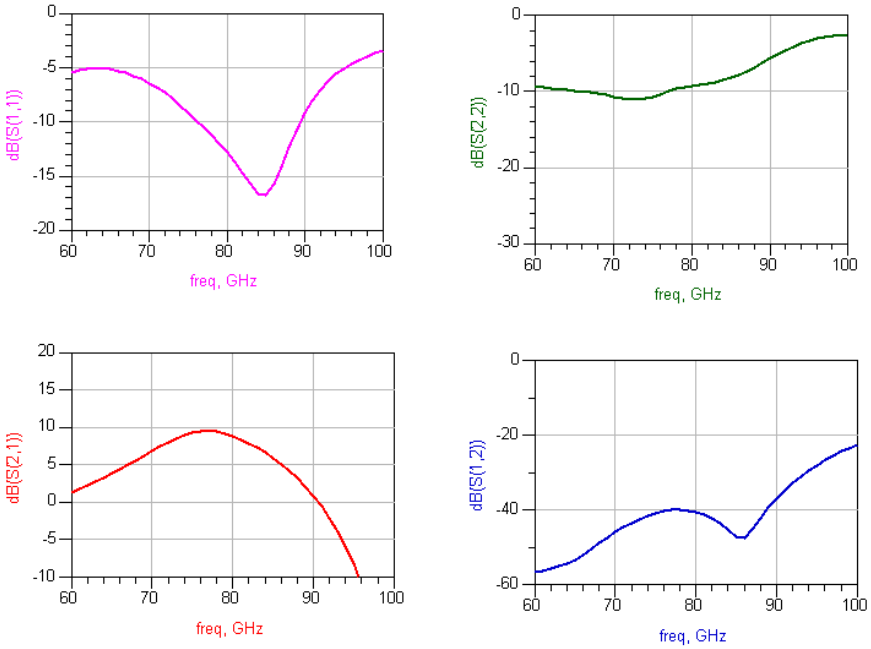


Figure III-67: Simulation des paramètres S du PA utilisant les éléments discrets.

Les simulations des paramètres en grand signal à 79GHz du PA utilisant les éléments discrets sont montrés sur la **Figure III-68**. Les résultats obtenus actuellement en simulation sont une puissance maximum de 20dBm, un point de compression de 16,5dBm et un rendement maximum de 16%.

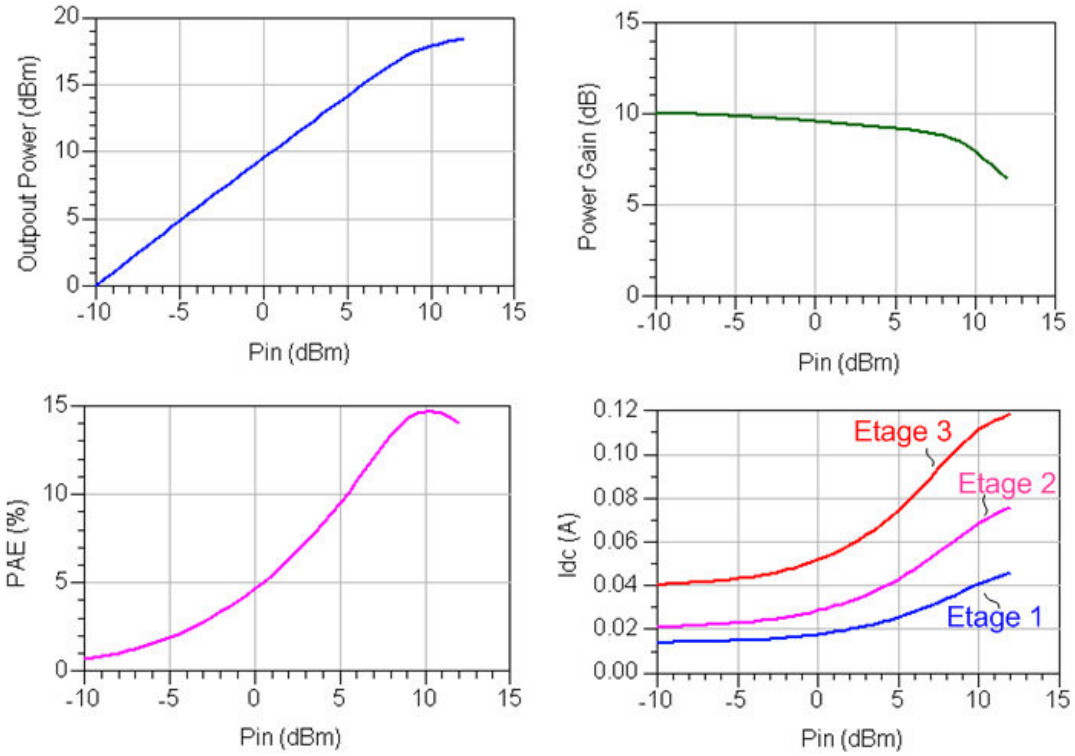


Figure III-68: Simulation des paramètres aux larges signaux du PA utilisant les éléments discrets.

Le **Tableau III-14** compare ces résultats de simulation avec le PA différentiel mesuré du chapitre précédent utilisant les éléments distribués. On observe une nette amélioration de la puissance, du rendement et une réduction de la taille totale du circuit. Le gain est par contre plus bas car la structure utilise seulement 3 étages.

Tableau III-14 : Comparaison des performances du PA utilisant les éléments distribués et discrets

Résultats	4 étages avec des éléments distribués (Mesure)	3 étages avec des éléments discrets (Simulation)
PAEmax (%)	6.4	14.5 (+)
OCP1 (dBm)	12.5	16.5 (+)
P_{SAT} (dBm)	17.0	19.0 (+)
G_P (dB)	18.1	10.0 (-)
Taille (mm²)	0.7	0.35 (+)

La réalisation d'un tel circuit permet ainsi de réduire la taille de l'amplificateur et de la structure totale d'une architecture à formation de faisceau. La caractérisation de plusieurs circuits passifs (transformateur, lignes différentielles,..) est nécessaire aux fréquences millimétriques pour valider l'outil. Nous avons pour l'instant quelques éléments qui montrent une bonne précision de ce programme. L'utilisation d'un tel outil permettrait finalement de concevoir un circuit très rapidement avec des modèles adaptés pour chaque technologie.

VI. CONCLUSION

Ce chapitre a exposé le travail fait autour de la conception d'amplificateur de puissance en bande millimétrique. L'analyse du premier circuit réalisé a permis de bien de comprendre les défauts observés en mesure sur ce circuit. En particulier elle a montré qu'une bonne modélisation des éléments passifs est déterminante. Les rétros-simulations, basée sur cette analyse, ont permit de retrouver les résultats de mesure.

L'objectif final étant la conception d'un amplificateur de puissance pour les applications radars automobiles en fréquences millimétriques, deux autres circuits ont été réalisés sur cette même technologie (BiCMOS9MW). Les mesures effectuées en régimes linéaire (paramètres S) et non-linéaire (Pout, CP1 et PAE) sont conformes à la fois aux simulations et aux objectifs visés dans le cahier des charges. Les performances obtenues pour ces amplificateurs de puissance les situent à l'état de l'art des PAs à 79GHz.

Nous avons montré que, en prenant en compte l'ensemble des éléments parasites et en ajoutant un nouveau transformateur ad hoc, la conception d'un amplificateur de puissance totalement intégré, optimisé en puissance, est possible sur silicium (BiCMOS9MW). Cependant, les performances peuvent être améliorées par l'utilisation des éléments discrets avec une configuration totalement différentielle.

La suite de ce travail est l'intégration de l'amplificateur de puissance et de son antenne pour se rapprocher de l'application finale.

REFERENCES CHAPITRE III

[CRI99] Steve C. Cripps *"RF Power Amplifier for Wireless Communication"*, Artech House, Boston, 1999.

[RIC01] Matthias Rickelt, Hans-Martin Rein, and Eduard Rose, "*Influence of Impact-Ionization-Induced Instabilities on the Maximum Usable Output Voltage of Si-Bipolar Transistors,"* IEEE Transactions on Electron Devices, vol. 48, no. 4, April 2001.

[RIC02] Matthias Rickelt and Hans-Martin Rein, *"A Novel Transistor Model for Simulating Avalanche-Breakdown Effects in Si Bipolar Circuits,"* IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 37, no. 9, September 2002.

[ROL62] J.M. Rollet, *"Stability and power-gain invariants of linear two-ports"*, IRE Transactions Circuit Theory, vol. CT-9, pp. 29-32, March 1962.

[PLA93] A. Platzker, W. Struble and K. Hetzler, *"Instabilities diagnosis and the role of K in microwave circuits"*, IEEE MTT-S Digest, pp. 1185-1188, 1993.

[DEM09] N. Demirel, E. Kerhervé, R. Plana, D. Pache, "*Design Techniques and Considerations for mmWave SiGe Power Amplifiers*" IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2009), Para-Belem (Brazil), Page(s): 37 – 41.

[INU08] Chiaki Inui, Yasuo Manzawa, and Minoru Fujishima, *"On-Chip S-Shaped Rat-Race Balun for Millimeter-Wave Band Using Wafer-Level Chip-Size Package Process,"* Microwave Integrated Circuit Conference, EuMIC, October 2008, Amsterdam, The Netherlands, pp.32–35.

[PAC09] Denis Pache et Nejdat Demirel*, " Procédé d'amélioration de la symétrie des signaux de sortie d'un transformateur intégré de type balun, et circuit intégré associé,"* Brevet B09-3879FR – EHE/EVH, 2009, France.

[DEM10] N. Demirel, E. Kerhervé, R. Plana, D. Pache, "*79GHz BiCMOS Single-Ended and Differential Power* Amplifiers", 40th IEEE European Microwave Conference (EUMC 2010), Paris (France), Page(s): 1690 – 1693.

[KOM06] A. Komijani and A. Hajimiri, *"A Wideband 77-GHz, 17.5-dBm Fully Integrated Power Amplifier in Silicon,"* IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.41, no.8, August 2006.

[NIC08] S. T. Nicolson, K. H. K. Yau, S. Pruvost, V. Danelon, P. Chevalier, P. Garcia, A. Chantre, B. Sautreuil, and S. P. Voinigescu *"A Low-Voltage SiGe BiCMOS 77-GHz Automotive Radar Chipset,"* IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 5, May 2008.

[YIS10] R.B. Yishay, R. Carmon, O. Katz and D. Elad, *"A High Gain Wideband 77GHz SiGe Power Amplifier,"* in IEEE RFIC Symp. Dig. Papers, May 2010, pp. 529–532.

[PFE04] U. R. Pfeiffer, S. K. Reynolds, and B. A. Floyd, *"A 77 GHz SiGe power amplifier for potential applications in automotive radar systems,"* in IEEE RFIC Symp. Dig. Papers, Jun. 2004, pp. 91–94.

[LI04] H. Li, H. M. Rein, T. Suttorp, and J. Böck, "*Fully integrated SiGe VCOs with powerful output buffer for 77-GHz automotive radar systems and applications around 100 GHz,"* IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 39, no. 10, pp. 1650–1658, Oct. 2004.

[JAR01] E. Jarvinen, S. Kalajo, and M. Matilainen, "*Bias circuits for GaAs HBT Power Amplifiers,"* Microwave Symposium Digest, 2001 IEEE MTT-S International, vol. 1, pp. 507–510.

CHAPITRE IV

IV Co-design PA/Antenne à 80GHz

I. INTRODUCTION 157
II. ANTENNE 157
II.1 Généralités 158
II.2 Antenne sur silicium 159
II.2.a Antenne dipôle 159
II.2.b Antenne dipôle avec impédance optimale 160
II.2.c Antenne patch 161
II.3 Antenne en technologie « above-IC-BCB » 162
II.4 Bilan des performances sur les antennes 163
III. CO-INTÉGRATION PA/ANTENNE 163
III.1 PA single-ended 50Ω et antenne patch 50Ω 164
III.2 PA différentiel 50Ω et antenne dipôle 50Ω 165
III.2.a Impédance différentielle de 50Ω 165
III.2.b Impédance différentielle de 20Ω 166
III.2.c Résultats de la co-simulation 167
III.2.d Conclusion 167
IV. BEAM-FORMING 168
IV.1 Généralités 168
IV.2 Réalisation 170
V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES 173

I. INTRODUCTION

Traditionnellement, le système radar est physiquement imposant et très coûteux à mettre en œuvre [CAM98], ce qui limite son utilisation aux applications militaires et à l'aviation [FON02]. Grâce au développement des technologies, le système radar millimétrique à large bande peut maintenant être intégré [ZHA05]-[HSU08]. Dans cette gamme de fréquence les antennes sont de petites tailles et leur intégration sur silicium est envisagée. Cependant les principaux inconvénients des antennes intégrées sur silicium sont une faible efficacité de rayonnement et une faible directivité (ou un faible gain) [LIN07]. Pour améliorer les performances des antennes sur silicium, des technologies « above-IC » sont proposées [SEO08]. Pour augmenter la directivité des solutions basées sur un réseau d'antennes élémentaires et de PA sont proposés : beam-forming en anglais, ou l'association d'une antenne avec un système focalisant (en général une lentille) [GAL01]- [JEH03]. Alors que les systèmes radars omnidirectionnels ont une grande utilité, les techniques à formation de faisceau [HAJ05]- [BAB06] peuvent être utilisées pour ajouter la sélectivité et la détection au radar en l'absence de mouvement mécanique.

