

N°d'ordre : 4291

Université des sciences et technologies de Lille  
École Doctorale Sciences Pour l'Ingénieur

**Thèse**

pour obtenir le grade de  
Docteur de l'Université des sciences et technologies de Lille  
Spécialité : Microondes et Microtechnologies

Présentée et soutenue publiquement

le 11 décembre 2008

Par

**MARIE DEVULDER**

Ingénieur Polytech'Lille

*Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en  
gamme millimétrique en technologie Silicium avancée*

**Composition du jury :**

Président	ALAIN CAPPY	Professeur, Université de Lille1, IEMN
Directeur	NATHALIE ROLLAND	Professeur, Université de Lille 1, IEMN
Co-directeur	FRANÇOIS DANNEVILLE	Professeur, Université de Lille 1, IEMN
Rapporteurs	PATRICE GAMAND	Ingénieur, NXP Semiconductors, Caen
	RAYMOND QUÉRÉ	Professeur, Université de Limoges, XLIM
Examineurs	SYLVAIN DELAGE	Ingénieur, Alcatel-Thales III-V Lab, Marcoussis
	ISABELLE TELLIEZ	Ingénieur, STMicroelectronics, Crolles
Invité	SÉBASTIEN PRUVOST	Ingénieur, STMicroelectronics, Crolles



## REMERCIEMENTS

---

Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie (IEMN) de l'Université des Sciences et Technologies de Lille, au sein du Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS), dans l'équipe Circuits Systèmes Applications des Microondes (CSAM). J'exprime ma gratitude à Monsieur Alain Cappy, directeur de l'IEMN, de m'avoir accueillie au sein de son laboratoire et d'avoir accepté de présider le jury. Je remercie Monsieur Paul-Alain Rolland, responsable du groupe CSAM et directeur de l'IRCICA, pour son accueil au sein de l'équipe.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à Nathalie Rolland, François Danneville et Isabelle Telliez, pour avoir assuré la direction et l'encadrement de ces travaux de recherche. Je les remercie pour leur disponibilité, leur richesse scientifique et leurs nombreux conseils qui m'ont permis de mener à bien ce travail.

Je tiens à remercier toutes les personnes du jury d'avoir accepté de juger ce travail. J'exprime toute ma gratitude à Patrice Gamand et Raymond Quéré qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux de thèse. Je remercie également Sylvain Delage pour avoir accepté d'évaluer ce travail.

Tous ces travaux n'auraient pu être menés à bien sans l'aide d'Elisabeth Delos qui m'a permis d'en apprendre long sur les mesures hyperfréquences. Je la remercie pour sa sympathie et sa disponibilité.

Je remercie également Didier Vandermoëre, dont les doigts de fée ont réalisé tous les montages en boîtier, je t'assure que les plots de connexion ont plus qu'un  $\mu\text{m}$  d'épaisseur de métallisation.

Je tiens également à remercier tous les habitants de la salle de calcul 226 pour les longues discussions sur de nombreux sujets aussi divers que variés. Je pense très particulièrement à Adel, qui m'aura permis d'en apprendre beaucoup sur sa culture, Alexandre pour son esprit d'équipe toujours prêt à organiser raclette, barbecue et soirée..., Benoît et ses nombreuses recettes de cuisine que nous goûtions toujours avec plaisir, Binôme, ça y est ça pulse, Etienne alala étienne, Hamza, Hassan, le roi, alors tes circuits, Nizar et Romain, J'adresse une mention toute spéciale à Barbiche, pour les nombreuses pauses, le baptême en deux roues, les quelques soirées rédaction. Je te passe le flambeau de la rédaction et te souhaite bon courage. Je remercie les permanents de l'équipe, Christian, Christophe, Rédha, pour les appareils de mesures et Michel.

Je tiens aussi à saluer l'équipe de Crolles de m'avoir accueillie pendant les derniers mois de ma thèse. Je pense notamment à Benoît, Bruno et ses records sur kikourou, Julien mais si le nord c'est bien, Manuel et ses nombreux tee-shirts roses, Sébastien pour ses précieux conseils millimétriques, Stéphane et sa bonne humeur et Vincent. Je remercie Patrice Garcia de m'avoir accueillie dans son équipe et Pascale Maillet-Contoz pour son aide lors de mes déplacements.