Ce chapitre décrit le travail de co-intégration PA/antenne dédiés aux radars automobiles. Ce travail est réalisé en collaboration avec le LABSTICC. Une première partie de ce rapport présente les mesures des antennes réalisées sur silicium. Une deuxième partie donne les résultats d'une co-intégration PA/Antenne basé soit sur un PA "single" et une antenne PATCH soit un PA différentiel et une antenne dipôle. Enfin dans la dernière partie, une solution de beam-forming est présentée incluant 2 PAs et 2 antennes.

II. ANTENNE

Les antennes décrites dans cette partie sont issues du projet VeLo. Les antennes sur silicium ont fait l'objet d'une thèse [PIN10] menée au laboratoire LABSTICC.

Différentes approches sont étudiées et comparées. Nous allons voir que les propriétés électriques des antennes intégrées sur silicium sont limitées par le substrat de silicium, les métallisations disponibles et les problèmes de couplage. D'autres solutions ont été proposées pour améliorer ces performances telles que l'utilisation d'un diélectrique comme le BCB et la combinaison des structures sur puce. Les performances des antennes sur silicium et sur BCB seront brièvement décrites ici.

II.1 Généralités

Le fonctionnement du radar est illustré dans la **Figure IV-1**. Si un émetteur rayonne une puissance *Pt* dans toutes les directions à travers une antenne de gain *Gt*, la *PIRE* (défini dans le premier chapitre) est égale à :

$$PIRE = Pt \cdot Gt \quad [W] \tag{IV-1}$$

A une distance *d* de l'antenne, la densité de puissance incidente *St* sur la cible est :

$$St = \frac{PIRE}{4\pi \cdot d^2} \quad [W/m^2] \tag{IV-2}$$

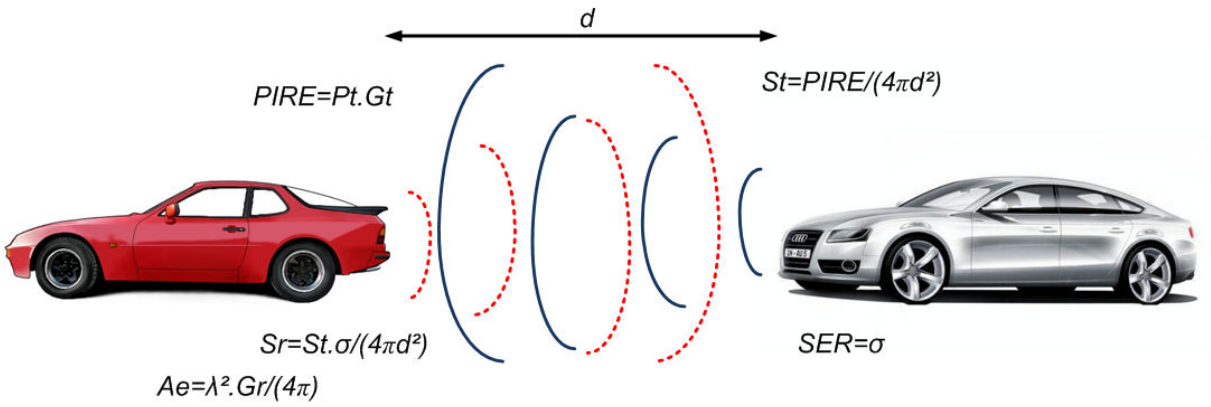


Figure IV-1 : Fonctionnement du système radar.

La puissance incidente sera réfléchie dans des directions différentes. La surface équivalente radar (SER) σ est définie par le rapport de la puissance réfléchie vers l'antenne de réception sur la puissance totale incidente. Par conséquent, la densité de puissance réfléchie à l'antenne de réception *Sr* est égal à :

$$Sr = \frac{St \cdot \sigma}{4\pi \cdot d^2} \quad [W/m^2] \tag{IV-3}$$

La puissance finale reçue est déterminée par la surface effective de l'antenne de réception, *Ae* (= $\lambda^2 Gr/4\pi$). Ainsi, la puissance reçue P_r est donnée par :

$$P_r = \frac{Pt \cdot Gt}{4\pi \cdot d^2} \sigma \frac{1}{4\pi \cdot d^2} Ae \quad [W] \tag{IV-4}$$

Le rendement global d'une chaîne est déterminé par son bilan de transmission. Ce bilan correspond à la somme des pertes et des gains. Le rendement énergétique, η_E, d'une antenne est une des pertes à prendre en compte de ce bilan. Ce rendement est le rapport entre la puissance effective émise P_E et la puissance fournie à l'antenne P_F. Il est exprimé en pourcentage.

$$\eta_E = \frac{P_E}{P_F} \qquad \textbf{(IV-5)}$$

Le rendement de l'antenne est un paramètre qui dépend du gain, de l'adaptation d'impédance et des pertes ohmiques de la structure. Celles-ci dépendent de la nature des matériaux employés pour sa réalisation

II.2 Antenne sur silicium

II.2.a Antenne dipôle

La **Figure IV-2** montre la réalisation d'une antenne dipôle sur silicium. La fréquence de résonance de fonctionnement d'une antenne dipôle est liée à sa longueur. Pour un signal de longueur d'onde guidée λg la longueur du dipôle est de ~$\lambda g/2$. L'impédance de l'antenne est réglée par la largeur de la ligne. L'antenne a été conçue pour travailler à une fréquence de 79GHz et son impédance est de 50Ω. L'antenne dipôle est réalisée sur le niveau de métal le plus éloignés du substrat. Tout autour de l'antenne, nous avons des zones de métallisation comprenant tous les niveaux (dummies).

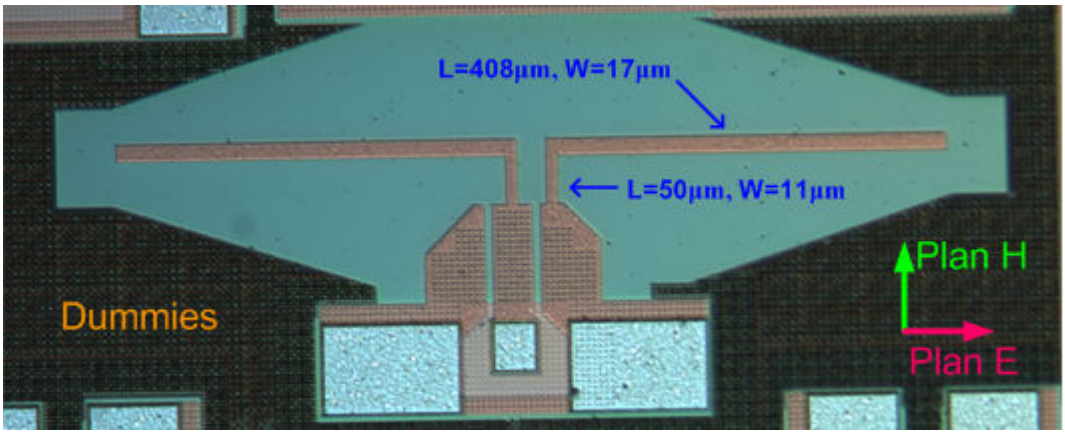


Figure IV-2 : Antenne dipôle avec accès différentiel (965*400 µm²).

Les résultats de mesure de l'antenne dipôle sont reportés sur la **Figure IV-3**. Pour tester l'impact de l'environnement cette antenne a été placée à deux endroits du réticule. On observe une différence entre les deux mesures (**Figure IV-3** : Mesure_1 et Mesure_2) ce qui montre l'impact de l'environnement sur les performances de l'antenne. Néanmoins dans la gamme de fréquence du radar (77-81GHz), le coefficient de réflexion *S11* est inférieur à -24dB pour les deux mesures. L'impédance de l'antenne à 79GHz est donc de 50Ω. On peut aussi constater que mesures et simulations sont relativement corrélées.

Les valeurs des gains obtenus par mesure présentent une différence par rapport aux valeurs obtenues en simulation. Cela s'explique par la difficulté d'isoler l'antenne des éléments de mesures qui perturbent le rayonnement.

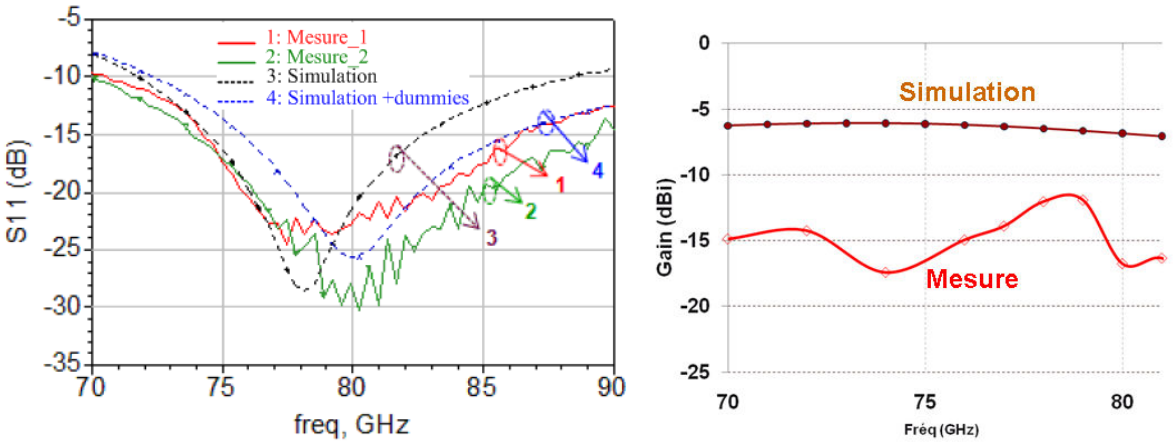


Figure IV-3 : Résultats de mesure de l'antenne dipôle sur silicium.

II.2.b Antenne dipôle avec impédance optimale

La **Figure IV-4** montre une antenne dipôle sur silicium. Son impédance est égale à l'impédance optimale de charge de l'amplificateur de puissance. Cette impédance de charge est très différente de 50Ω. Un réseau d'adaptation entre l'antenne et le PA est nécessaire. Ce réseau est à perte. Utiliser l'antenne à la fois comme élément rayonnant et comme charge de l'amplificateur permet d'augmenter l'efficacité énergétique.

L'antenne dipôle différentielle est implémentée sur le dernier niveau métallique. Une barrière électrostatique est ajoutée pour contrôler l'impédance d'antenne (effet capacitif). Cette barrière métallique est réalisée en court-circuitant tous les niveaux métalliques disponibles. L'impédance de l'antenne est de 20 Ω.

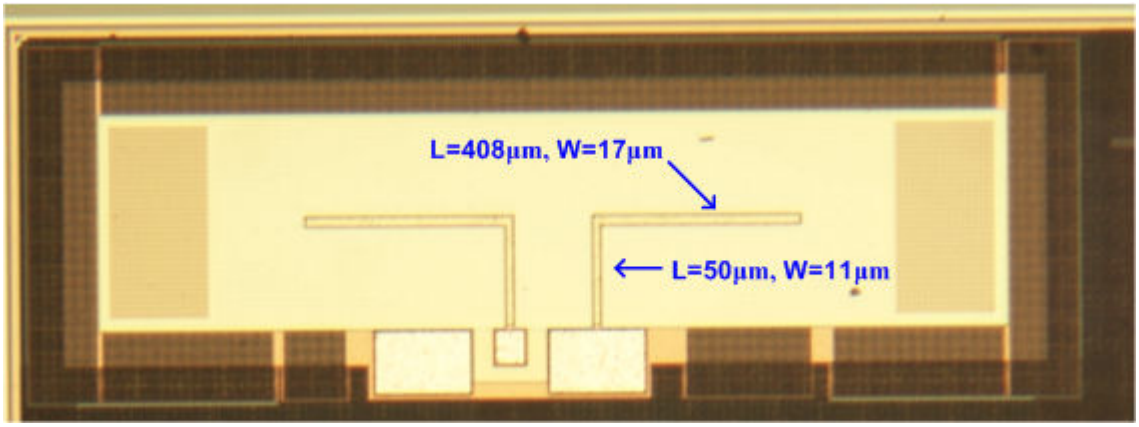


Figure IV-4 : Antenne dipôle avec accès différentiel entouré d'une barrière métallique (1520*516 µm²).

Les paramètres S_{11} et Z_{11} de l'antenne dipôle sont reportés dans la **Figure IV-5.** Autour de la fréquence de 79GHz, le coefficient de réflexion S_{11} est de -10dB. L'impédance d'antenne est de 26,5+j4,7 Ω. La partie réelle de l'impédance est plus grande que prévu (20Ω en simulation contre 26,5Ω en mesure).

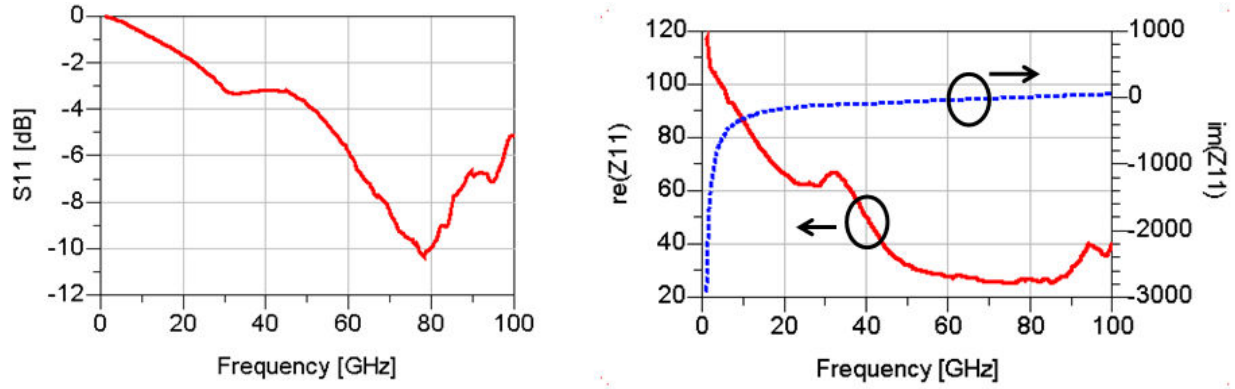


Figure IV-5 : Résultats de mesure de l'antenne dipôle.

II.2.c Antenne patch

La **Figure IV-6** montre une antenne patch réalisée sur silicium. L'efficacité de cette structure est plus élevée que les antennes précédentes. L'antenne patch est réalisée sur les couches M6/ALUCAP.

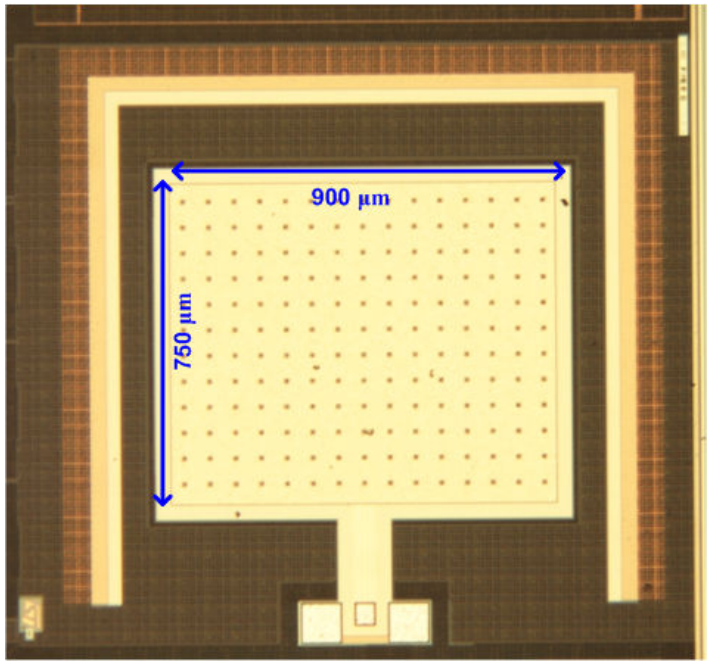


Figure IV-6 : Antenne patch, excitation par couplage électromagnétique inductif (1305*1405 µm²).

Les paramètres S_{11} et Z_{11} de l'antenne Patch sont reportés dans la **Figure IV-7.** La bande passante, -10dB, est de 35GHz à 85GHz. A la fréquence de 79GHz le coefficient de réflexion S_{11} est de -13dB. L'impédance d'antenne à 79GHz est de 36+j13 Ω.

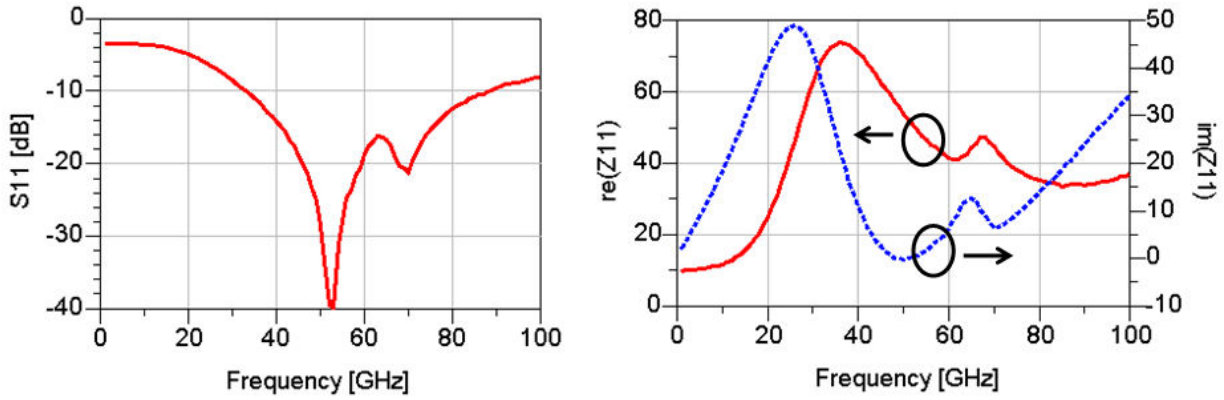


Figure IV-7 : Résultats de mesure de l'antenne patch.

II.3 Antenne en technologie « above-IC-BCB »

La réalisation d'antennes dans une technologie « above-IC» permet d'augmenter les performances des circuits passifs [TON05]. Pour cela, cette technologie utilise une couche diélectrique placée au dessus du circuit intégré silicium. Cette couche utilise un polymère le BCB (Benzo Cyclo Butene). La permittivité du BCB est de ε_r~2. Ce procédé est proposé par le laboratoire de Toulouse (LAAS). L'épaisseur de BCB est modulable et est comprise entre 10µm et 30µm. Le LABSTICC a ainsi réalisé des antennes (dipôle et patch) avec ce procédé [PIN09]. La **Figure IV-8** montre une coupe de cette technologie « above-IC ». La connexion entre la dernière couche de métal de la technologie silicium (AP) et le métal "above-IC" est faite grâce à un via de faible résistance et de grande dimension (40µm).

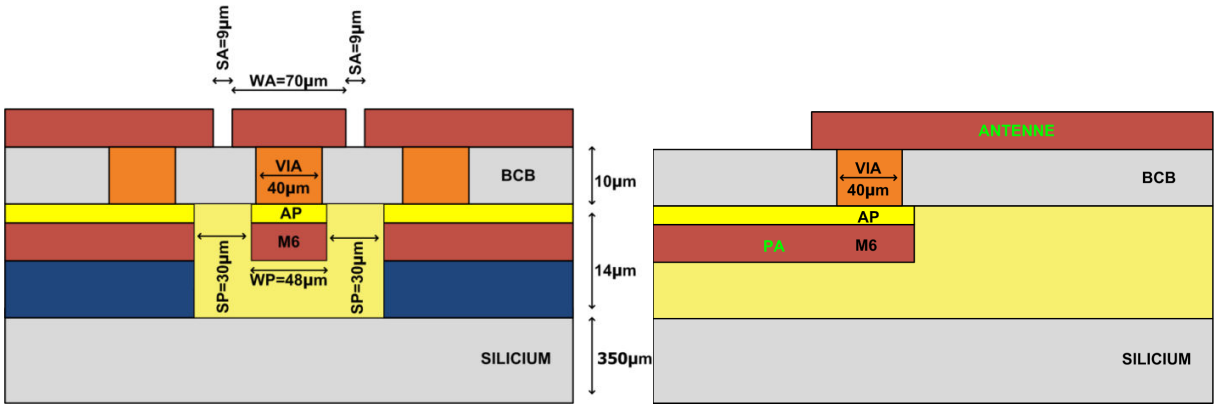


Figure IV-8 : Technologie « above-IC-BCB ».

Les résultats de mesure de l'antenne sur BCB sont reportés sur la **Figure IV-9**. Une bonne concordance est obtenue malgré le fait qu'un décalage entre les valeurs de gain déduites par simulation et par mesure est observé.

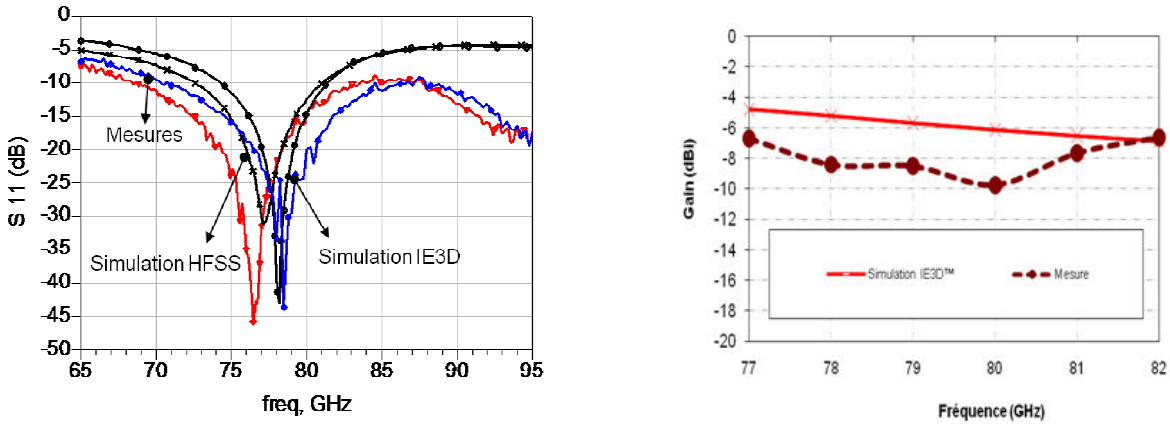


Figure IV-9 : Résultats de mesure de l'antenne dipôle sur BCB.

II.4 Bilan des performances sur les antennes

Les performances obtenues pour les antennes réalisées sur silicium et sur BCB sont résumés dans le **Tableau IV-1**.

Tableau IV-1: Performances des antennes réalisées par le LABSTICC				
Antenne	Si (LR)		BCB	
	dipôle	patch	dipôle	patch
η_E	8%	-	11%	37%
Gain	-10dBi	-12dBi	-5dBi	2,6dBi
Bande Passante (<-10dB)	35GHz	50GHz	18GHz	2GHz
Surface	0,4 mm²	1,8 mm²	0,6 mm²	3 mm²

III. CO-INTEGRATION PA/ANTENNE

Les puces de la co-intégration du PA 80GHz avec les antennes du LAB-STICC sur silicium ont été réalisées. Ces circuits sont réalisés dans la technologie BiCMOS9MW de STMicoelectonics. Les configurations suivantes ont été envisagées :

- PA single-ended 50Ω + antenne patch 50Ω,
- PA différentiel 50Ω + antenne dipôle 50Ω,
- PA différentiel 20Ω + antenne dipôle 20Ω.

III.1 PA single-ended 50Ω et antenne patch 50Ω

Dans les systèmes traditionnels :

- l'antenne et le PA sont conçus et réalisés séparément,
- l'antenne et le PA sont connectés ensemble par une interconnexion,
- l'impédance d'entrée de l'antenne et l'impédance de sortie du PA sont de 50Ω.

La **Figure IV-10** présente la photo d'un circuit réalisé avec cette approche. Le PA est un PA à voie unique, l'antenne est une antenne patch adaptée à 50Ω à 79GHz.

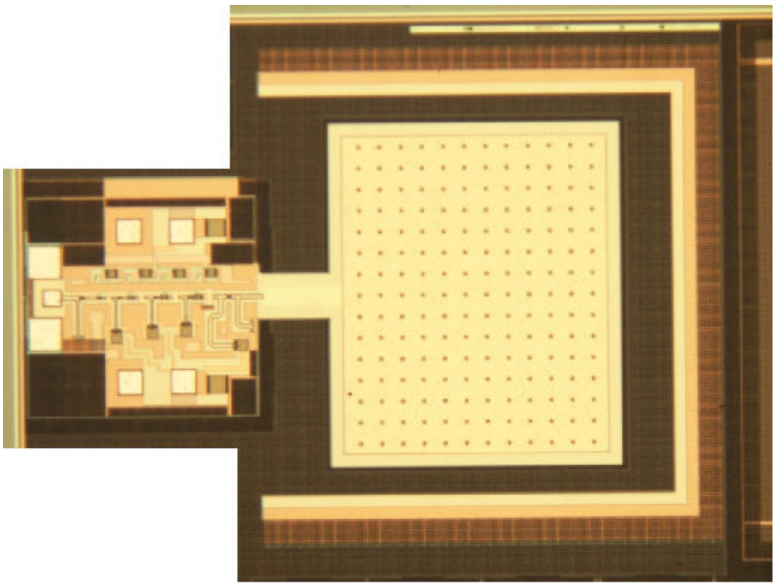


Figure IV-10 : Layout de la co-intégration sur 50Ω d'un PA single-ended (648*672 µm²) et une antenne Patch (1300*1405 µm²).

Les paramètres S de ce circuit sont présentés sur la **Figure IV-11.** A la fréquence de travail (79GHz), le coefficient de réflexion S_{11} en mesure est de -15dB. La bande passante à -10dB est de 76GHz à 94GHz. Les mesures et les simulations sont cohérentes.

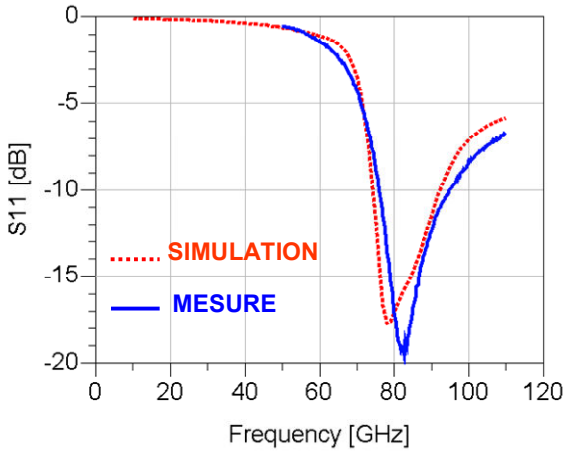


Figure IV-11 : Résultats de mesure de la co-intégration PA/Antenne.