Je remercie également mes amis, qui m'ont permis durant ces trois années de thèse de me détendre et de passer de bons moments.

Mes pensées vont bien sûr à toute ma famille, mon papa, ma maman, ma sœur et mon frère et toutes les pièces rapportées. Je profite de ces quelques lignes pour vous dire que vous comptez beaucoup à mes yeux et vous remercie pour le soutien que vous m'avez apporté et la confiance que vous avez toujours eu à mon égard.

Enfin, je tiens tout spécialement à remercier Charles pour tout ce qu'il m'apporte au quotidien et surtout pendant ces derniers mois.





« Qu'ils crient ou murmurent  
Le message est pareil !  
Et dans nos bunkers vides  
Seuls les murs ont des oreilles. »

Le sommeil du tank, Nicolas Bally



## TABLE DES MATIERES

Remerciements .....	3
Table des matières .....	9
Introduction générale sur les systèmes sans fil.....	13
Premier Chapitre : Systèmes Ultra Large Bande à 60 GHz .....	19
Table des Matières.....	21
Table des Illustrations.....	22
Liste des Tableaux .....	24
1. Introduction .....	26
2. Etude des systèmes d'émission réception Ultra Large Bande dans la bande [3,1 - 10,6] GHz.....	31
3. Pourquoi s'orienter vers le 60 GHz pour un système de communications sans fil intra-bâtiment ?.....	45
4. Solution retenue dans cette thèse.....	57
Conclusion – Chapitre 1 .....	65
Bibliographie – Chapitre 1 .....	66
Deuxième Chapitre : Conception de l'Emetteur.....	71
Table des Matières.....	73
Table des Illustrations.....	75
Liste des Tableaux .....	78
1. Filière technologique <i>BiCMOS</i> SiGe:C 0.13 $\mu$ m .....	80
2. Conception de l'amplificateur de puissance.....	89
3. Modulation et transposition du signal à 60 GHz .....	116
4. Oscillateur.....	137
Conclusion – Chapitre 2 .....	153
Bibliographie – Chapitre 2 .....	154
Troisième Chapitre : Conception du Récepteur .....	159
Table des Matières.....	161
Table des Illustrations.....	162
Liste des Tableaux .....	164
1. Amplificateur faible bruit .....	166
2. Détecteur.....	187
3. Démodulation .....	202
Conclusion – Chapitre 3 .....	205
Bibliographie – Chapitre 3 .....	206

Quatrième Chapitre : Intégration de l'Émetteur et du Récepteur .....	209
Table des Matières .....	211
Table des Illustrations .....	212
Liste des Tableaux .....	212
1.    Etude système .....	214
2.    Intégration de l'émetteur .....	215
3.    Intégration du récepteur .....	222
Conclusion – Chapitre 4.....	227
Bibliographie – Chapitre 4.....	228
Conclusion & Perspectives .....	231
Annexe 1 : Définition des différentes classe de fonctionnement.....	235





## INTRODUCTION GENERALE SUR LES SYSTEMES SANS FIL

Actuellement les systèmes de communications sans fil fonctionnent principalement dans les bandes de fréquences étroites autour de 1 GHz, 2 GHz, 2,4 GHz et 5 GHz. Compte tenu du nombre croissant de ce type de systèmes, ces bandes de fréquences commencent à être saturées et il devient difficile d'y intégrer de nouveaux systèmes. Une solution envisagée est l'Ultra Large Bande (l'acronyme ULB sera employé dans la suite de ce manuscrit). Ce type de système se distingue du premier par sa largeur de bande de fréquence. Il peut alors coexister sans interférence avec d'autres systèmes car sa densité spectrale de puissance est plus faible.

Les premières recherches sur la technologie ULB<sup>1</sup> sont apparus dans les années 1960 avec les travaux de Ross et Robbins, Harmuth et Paul Van Etten sous les termes de système impulsif, système en bande de base ou système sans porteuse. Ce n'est qu'en 1989 que le département de la défense américaine lui donna le nom d'*Ultra Wideband*.

Les objectifs en terme de portée et de débit différent des systèmes préalablement développés. Ces différences sont présentées figure 1.

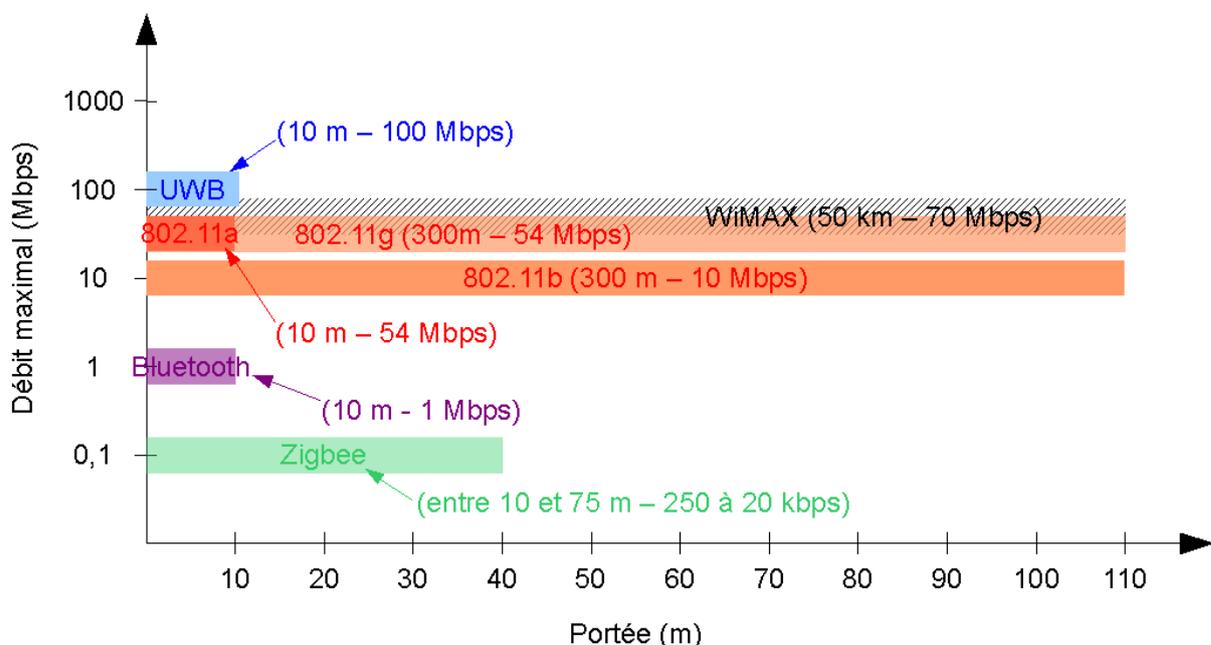


Figure 1 : Débit et portée de divers systèmes de communications sans fil pré-existants et de l'ultra large bande

<sup>1</sup> T. W. Barrett, « History of ultra wideband communications and radar: Part I, UWB communications », *Microwave Journal.*, Jan. 2001, pp 22-54

Actuellement, les moyens de télécommunications sont omniprésents que ce soit les téléphones cellulaires, les ordinateurs, les assistants personnels numériques. L'idée est de permettre une communication autonome entre ces divers types de terminaux par le biais d'un réseau de type « ad-hoc » qui implique que chaque objet intégré dans le réseau devient lui-même un nœud au sein de ce même réseau et doit émettre et recevoir des données pour participer à la connectivité du réseau.

Dans ce cadr, la technologie ULB est une solution très intéressante puisqu'elle permet la réalisation de liaisons sans fil entre objets mobiles communicants à l'intérieur d'un même bâtiment, avec des débits dépassant les 100 Mbps. Cependant la norme américaine dans la bande [3,1 – 10,6] GHz impose une densité spectrale de puissance très faible ( $\leq -41$  dBm/Hz) ce qui limite la portée des liaisons. La norme européenne étant encore plus restrictive en largeur de bande de fréquence, le groupe « Circuits Systèmes et Applications des Micro ondes » (CSAM) de l'IEMN (Institut d'Electronique de Microélectronique et de Nanotechnologie) a proposé de transposer cette technique ULB autour de 60 GHz