III.2 PA différentiel 50Ω et antenne dipôle 50Ω

III.2.a Impédance différentielle de 50Ω

Dans les systèmes radars, l'utilisation d'antennes différentielles est préférée. Elles permettent de combiner naturellement la puissance des deux signaux différentiels. La **Figure IV-12** présente la photo d'un circuit, réalisé, comprenant un PA différentiel et une antenne dipôle adaptée à 50Ω autour de 79GHz.

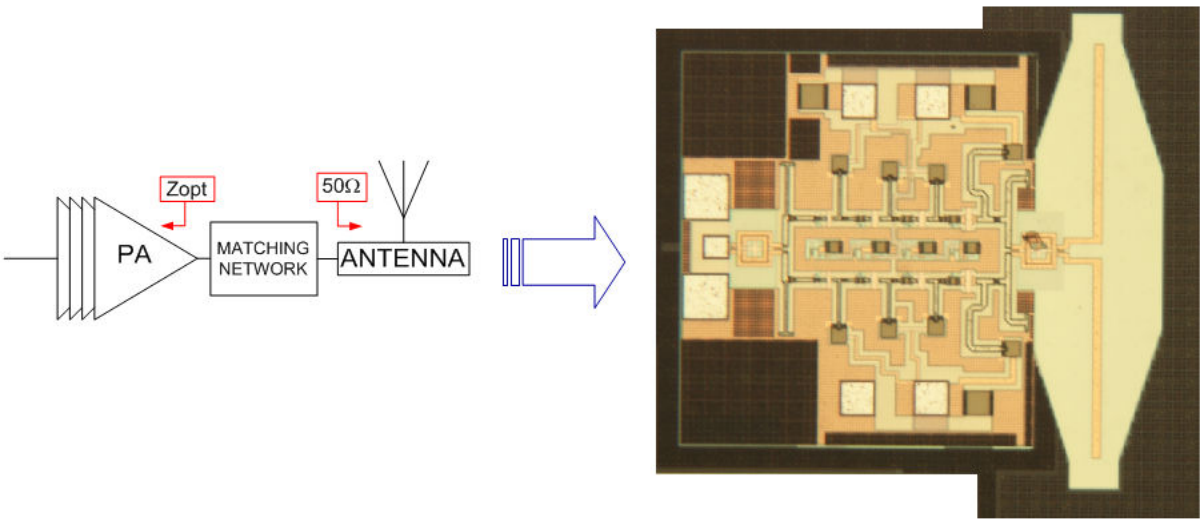


Figure IV-12 : Layout et schématique de la co-intégration sur 50Ω d'un PA différentiel (780*798 µm²) et d'une antenne dipôle (967*199 µm²).

Le paramètre S_{11} de circuit est reporté sur la **Figure IV-13.** A la fréquence de travail (79GHz), le coefficient de réflexion S_{11} en mesure est de -17.4dB. La bande passante à -10dB est de 75GHz à 97GHz.

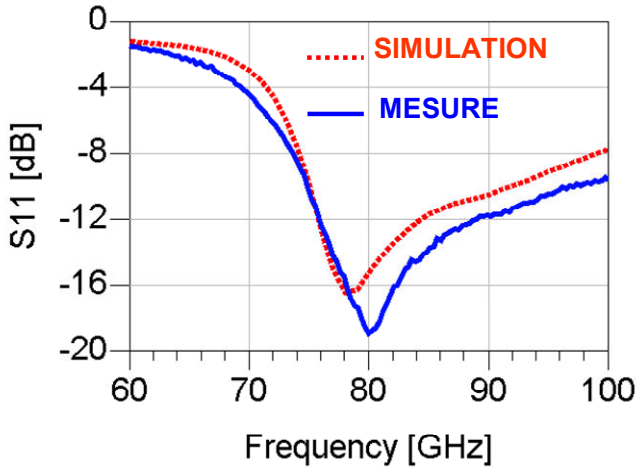


Figure IV-13 : Résultats de mesure de la co-intégration PA diff 50Ω/Antenne 50Ω.

III.2.b Impédance différentielle de 20Ω

La méthode précédente n'offre pas l'optimum pour une co-intégration. Le passage par une interface 50Ω nous oblige à utiliser des réseaux d'adaptation et ces réseaux sont à pertes. Pour obtenir un niveau de puissance donné à l'antenne, le PA doit compenser ces pertes. Pour optimiser le rendement une conception conjointe entre le PA et l'antenne est nécessaire. La **Figure IV-14** montre la photo du circuit réalisé avec cette approche.

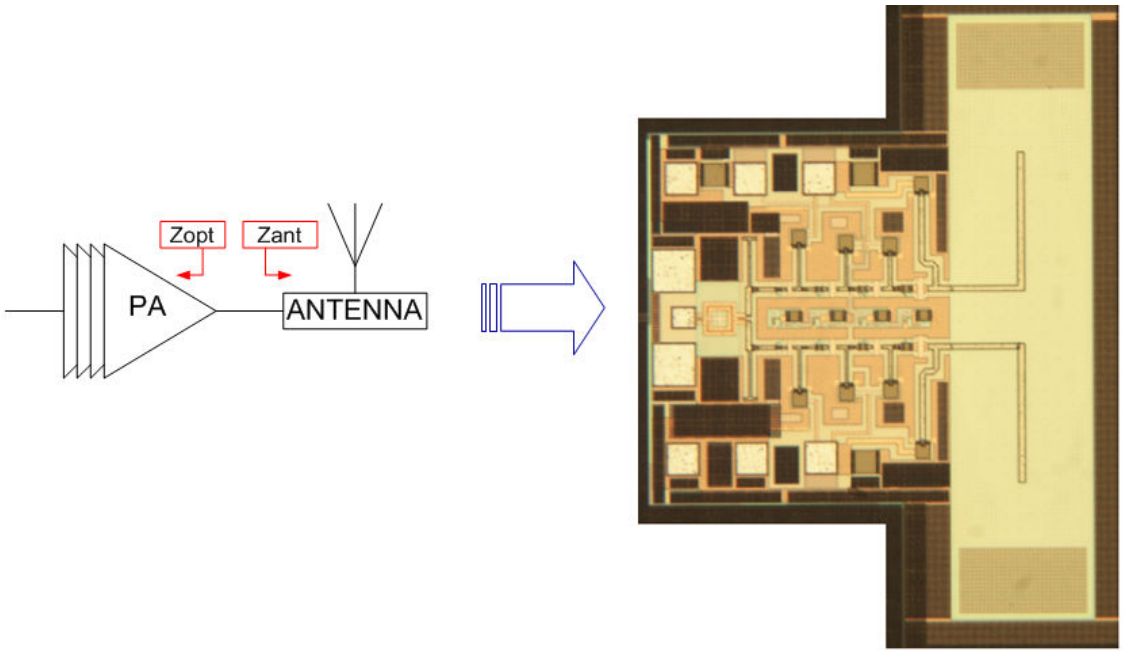


Figure IV-14 : Layout et schématique de la co-design sur 20Ω d'un PA différentiel (648*798 µm²) et d'une antenne dipôle (1519*414 µm²).

Le paramètre S_{11} du circuit sont reportés dans la **Figure IV-15.** A la fréquence de travail (79GHz), le coefficient de réflexion S_{11} est, en mesure, de -17,2dB. La bande passante à -10dB est de 75GHz à 98GHz.

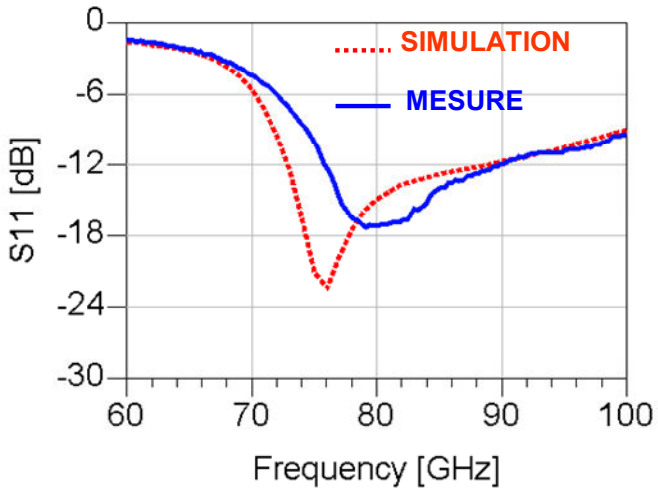
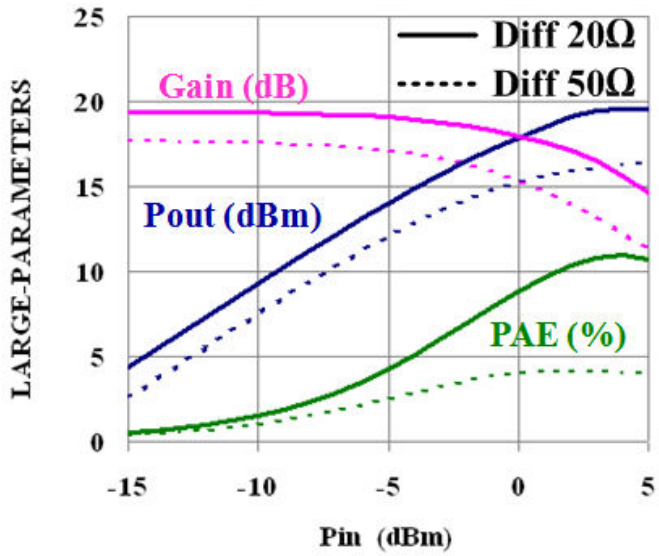


Figure IV-15 : Résultats de mesure du co-design PA diff 20Ω/Antenne 20Ω.

III.2.c Résultats de la co-simulation

Pour estimer le gain obtenu par l'approche antenne adaptée nous avons simulé les deux circuits. Nous utilisons les paramètres S mesurés des antennes comme charge des amplificateurs. Les résultats de ces simulations en grand signal pour ces deux dernières configurations sont présentés dans la **Figure IV-16.** Comme prévu, les résultats obtenus sont nettement supérieurs par la dernière approche à ceux obtenus lorsque l'on passe par une interface 50Ω. La puissance maximum passe de 16,5dBm à 19,5dBm et le rendement de 5% à 11%



RESULTATS	Diff 50Ω	Diff 20Ω
GP (dB)	17.5	19.5
OCP1 (dBm)	14	16.5
PSAT (dBm)	17	19.5
PAEmax (%)	5	11

Figure IV-16 : Comparaison des résultats en grand signal de la co-simulation PA différentiel / antenne dipôle à une impédance d'adaptation de 50Ω et 20Ω.

III.2.d Conclusion

Le co-design PA/antenne permet d'éliminer le réseau d'adaptation de sortie du PA et d'augmenter la puissance disponible à l'antenne et le rendement électrique de l'amplificateur. Cependant l'intégration de l'antenne dans un substrat silicium de faible résistivité réduit fortement le rendement électrique de cette dernière.

Les performances du co-design PA/Antenne en technologie silicium à 79GHz sont présentées dans le **Tableau IV-2**.

Les résultats obtenus à 79GHz sont inférieurs à ceux demandés dans la spécification du radar SRR (*PIRE* entre 25 et 30dBm). Mais une amélioration certaine est obtenue avec le dernier circuit réalisé.

Une seule antenne ne suffit pas pour le système radar, la multiplication des voies est donc nécessaire. La partie suivante décrit les architectures à formation de faisceau et présente un prototype avec deux réseaux.

Tableau IV-2: Performances de la co-intégration sur silicium à 79GHz			
Structure	*Pt*	*Gt*	*PIRE*
PA single 50Ω + Antenne patch 50Ω	15dBm	-12dBi	3dBm
PA diff. 50Ω + Antenne dipôle 50Ω	17dBm	-10dBi	7dBm
PA diff. 20Ω + Antenne dipôle 20Ω	19dBm	-10dBi	9dBm

IV. BEAM-FORMING

IV.1 Généralités

La technique du réseau d'antennes à formation de faisceau, en anglais "beam-forming", améliore la directivité, le gain du réseau et augmente l'efficacité de rayonnement. La **Figure IV-17** présente les diagrammes de rayonnement d'une antenne unique et d'un système beam-forming. Avec une antenne classique seule, la puissance est rayonnée dans toutes les directions et diminue proportionnellement au carré de la distance entre l'antenne et le point considéré. La plupart de la puissance est perdue dans ce cas. Un réseau d'antennes à formation de faisceau concentre, par l'addition cohérente des ondes électromagnétiques dans la direction souhaitée et par l'atténuation dans les autres directions, la puissance de rayonnée dans une direction. En d'autres termes, la puissance rayonnée est concentrée (déviation angulaire **Figure IV-17(b)**).

Par ailleurs, ce faisceau peut également être piloté électroniquement [NAT06]- [BAB07]. La technique de beam-forming sera intégrée dans notre système radar, ce qui permet d'accroître la portée de détection, d'améliorer la sensibilité et de réduire les interférences avec les autres utilisateurs.

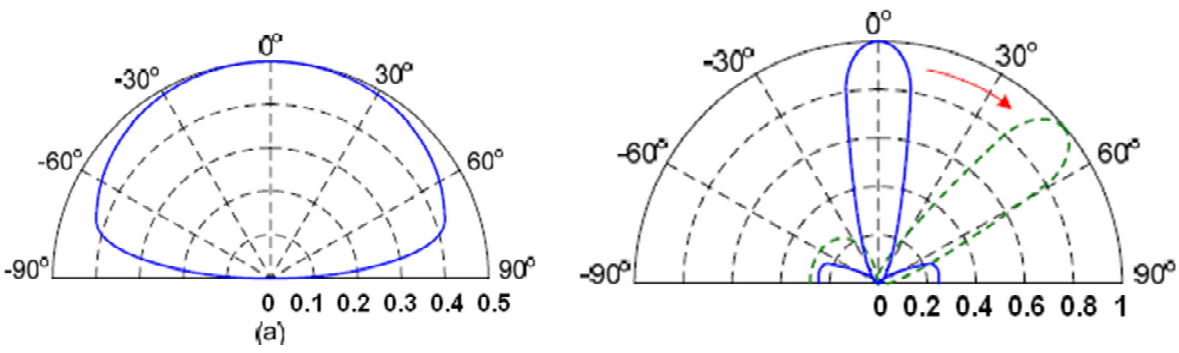


Figure IV-17 : Diagramme de rayonnement : a) antenne unique, b) réseau d'antennes avec une technique de beamforming.