Le projet présenté dans ce manuscrit s'adosse aux travaux développés par le Groupe, sur les réseaux haut débit de proximité multi supports, multimédia et sur les objets mobiles communicants (OMC) à 60 GHz. Ces travaux de recherche ont été initialisés dans le cadre d'une CTI avec France-Telecom en 1998, puis développés dans les projets RNRT OPTIMM et COMMINDOR qui ont permis la réalisation de démonstrateurs opérationnels de liaison radio 60GHz intra bâtiment haut débit ( $>100$ Mb/s). Ces travaux sont également soutenus par la Région Nord Pas de Calais (programme TAC) et la thématique OMC a été retenue pour l'IRCICA (Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancées). Ces projets pluridisciplinaires font travailler des chercheurs de différentes spécialités nécessaires à l'étude complète du système, de la conception matérielle jusqu'aux couches protocoles grâce à la collaboration de différentes équipes de l'IEMN et du LIFL (Laboratoire d'Informatique Fondamentale de Lille). Dans le cadre de ces projets, des démonstrateurs ULB à 60 GHz ont été réalisés en technologie *pHEMT* AsGa, seule filière technologique disponible dès 1998 et permettant de réaliser les circuits à 60 GHz. Cette filière est très performante en gamme millimétrique mais souffre d'une consommation un peu élevée et surtout d'une densité d'intégration limitée qui la rendent peu compatible avec des applications portables très grand public.

Durant ces dernières années, grâce à la montée en fréquence des composants actifs des technologies silicium (*MOSFETS*, Bipolaires à Hétéro-jonctions..), ceux-ci remplacent peu à peu les circuits à base de technologie III-V. Notamment dans les systèmes de télécommunications sans fil grand public, de nouveaux produits sur les technologies Silicium sont étudiés à des fréquences plus élevées : récepteur-émetteur pour réseau local sans fil *WLAN* 60 GHz, radar anti-collision à 80 GHz.

Durant ces dernières années, les systèmes de télécommunications sans fil grand public ont intégré des circuits en technologie silicium (*BiCMOS*, *CMOS*), grâce à la montée en fréquence des composants actifs de ces technologies (*MOSFETS*, Bipolaires à Hétéro-jonctions..) qui remplacent peu à peu les circuits à base de technologie III-V. Actuellement, de nouveaux produits sur les technologies Silicium apparaissent en laboratoire à des fréquences plus élevées : récepteur-émetteur pour réseau local sans fil *WLAN* 60 GHz, radar anti-collision à 80 GHz.

Les transistors des technologies silicium, *CMOS* submicronique et *BiCMOS* SiGe atteignent aujourd'hui des fréquences de coupure très supérieures à 100GHz, et des fréquences maximum d'oscillation  $F_{max}$  supérieures à 100GHz. Ces filières technologiques sont donc très intéressantes pour l'application visée par nos travaux, domaine réservé auparavant aux technologies III-V du type *pHEMT GaInAs/GaAs* ou adaptés en maille sur InP ou métamorphiques sur GaAs.

L'objet de notre travail était donc de démontrer la faisabilité d'un système ULB à 60 GHz en développant des circuits à forte intégration (émetteur et récepteur monopuces) en filière *BiCMOS* 0,13  $\mu\text{m}$  pour des liaisons de proximité haut débit dans le cadre du partenariat IEMN/STMicroelectronics.

Le manuscrit est articulé en quatre parties :

- le premier chapitre détaillera le type de système conçu en terme de modulation et de technique d'accès multiple. Nous y présenterons les différentes raisons qui ont motivées notre choix.
- Le chapitre deux est focalisé sur la conception des différentes fonctions nécessaires à la réalisation de l'émetteur. Nous y détaillerons alors les contraintes de chaque fonction et présenterons les performances obtenues soit en simulation soit en caractérisation.

- Sur une trame similaire, le chapitre trois est consacré à la conception et caractérisation des fonctions millimétriques du récepteur.
- Enfin le quatrième chapitre décrira dans un premier temps une étude système de la liaison sans fil et dans un second temps l'intégration de l'émetteur et du récepteur sur deux puces distinctes.