Le principe de fonctionnement de l'architecture à formation de faisceau commandée électroniquement est illustré à la **Figure IV-18**. Avec n voies espacées d'une distance d, le signal est émis avec un certain angle θ contrôlé par le retard τ présent sur chaque voie.

$$\tau = (n-1)\frac{d\sin\theta}{c} \qquad \textbf{(IV-6)}$$

où c est la vitesse de la lumière.

Le retard dans chaque voie est indépendant de la fréquence de fonctionnement. Les signaux transmis par la première voie et la nième voie sont donnés par :

$$\begin{cases} S_0(t) = A(t)\cdot\cos\left[\omega_c(t)+\varphi(t)\right] \\ S_n(t) = S_0(t-\tau) = A(t-\tau)\cdot\cos\left[\omega_c(t-\tau)+\varphi(t-\tau)\right] \end{cases} \qquad \textbf{(IV-7)}$$

où A(t) et φ (t) sont l'amplitude et la phase du signal et ω_c est la fréquence porteuse.
Il convient également de noter que le diagramme de rayonnement complet du réseau est déterminé non seulement par le facteur n mais aussi par les antennes elles-mêmes.

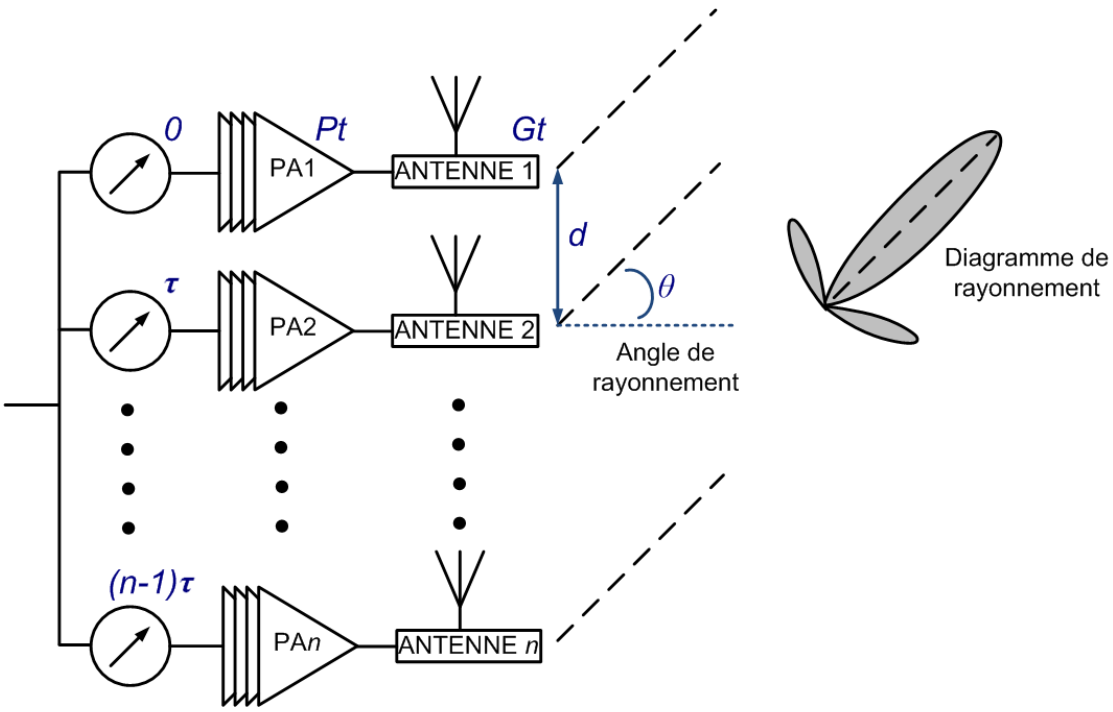


Figure IV-18: Architecture d'émission à formation de faisceau: beamforming à *n* voies.

Pour un émetteur qui génère Pt watts et une antenne de gain Gt, la puissance isotrope rayonnée équivalente (*PIRE*) transmise par le réseau est augmentée d'un facteur n^2 (+6dB pour chaque double de n, avec le même PA sur chaque voie). Elle est donnée par :

$$PIRE = n^2 \times Pt \times Gt \quad [W] \qquad \textbf{(IV-8)}$$

IV.2 Réalisation

Une solution de beam-forming est présentée dans la **Figure IV-19**. Elle comprend 2 circuits espacés de 2mm (soit environ la longueur d'onde guidée d'un signal de fréquence 80GHz sur un diélectrique de permittivité relative 4). Cette distance permet de limiter l'impact des interactions entre les antennes (donc de faciliter leur conception) et de limiter la puissance des lobes secondaires. Les circuits sont composés du PA différentiel et de l'antenne dipôle d'impédance caractéristique 20Ω (co-intégration optimale). Le déphasage de 90° entre les signaux d'entrée des deux circuits est fait par un coupleur branchline. Cet ensemble permet d'obtenir, en mesure, une déviation angulaire de 30° du diagramme de rayonnement.

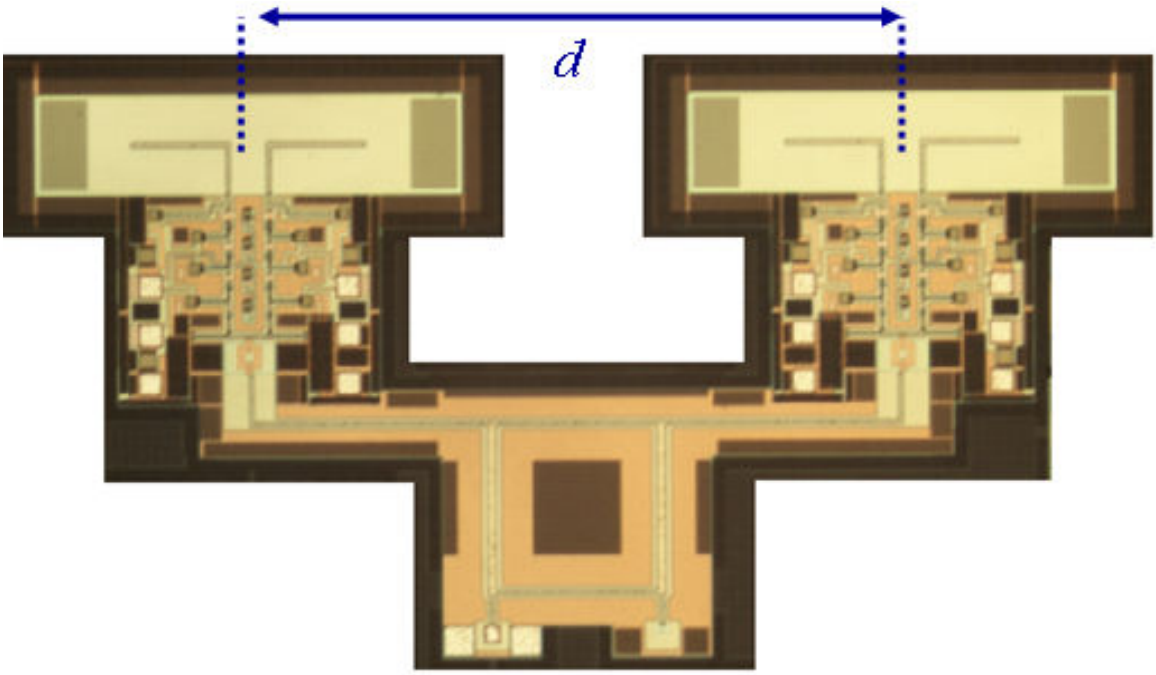


Figure IV-19: Layout de l'architecture d'émission à formation de faisceau constitué de 2PAs/2Antennes et d'un coupleur 90°.

Le coupleur branchline est montré sur la **Figure IV-20**. Le signal d'entrée est injecté sur l'accès 1, l'accès 2 est la voie directe, l'accès 3 est la voie couplée et l'accès 4 est la voie isolée. L'écart de phase entre les signaux disponibles sur les accès 2 et 3 est fixé par la différence des longueurs que entre les chemins accès 1 vers accès 2 et accès 1 vers accès 3. Si cet écart est de $\lambda g/4$ alors le déphasage est de 90°.

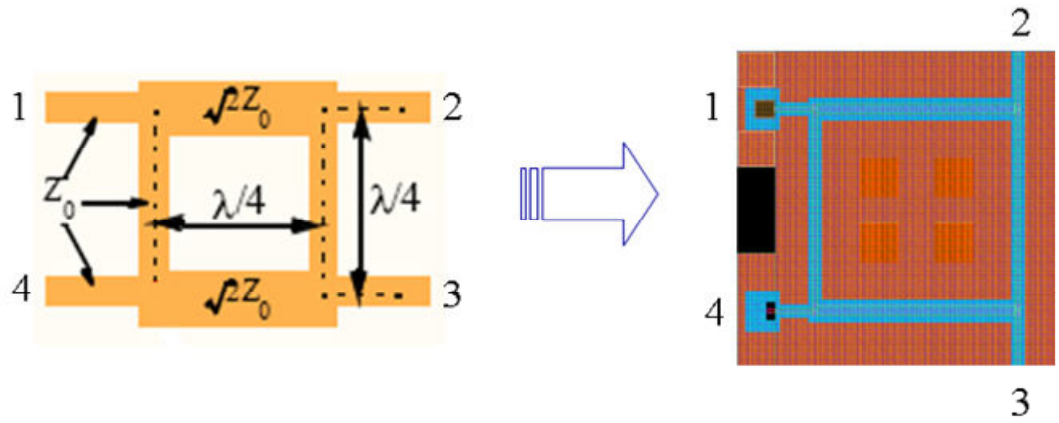


Figure IV-20: Représentation et layout du coupleur branchline 90° (822*822 µm²).

La **Figure IV-21** montre les paramètres S simulés du coupleur branchline. Le coefficient de réflexion sur chaque port est inférieur à -20dB garantissant une bonne adaptation. Sur la gamme de fréquence qui nous intéresse (65 à 95GHz) l'écart entre les amplitudes des signaux aux accès 2 et 3 est inferieur à 1dB. Une imprécision de +/- 2º entre 70GHz et 90GHz est simulée. Ces écarts restent suffisamment faible pour ne pas impacter le fonctionnement de notre circuit.

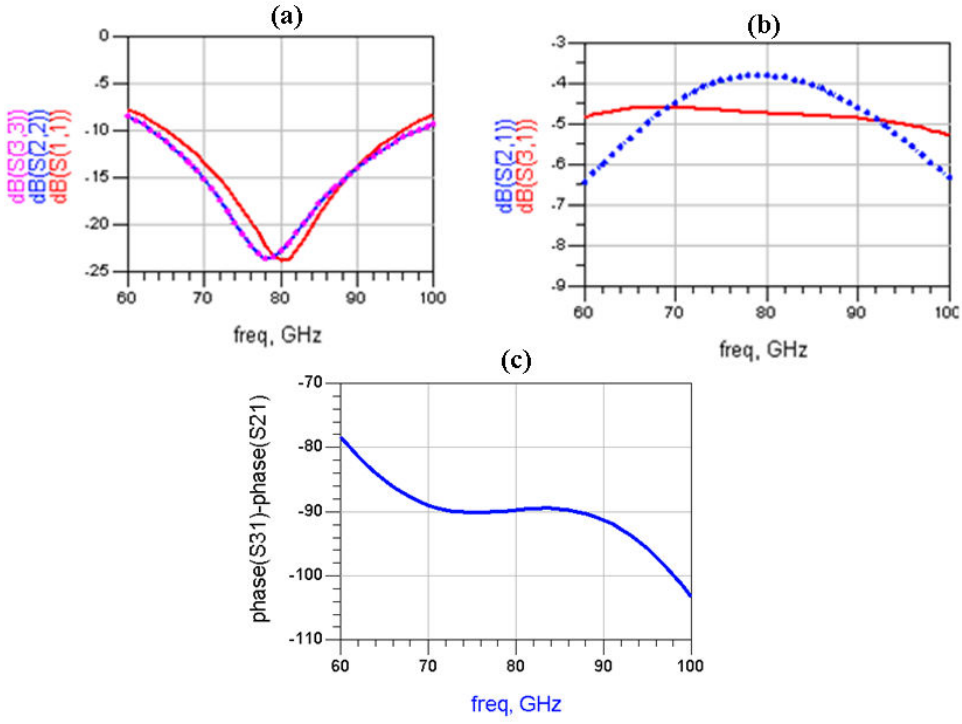


Figure IV-21: Paramètres S du Coupleur branchline 90°: (a) coefficient de réflexion, (b) transmission, (c) différence de phase des ports de sortie.

Les résultats du bloc PA/Antenne pour les architectures à formation de faisceau en technologie silicium à 79GHz sont montrés dans le **Tableau IV-3**.

Tableau IV-3: Résultats des performances pour les architectures à formation de faisceau				
Structure	*Pt*	*Gt*	*n*	*PIRE*
2PAs/2Antennes sur silicium (Réalisation)	19dBm	-10dBi	2	15dBm
4PAs/4Antennes sur BCB	19dBm	-5dBi	4	26dBm
4PAs/4Antennes sur silicium avec lentille	19dBm	3dBi	4	34dBm

Pour l'application radar automobile les puissances rayonnées restent faibles pour des structures totalement intégrées sur silicium. Une première solution sera d'utiliser la technologie « above IC » avec l'architecture à 4 réseaux. Une deuxième solution, un peu plus coûteuse, est l'utilisation d'une lentille. Les lentilles sont utilisées pour modifier le diagramme de rayonnement d'une source primaire en augmentant la directivité et en réduisant l'angle d'ouverture [THO04]. La lentille permet donc d'augmenter le gain de l'antenne ce qui permet de répondre aux spécifications du radar. La **Figure IV-22** présente l'antenne sur puce associé à une lentille dont les dimensions sont les suivantes: diamètre 50mm et hauteur 15mm. La lentille est positionnée sur un support en mouse et distante de la puce de 28mm.

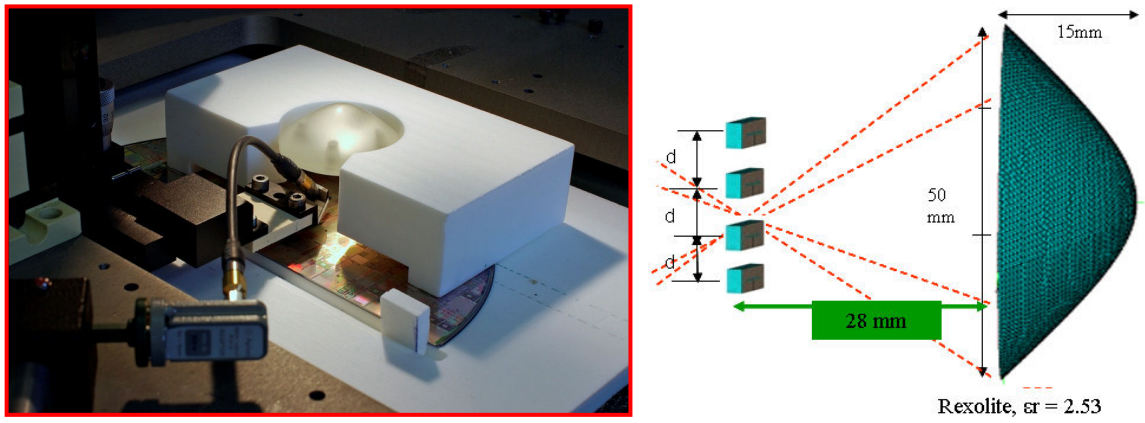


Figure IV-22: Antenne sur puce (silicium) associé avec une lentille en Rexolite [PIN10].

Les résultats de mesure de l'antenne associée à la lentille sont reportés sur la **Figure IV-23.** Le premier résultat important à observer est l'effet de la lentille, qui permet d'augmenter considérablement le gain de l'antenne source seule. Cependant, on voit en simulation que pour différents angles d'ouverture le niveau du gain change. Ceci peut expliquer la différence de gain entre la mesure et la simulation.

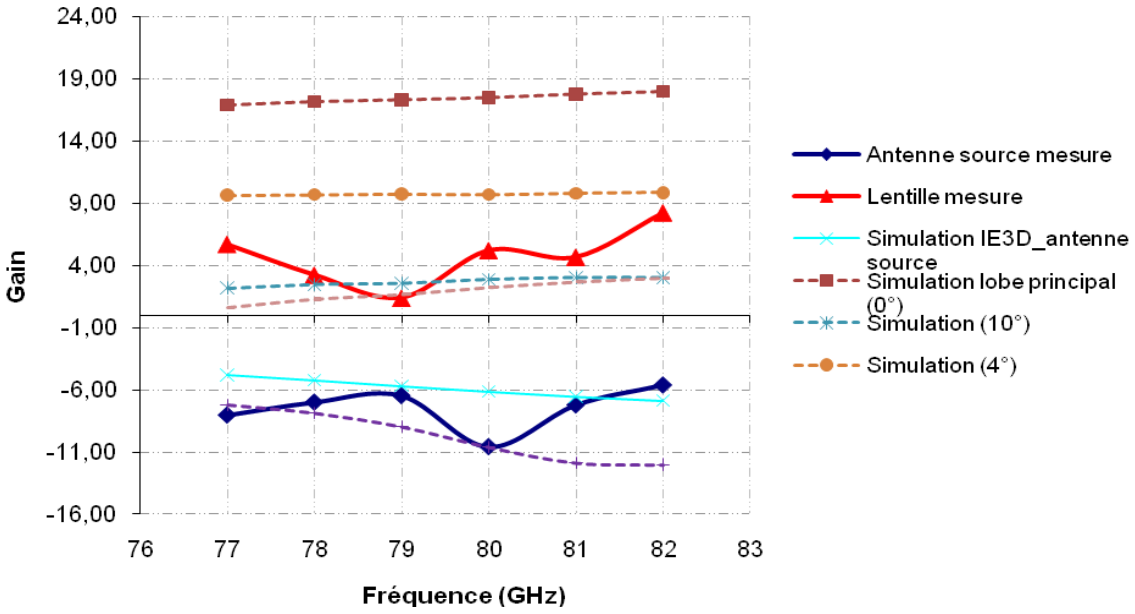


Figure IV-23 : Résultats de mesure de l'antenne avec une lentille.

V. CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Ce chapitre permet de situer le travail sur la conception d'amplificateurs de puissance et d'antennes en bande millimétrique pour l'application radar automobile. La partie essentielle de ce travail concerne la co-intégration PA/Antenne. L'intégration de l'amplificateur de puissance et de l'antenne a pour but d'améliorer les performances globales du système. L'impédance de l'antenne est donc directement présentée à l'impédance optimale de la charge de l'amplificateur. L'émetteur à formation de faisceau permet d'augmenter la puissance rayonnée. Pour la co-intégration PA/Antenne à 79GHz différentes approches ont été envisagées avec la collaboration du laboratoire LABSTICC :

- PA single-ended + Antenne Patch à 50Ω
- PA différentiel + Antenne dipôle 79GHz à 50Ω
- PA différentiel + Antenne dipôle 79GHz à 20Ω
- Beam-forming : 2PA/ 2Antennes

Ces circuits de co-intégration à 79 GHz ont été envoyés au LABSTICC pour des mesures sous pointes sur le gain et le diagramme de rayonnement. Ces circuits ont aussi été envoyés au LAAS pour l'assemblage sur PCB. Les mesures de ces circuits sont toujours en cours et seront complétées par la suite.

REFERENCES CHAPITRE IV

[CAM98] M. Camiade, D.Domnesque, P.F. Alleaume, A. Mallet, and H. Daemkes, "*GaAs mmics for automotive radar applications*" In Proceeding of the IEEE International Conference on Intelligent Vehicles, volume 2, pages 371–375, Stuttgart, Germany, October 1998.

[FON02] Robert J. Fontana, Edward A. Richley, Anthony J. Marzullo, Lance C. Beard, Robert W.T. Mulloy and E.J. Knight, "*An Ultra Wideband Radar for Micro Air Vehicle Applications*", IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, May 2002, Baltimore, MD.

[ZHA05] Y. P. Zhang , M. Sun, and L. H. Guo, "*On-Chip Antennas for 60-GHz Radios in Silicon Technology*", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 52, No. 7, July 2005, p 1664-1668.

[HSU08] Shun-Sheng Hsu, Kuo-Chih Wei, Cheng-Ying Hsu, and Huey Ru-Chuang, "*A 60-GHz Millimeter-Wave CPW-Fed Yagi Antenna Fabricated by using 0.18-μm CMOS Technology*," IEEE Electron Device Letters, vol. 29, no. 6, pp. 625 – 627, June 2008.

[LIN07] C.-C. Lin, S.-S. Hsu, C.-Y. Hsu, and H.-R. Chuang, "*A 60-GHz millimeter-wave CMOS RFIC-on-chip triangular monopole antenna for WPAN applications*," IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007, pp. 2522-2525, June 2007.

[SEO08] Seonho Seok, Nathalie Rolland, and Paul-Alain Rolland, "*A 60 GHz Quarter-Wave Patch Antenna Based on BCB Polymer*," Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008.

[GAL01] F. Gallee, G. Landrac, M. Ney, "*A compact Lens-Primary Source Structure for avoidance radar system*", 31st European Conference, September 2001, pp-325-328.

[JEH03] E. Jehamy, G. Landrac, S. Pinel, B. Della, F. Gallée, M. Ney, "*A compact constrained metal plate lens for anti-collision radar at 76 GHz*, " Proc. Int. Conf. on Antenna INICA, Berlin, October 2003.

[HAJ05] A. Hajimiri, H. Hashemi et al., "*Integrated phased array systems in silicon*," in Proceedings of IEEE, vol. 93, no. 9, Sept. 2005, pp. 1637-1655.

[BAB06] A. Babakhani, X. Guan, A. Komijani, A. Natarajan, and A. Hajimiri, "*A 77GHz 4-Element Phased Array Receiver with On-Chip Dipole Antennas in Silicon*," IEEE International Solid-State Circuits Conference, pp. 180-81, Feb. 2006.

[PIN10] Y. Pinto, "*Contribution à la conception d'antennes millimétriques pour systèmes intégrés sur Silicium-Application aux radars automotives courte et longue portée*," Thèse de doctorat, Université de Bretagne Occidentale, 2010.

[TON05] K. F. Tong, K. Li, and T. Matsui, "*Performance of Millimeter-wave Coplanar Patch*", Progress in Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, August 22-26.

[PIN09] Y. Pinto, C.Person, D.Gloria, A. Cathelin, D.Belot, S.Pruvost, R.Plana, "*79GHz Integrated Antenna on Low Resistivity Si BiCMOS exploiting above-IC processing*," Antennas and Propagation, EuCAP 2009, Berlin, pp. 3539–3543.

[NAT06] A. Natarajan, A. Komijani, X. Guan et al., "*A 77-GHz phased-array transceiver with on-chip antennas in silicon: transmitter and LO-path phase shifting*," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 41, no. 12, Dec. 2006, pp. 2807-2819.

[BAB07] A. Babakhani, D.B. Rutledge, and A. Hajimiri, "*mm-wave phased arrays in silicon with integrated antennas,*" Antennas and Propagation Society International Symposium 2007 IEEE, June 2007, p 4369-4372.

[THO04] John Thornton, "*Properties of Spherical Lens Antennas for High Altitude Platform Communications*", 6th European Workshop on Mobile/Personal Satcoms & 2nd Advanced Satellite Mobile Systems (EMPS & ASMS), ESA/ESTEC, September, 2004.

Conclusion générale

Le travail de ce mémoire de thèse porte sur le co-design d'un amplificateur de puissance et d'une antenne en technologie silicium pour application radar automobile. L'objectif à terme de cette application est de développer des systèmes totalement intégrée sur un substrat silicium intégrant les chaînes d'émission et de réception sur une même puce.

Le chapitre I a permis d'introduire le transmetteur radar pour l'application automobile. Les architectures d'émetteur-récepteur nécessitent des technologies à faible coût et à une grande quantité de production. Notre travail de thèse s'oriente sur les potentialités des technologies bipolaires avancées pour les fréquences millimétriques, et s'est concentré sur l'étude et la réalisation d'un bloc PA-Antenne en technologie SiGe 0,13µm.

Le chapitre II a fait une étude bibliographique sur les principaux résultats d'amplificateurs dans les fréquences millimétriques. Cette étude a montré la nécessité de développer des amplificateurs de puissance ayant une forte puissance et un rendement élevé avec des faibles tensions d'alimentation. Une présentation des performances intrinsèques des composants actifs a montré la potentialité des transistors SiGe à fonctionner à des fréquences très élevées (80GHz). Les composants passifs de cette technologie ont pu être améliorés grâce à un back-end plus approprié pour les fréquences millimétriques. Nous avons également présenté le moyen de modéliser le comportement des lignes de transmission pour les simulations grâce à des équations empiriques, dont la validité a été vérifiée avec des mesures et des simulations électromagnétiques.

Le chapitre III illustre la mise en œuvre d'un PA différentiel à 4 étages sur une en technologie BiCMOS 130nm de STMicroelectronics. Comme l'ont mis en évidence nos comparaisons mesure/simulation, les nombreux éléments parasites d'interconnexion qui entourent le dispositif actif jouent en effet un rôle déterminant. Une modélisation précise de ces éléments apparaît donc indispensable. Une modélisation plus fine des interconnexions a fait notamment l'objet de travaux dans ce chapitre. Les mesures présentées permettent de valider notre méthodologie de conception radiofréquence pour les applications mmW.

Suite à ce travail, une proposition de brevet a été proposée sur les baluns implémentés qui porte sur l'amélioration de la symétrie des signaux de sortie d'un transformateur utilisé en convertisseur mode commun - mode différentiel. L'idée a été d'introduire un blindage électrostatique entre les inductances du transformateur éliminant le couplage capacitif entre l'entrée et les sorties. Cette innovation a permis de mesurer la structure en différentielle. Les résultats obtenus sont tout à fait intéressants essentiellement en termes de performance en puissance. A 79GHz et sous une tension d'alimentation de 1,8V, l'amplificateur de puissance différentiel présente un gain petit signal de 21,5dB et une puissance maximum de 18dBm. Des améliorations peuvent bien entendu être apportées notamment en ce qui concerne la consommation du circuit qui reste importante et la tenue en température qui reste un critère exigeant pour l'application automobile.

Le chapitre IV de ce manuscrit décrit la co-intégration d'amplificateurs de puissance et d'antennes réalisé en technologie BiCMOS 130nm de STMicroelectronics pour application radar automobile 79GHz. La collaboration avec l'Université de Bretagne Occidentale a permis la réalisation de plusieurs circuits: PA single-ended / antenne patch et PA différentiel / antenne dipôle. En réalisant une conception commune du PA et de l'antenne, nous avons pu optimiser leur association. Le substrat utilisé étant faiblement résistif, les performances des antennes sur silicium sont très limitées.

A travers ces réalisations, il est clairement apparu que l'association d'un PA et d'une antenne ne suffira pas pour un transmetteur radar automobile. Une architecture à formation de faisceau a été étudiée montrant à travers un prototype l'augmentation du gain et le dépointage du faisceau. Nous avons ensuite utilisés une structure utilisant une technologie « above IC-BCB » et une lentille qui permettent d'augmenter les performances des antennes.

Enfin, dans cette perspective de réalisation d'un transmetteur radar utilisant des technologies à faible coût, les travaux de recherches nécessitent encore une étude plus approfondie sur les techniques de beamforming qui requièrent des déphaseurs (analogiques ou numériques) pour balayer le faisceau.

Liste des travaux publiés

Brevet :

Denis Pache et **Nejdat Demirel**, *" Procédé d'amélioration de la symétrie des signaux de sortie d'un transformateur intégré de type balun, et circuit intégré associé,"* Brevet B09-3879FR – EHE/EVH, 2009, France.

Conférences internationales :

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana et Denis Pache, "*A 24 GHz, 18 dBm fully integrated power amplifier in a 0.13µm SiGe HBT technology*", IEEE Ph.D Research in Microelectronics and Electronics (Prime 2008), Istanbul (Turquie), Page(s):185 – 188.

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana, Denis Pache et Didier Belot, "*59-71GHz Wideband MMIC Balanced Power Amplifier in a 0.13um SiGe Technology*", 39th IEEE European Microwave Conference (EUMC 2009), Rome (Italy), Page(s): 1852 – 1855.

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana et Denis Pache, "*Design Techniques and Considerations for mmWave SiGe Power Amplifiers*" IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2009), Para-Belem (Brazil), Page(s): 37 – 41.

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana et Denis Pache, "*79GHz BiCMOS Single-Ended and Differential Power* Amplifiers", 40th IEEE European Microwave Conference (EUMC 2010), Paris (France), Page(s): 1690 – 1693.

Conférences nationales :

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Denis Pache, Didier Belot et Robert Plana, "*Conception d'un Amplificateur de Puissance à 24GHz pour Application Radar Automobile*", Journées Nationales du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM 2008), Bordeaux (France).

Nejdat Demirel, Eric Kerhervé, Robert Plana, Denis Pache et Didier Belot, "*Amplificateur de Puissance à 79GHz pour Application Radar Automobile à Courte Portée*", Journées Nationales Microondes (JNM 2009), Grenoble (France).

Glossaire

ACC	Adaptative Cruise Control
ACPR	Adjacent Channel Power Ratio
ADC	Analog to Digital Converter
ADS	Advanced Design System
AM	Amplitude Modulation
AOA	Angle-Of-Arrival
AsGa	Arséniure de Gallium
ASK	Amplitude Shift Keying
BALUN	BALanced to UNBalanced
BCB	Benzo Cyclo Butene
BEOL	Back-end of Line
BiCMOS	Bipolar Complementary Metal-Oxide Semiconductor
BJT	Bipolar Junction Transistor
Bonding	Fil d'interconnexion
BPM	Bi-Phase Modulation
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CDMA	Code Division Multiple Access
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CNA	Convertisseur Numérique Analogique
CPW	Coplanar Waveguide
CPWG	Coplanar Waveguide with Lower Ground Plane
CW	Continuous Wave
DAC	Digital to Analog Converter
DK	Design Kit
DRC	Design Rules Checker
DSP	Digital Signal Processing
DTI	Deep Trench Isolation
EM	ElectroMagnétique
ETSI	European Telecommunication Standard Institute
EVM	Error Vector Magnitude
FPGA	Field-Programmable Gate Array
FM	Frequency Modulation
FMCW	Frequency Modulated Continuous Wave
FOM	Figure of Merit
FSK	Frequency Shift Keying
GPS	Global Positioning System
GSM	Global System for Mobile communication
HBT	Heterojunction Bipolar Transistor
HF	High Frequency
HFSS	High Frequency Structure Simulator
HICUM	HIgh CUrrent Model
HR	High Resistivity
IC	Integrated Circuit
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineer
IF	Intermediate Frequency
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform

I/Q	In Phase/ Quadrature
IMD	InterModulation Distortion
InP	Phosphure d'Indium
IP3	Intercept Point 3
IPn	Point d'interception d'ordre n
ISM	Industrial, Scientific and Medical
LNA	Low Noise Amplifier
LR	Low Resistivity
LRR	Long Range Radar
LVS	Layout Versus Schematic
MIM	Métal Isolant Métal
MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
MMW	Millimeter Wave
MOM	Métal Oxyde Métal
MOS	Metal-Oxide Semiconductor
MS	Microstip
NF	Noise Figure
NRZ	Non Remise à Zéro
OCP1	Output 1dB Compression Point
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OL	Oscillateur Local
OOK	On-Off Keying
OS	Oscillateur synchrone
PA	Power Amplifier
PAE	Power Added Efficiency
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PAPR	Peak-to-Average-Power Ratio
PCB	Printer Circuit Board
PIRE	Puissance Isotropique Rayonnée Equivalente
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulation
PNA	Power Network Analyser
PPM	Pulse-position modulation
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RADAR	RAdio Détection And Ranging
RF	Radio Frequency
SER	Surface Equivalente Radar
SIC	Selectively Implanted Collector
SiGe	Silicium Germanium
SIP	System In Package
SGP	SPICE Gummel Poon
SOC	System On Chip
SOI	Silicon On Insulator
SOP	System On Package
SRR	Short Range Radar
STI	Shallow Trench Isolation
TEM	Transverse Electro-Magnetique
TOA	Time-Of-Arrival
TRL	Thru Reflect Line

UHF	Ultra High Frequency
ULB	Ultra Large Bande
VCO	Voltage Controled Oscillator
VeLo	Véhicules et Localisation
VHF	Very High Frequency
VNA	Vector Network Analyser
WCDMA	Wireless Code Division Multiple Access
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personnal Area Network

Annexe 1: Techniques d'épluchage

La détermination des paramètres [S] du dispositif sous test (*DUT*) se fait par étapes selon une méthode d'épluchage (« de-embedding »). La caractérisation du dispositif de test est déterminé par des soustractions des paramètres [Z] et/ou [Y] .Cette représentation n'est pas forcément juste et possède donc un domaine de validité limité, en particulier dans le domaine fréquentiel.

Open de-embedding (**Figure A-1**):

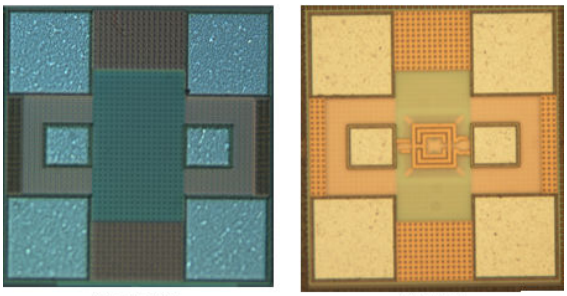


Figure IV-24-1 : Structures de de-embedding : OPEN et DUT.

Description: Corrige les mesures des éléments parallèles du plot

Application: générale

On retranche les éléments parallèles parasites du plot:

$$Y_{DUT} = Y_{MES,DUT} - Y_{MES,OPEN} \qquad \textbf{(A-1)}$$

Open-Short de-embedding (**Figure A-2**):

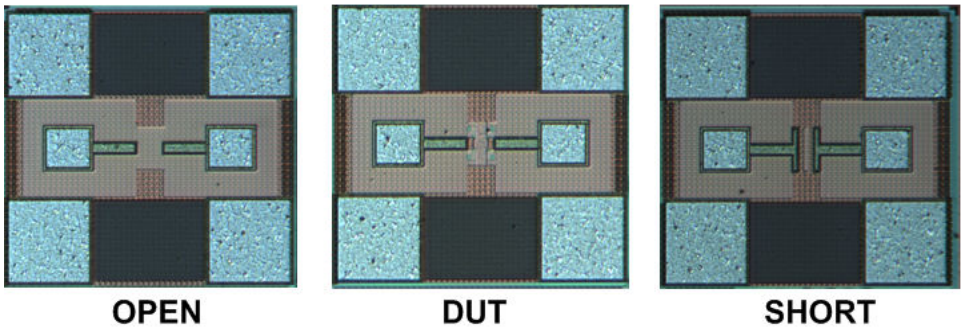


Figure A-2 : Structures de de-embedding : OPEN-SHORT et DUT.

Description: Corrige les mesures des éléments parallèles et séries du plot et de l'accès

Application: générale

On retranche les éléments parallèles parasites du plot:

$$Y_{DUT-OPEN} = Y_{MES,DUT} - Y_{MEAS,OPEN}$$
$$Y_{SHORT-OPEN} = Y_{MES,DUT} - Y_{MEAS,OPEN} \quad \textbf{(A-2)}$$

Après avoir transformés les admittances ($Y_{DUT-OPEN}$ *et* $Y_{SHORT-OPEN}$) en impédances ($Z_{DUT-OPEN}$ *et* $Z_{SHORT-OPEN}$), on retranche les résistances séries parasites:

$$Z_{DUT} = Z_{DUT-OPEN} - Z_{SHORT-OPEN} \quad \textbf{(A-3)}$$

Open-Thru de-embedding (**Figure A-3**):

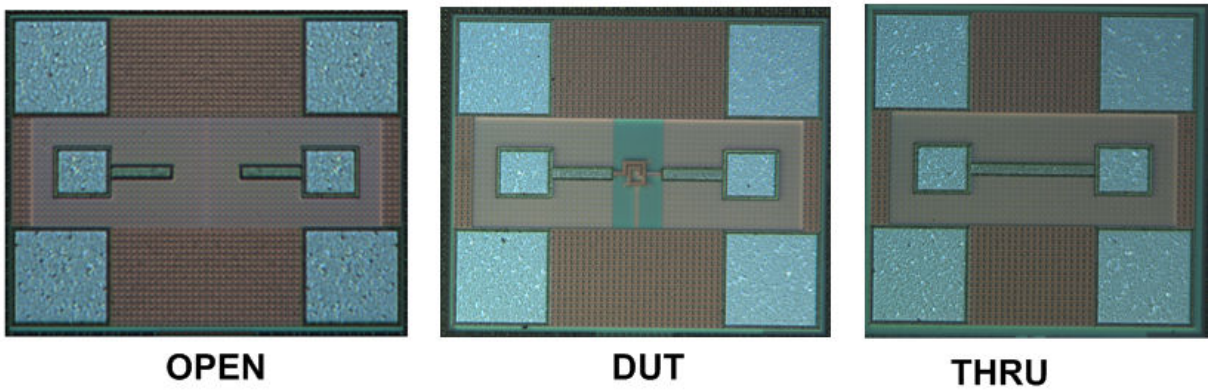


Figure A-3: Structures de de-embedding : OPEN-THRU et DUT.

Description: Corrige les mesures des éléments parallèles et séries du plot et de l'accès

Application: inductances

On retranche les éléments parallèles parasites du plot:

$$Y_{DUT-OPEN} = Y_{MES,DUT} - Y_{MEAS,OPEN}$$
$$Y_{THRU-OPEN} = Y_{MEAS,THRU} - Y_{MEAS,OPEN} \quad \textbf{(A-4)}$$

Après avoir transformés les admittances ($Y_{DUT-OPEN}$ *et* $Y_{THRU-OPEN}$) en impédances ($Z_{DUT-OPEN}$ *et* $Z_{THRU-OPEN}$), on retranche les résistances séries parasites:

$$Z_{DUT} = \begin{bmatrix} Z_{11,DUT} = Z_{11,DUT-OPEN} - \frac{1}{2}\left(Y_{11,THRU-OPEN}\right)^{-1} & Z_{12,DUT} = Z_{12,DUT-OPEN} \\ Z_{21,DUT} = Z_{21,DUT-OPEN} & Z_{22,DUT} = Z_{22,DUT-OPEN} - \frac{1}{2}\left(Y_{22,THRU-OPEN}\right)^{-1} \end{bmatrix} \quad \textbf{(A-5)}$$

Thru-Reflect-Line de-embedding (**Figure A-4**):

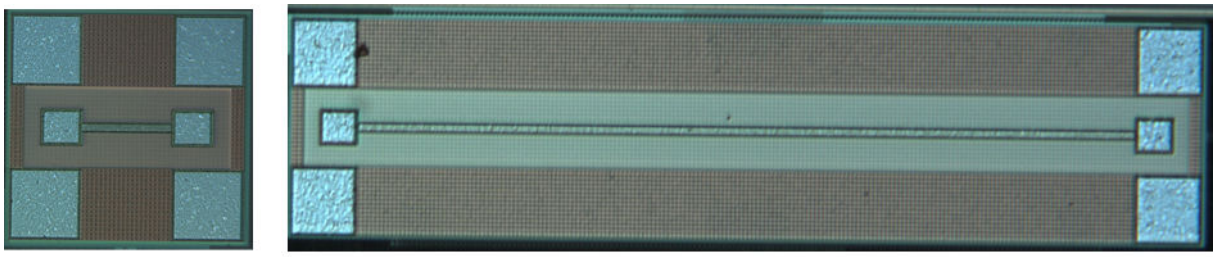


Figure A-4: Structures de de-embedding : LIGNE *l1* et LIGNE *l2.*

Description: Corrige les mesures des éléments parallèles et séries du plot et de la ligne *l1* (*DUT=l2-l1*)

Application: ligne de transmission

On considère deux lignes de transmission de longueur *l1* et *l2*, où *l1<l2.* On multiplie la matrice *ABCD* de *l2* avec la matrice inverse de *l1:*

$$ABCD_{l2-l1} = ABCD_{l2} \times \left[ABCD_{l1}\right]^{-1} \quad \textbf{(A-6)}$$

Après avoir transformés les paramètres *ABCD* ($ABCD_{l2-l1}$) en impédances (Y_{l2-l1}), on annule les effets du plot par:

$$Y_{DUT} = \frac{\begin{bmatrix} Y_{l2-l1}(1,1) & Y_{l2-l1}(1,2) \\ Y_{l2-l1}(2,1) & Y_{l2-l1}(2,2) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{l2-l1}(2,2) & Y_{l2-l1}(2,1) \\ Y_{l2-l1}(1,2) & Y_{l2-l1}(1,1) \end{bmatrix}}{2} \quad \textbf{(A-7)}$$

Annexe 2: Gain en puissance des quadripôles

Gains en puissance des quadripôles :

G_A (gain en puissance disponible): gain de puissance obtenue par adaptation optimale du réseau de sortie.

$$G_A = \frac{|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_S|^2\right)}{|1-S_{11}\Gamma_S|^2\left(1-|\Gamma_2|^2\right)} \text{ où } \Gamma_2 = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1-S_{11}\Gamma_S} \qquad \textbf{(A-8)}$$

G_P (gain opérant): gain de puissance obtenue par adaptation optimale du réseau d'entrée.

$$G_P = \frac{|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_L|^2\right)}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2\left(1-|\Gamma_1|^2\right)} \text{ où } \Gamma_1 = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1-S_{22}\Gamma_L} \qquad \textbf{(A-9)}$$

G_T (gain transducique): montre l'effet d'insertion d'un circuit à deux ports.

$$G_T = \frac{\left(1-|\Gamma_S|^2\right)|S_{21}|^2\left(1-|\Gamma_L|^2\right)}{|(1-S_{11}\Gamma_S)(1-S_{22}\Gamma_L)-S_{12}S_{21}\Gamma_S\Gamma_L|^2} \qquad \textbf{(A-10)}$$

Dans le cas d'une charge adaptée, alimenté par un générateur adapté: $G_T = {S_{21}}^2$

G_{max} (gain en puissance disponible maximum): montre le gain en puissance maximum lorsqu'il existe une adaptation conjuguée simultanément dans les deux ports.

$$K = \frac{1-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2+|\Delta_S|^2}{2|S_{21}.S_{12}|} \text{ où } \Delta_S = S_{11}\cdot S_{22} - S_{12}\cdot S_{21}$$

$$\text{Pour } K>1,\ G_{\max} = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right|\left[K-\sqrt{K^2-1}\right] \qquad \textbf{(A-11)}$$

$$\text{Pour } K<=1,\ G_{\max} = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \qquad \textbf{(A-12)}$$

G_{umax} (gain transducique unilatéral maximum): montre le gain en puissance transducique unilatéral (soit S_{12}=0) lorsqu'il existe une adaptation conjuguée simultanément dans les deux ports.

$$G_{u\max} = \frac{|S_{21}|^2}{\left(1-|S_{11}|^2\right)\left(1-|S_{22}|^2\right)} \quad \textbf{(A-13)}$$

G_{msg} (gain maximum stable): maximum de gain stable disponible lorsque le dispositif actif est potentiellement instable (aux basses fréquences).

$$G_{msg} = \left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| \quad \textbf{(A-14)}$$

G_{MASON} (gain de Mason): gain en puissance le plus élevé possible qu'un amplificateur pourrait atteindre.

$$G_{MASON} = \frac{\frac{1}{2}\left(\frac{S_{21}}{S_{12}}-1\right)^2}{K\left|\frac{S_{21}}{S_{12}}\right| - \Re\left(\frac{S_{21}}{S_{12}}\right)} \quad \textbf{(A-15)}$$

Annexe 3: Signal impulsionnel

Application des séries de Fourier pour un signal impulsionnel (Figure A-5):

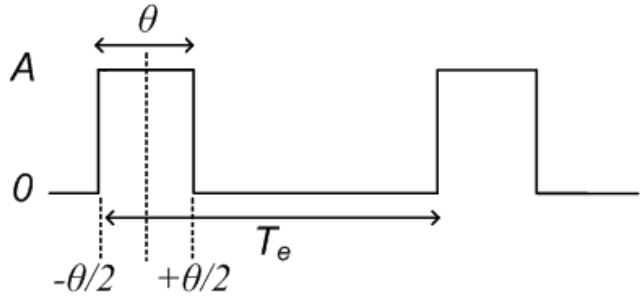


Figure A-5: Forme d'onde d'un signal impulsionnel en fonction du temps.

La série de Fourier du signal impulsionnel est :

$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t) \qquad \textbf{(A-16)}$$

où b0, bn et an sont les coefficients de Fourier de rang *n* de *f*.

Cas particulier, *f(t)* paire ce qui donne a_n=0, et on trouve :

$$b_0 = \frac{1}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} f(t)\cdot dt = \frac{1}{T}\int_{\frac{-\theta}{2}}^{\frac{\theta}{2}} A\cdot dt = \frac{A\cdot\theta}{2} \qquad \textbf{(A-17)}$$

$$b_n = \frac{2}{T}\int_{t_0}^{t_0+T} f(t)\cdot\cos(n\omega t)\cdot dt = \frac{2}{T_e}\int_{\frac{-\theta}{2}}^{\frac{\theta}{2}} A\cdot\cos(n\omega t)\cdot dt = \frac{2A}{T_e}\left[\frac{\sin(n\omega t)}{n\omega}\right]_{\frac{-\theta}{2}}^{\frac{+\theta}{2}}$$

$$b_n = \frac{2A}{T_e}\left[\frac{\sin\left(n\frac{2\pi}{T_e}\frac{\theta}{2}\right)-\sin\left(-n\frac{2\pi}{T_e}\frac{\theta}{2}\right)}{n\frac{2\pi}{T_e}}\right] = \frac{2A}{T_e}\cdot 2\frac{\sin\left(\frac{n\pi\theta}{T_e}\right)}{\frac{2n\pi}{T_e}} = \frac{2A\theta}{T_e}\cdot\frac{\sin\left(\frac{n\pi\theta}{T_e}\right)}{\frac{n\pi\theta}{T_e}} \qquad \textbf{(A-18)}$$

Ce qui donne :

$$f(t) = \frac{A\theta}{T_e} + \frac{2A\theta}{T_e}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin\left(\frac{n\pi\theta}{T_e}\right)}{\frac{n\pi\theta}{T_e}}\cos(n\omega t) \qquad \textbf{(A-19)}$$

La série de Fourier peut aussi s'écrire en forme trigonométrique :

$$f(t) = b_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n\cos(n\omega t - \phi_n) = \sum_{n=0}^{\infty} s_n\cos(n\omega t) \qquad \textbf{(A-20)}$$

avec $b_0 = s_0\cos\phi_0$ (on pose $\cos\phi_0 = \frac{1}{\sqrt{2}}$)

et $s_n = \frac{2A\theta}{T_e}\left|\frac{\sin\left(\frac{n\pi\theta}{T_e}\right)}{\frac{n\pi\theta}{T_e}}\right|$, $\begin{cases}\phi_n = 0 & si \quad b_n > 0\\ \phi_n = \pi & si \quad b_n < 0\end{cases}$

Le spectre d'une impulsion est représenté dans la **Figure A-6**.

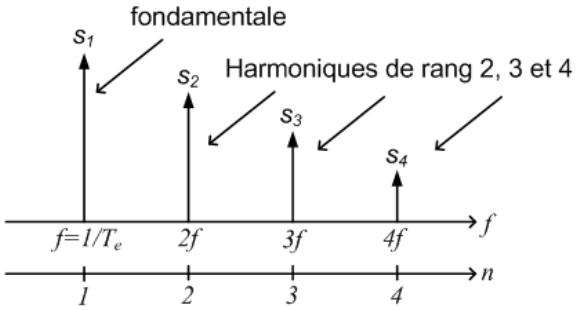


Figure A-6: Spectre d'un signal impulsionnel.

Exemple avec deux cas particulier : $\frac{\theta}{T_e} = \frac{1}{5}$ et $\frac{\theta}{T_e} = \frac{1}{10}$.

La fonction $\left|\frac{\sin x}{x}\right|$ est composé de plusieurs lobes qui passe par 0 tous les π. Le tracé de cette fonction est représenté dans la **Figure A-7**.

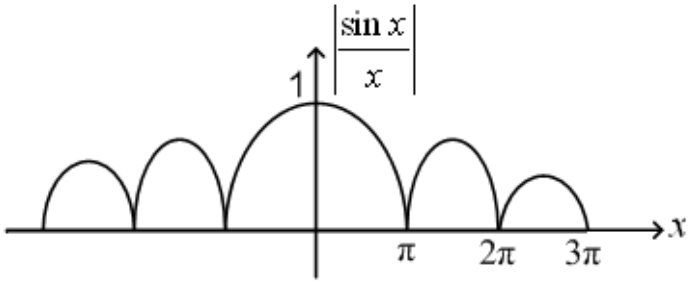


Figure A-7: Tracé d'une fonction sin(*x*)/*x*.

Les coefficients en amplitude dans le cas $\frac{\theta}{T_e} = \frac{1}{5}$ sont :

$s_1 = \frac{2A}{5}\left|\frac{\sin\left(\frac{\pi}{5}\right)}{\frac{\pi}{5}}\right|$, $s_2 = \frac{2A}{5}\left|\frac{\sin\left(\frac{2\pi}{5}\right)}{\frac{2\pi}{5}}\right|$, ……, $s_5 = \frac{2A}{5}\left|\frac{\sin\left(\frac{5\pi}{5}\right)}{\frac{5\pi}{5}}\right| = 0$

La **Figure A-8** montre le spectre pour les deux cas particuliers.

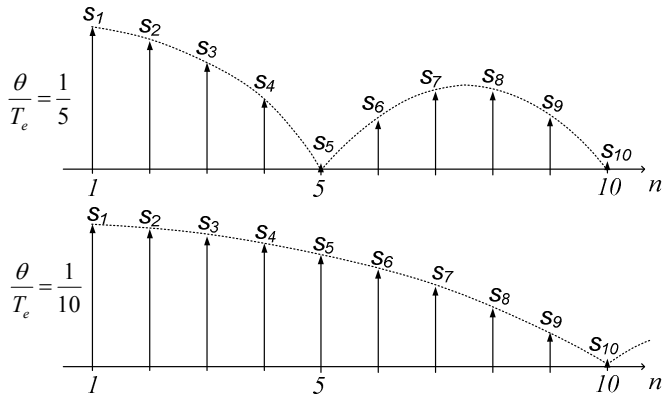


Figure A-8: Spectre d'un signal impulsionnel pour $\theta/T_e = 1/5$ et $\theta/T_e = 1/10$

Le spectre s'étend d'autant plus vers les hautes fréquences que le rapport θ/T_e est petit.

Co-design d’un bloc PA-Antenne en technologie silicium pour application radar 80GHz

Résumé: Ce travail porte sur la conception d’un amplificateur de puissance à 79 GHz et la co-intégration de l’amplificateur de puissance et l’antenne en technologie silicium SiGe. L'objectif de la thèse est de développer un module radiofréquence à l'émission pour des applications radar à 79 GHz. Ce module sera composé d'un amplificateur de puissance, d'une antenne et du circuit d'adaptation PA/Antenne. L’inter-étage entre le PA et l’antenne est une source supplémentaire d’atténuation du signal, d’autant plus rédhibitoire en technologie intégrée pour des fréquences aussi élevées. En réalisant une conception commune, ou co-design, de l’antenne et de l’amplificateur de puissance (PA), nous pouvons, à terme, nous affranchir du traditionnel inter-étage d’adaptation d’impédance entre ces deux blocs. Plus précisément, il convient de dimensionner l’antenne afin qu’elle présente a la sortie du PA l’impédance optimale que requiert son rendement en puissance maximum.

Mots clés: Amplificateur de puissance, co-intégration, fréquences millimétriques, application radar, BiCMOS SiGe.

Co-design of a PA-Antenna block in silicon technology for 80GHz radar application

Abstract: This work focuses on the design of a power amplifier (PA) at 79 GHz and the co-integration of the PA and the antenna on SiGe technology. The objective of this thesis is to develop a RF front-end block for radar applications at 79 GHz. This block is compound of a power amplifier, antenna and PA/Antenna inter-stage matching. The inter-stage between the PA and the antenna adds supplementary losses in the global performances, especially prohibitive in integrated technology for high frequencies. The co-design of the antenna and the PA allows to suppress the traditional inter-stage impedance matching between these two blocks. More specifically, it is suitable to design the antenna with the appropriate output impedance of the PA which gives optimal performances for maximum power and efficiency.

Index term: Power amplifier, co-design, millimeter frequencies, radar application, SiGe BiCMOS.