---

## **PREMIER CHAPITRE**

# **SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE A 60 GHZ**

---



## TABLE DES MATIERES

Table des Matières.....	21
Table des Illustrations.....	22
Liste des Tableaux.....	24
1. Introduction.....	26
1.1. Définition d'un signal Ultra large Bande.....	26
1.2. Capacité du canal de propagation.....	28
2. Etude des systèmes d'émission réception Ultra Large Bande dans la bande [3,1 - 10,6] GHz.....	31
2.1. Structure classique d'un émetteur récepteur.....	31
2.2. Modulation et accès multiples.....	32
2.2.1. Etude des systèmes IR-UWB et UWB-OFDM.....	32
3. Pourquoi s'orienter vers le 60 GHz pour un système de communications sans fil intra-bâtiment.....	45
3.1. Motivations pour le système de communication sans fil à 60 GHz.....	45
3.1.1. Propagation en espace libre.....	45
3.1.2. Miniaturisation des circuits.....	46
3.1.3. Bande passante.....	46
3.1.4. Allocation des bandes de fréquences autour de 60 GHz dans différents pays.....	47
3.2. Premiers prototypes de communication sans fil à 60 GHz.....	49
3.3. Prototypes en technologie Silicium.....	51
3.4. Prototypes en technologie III-V.....	52
3.5. Hautes intégrations de systèmes à 60 GHz.....	53
4. Solution retenue dans cette thèse.....	57
4.1. Architecture du système.....	57
4.2. Influence de la modulation et de la technique d'accès multiples sur le spectre du signal transmis.....	58
4.2.1. Représentations temporelle et spectrale de l'impulsion gaussienne.....	58
4.2.2. Influence de la modulation.....	60
4.2.3. Influence de l'accès multiple.....	61
4.3. Etude système de l'émetteur récepteur.....	63
Conclusion – Chapitre 1.....	65
Bibliographie – Chapitre 1.....	66

## TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 1.1 :	Schéma simplifié représentant un spectre bande étroite et large bande et définition du calcul de la largeur de bande .....	26
Figure 1.2 :	Gabarits définis par les organismes de réglementation de différents pays .....	27
Figure 1.3 :	Efficacité énergétique du canal en fonction de l'efficacité en bande passante .....	30
Figure 1.4 :	Schéma de principe du fonctionnement d'un émetteur.....	31
Figure 1.5 :	Schéma de principe du fonctionnement d'un récepteur.....	31
Figure 1.6 :	Modulation impulsionnelle (—) PPM - (—) PWM -(—) PAM .....	32
Figure 1.7 :	Représentation temporelle de l'impulsion gaussienne (—) et de ses dérivées (première (—) et seconde (—)).....	34
Figure 1.8 :	Représentation spectrale d'une impulsion gaussienne et de ses dérivées. Impulsion gaussienne (—) Monocycle de Rayleigh (—) Monocycle Gaussien (—) .....	35
Figure 1.9 :	Spectres des monocycles de Rayleigh (—) et Gaussien (—) transposés en fréquence.....	35
Figure 1.10 :	Formes temporelle (a) et spectrale (b) de la dérivée d'ordre cinq d'une impulsion gaussienne .....	36
Figure 1.11 :	Principe du modulateur et démodulateur OFDM.....	38
Figure 1.12 :	Représentation des différentes techniques d'accès multiples .....	39
Figure 1.13 :	Représentation fréquentielle et temporelle d'une émission IR-UWB ((—) dérivée première - (—) dérivée seconde d'une impulsion gaussienne).....	41
Figure 1.14 :	Représentation fréquentielle et temporelle d'une émission UWB-OFDM (14 porteuses de 528 MHz de bande passante chacune) .....	41
Figure 1.15 :	Bandes de fréquence allouées dans différents pays pour des systèmes de communication sans fil .....	47
Figure 1.16 :	Emetteur (a) et Récepteur (b) intégrés sur une filière III-V.....	54
Figure 1.17 :	Emetteur (a) et Récepteur (b) intégrés sur une filière Silicium .....	55
Figure 1.18 :	Intégration des circuits de Chalmers (a) et IBM (b) .....	55
Figure 1.19 :	Topologie de l'émetteur 60 GHz .....	57
Figure 1.20 :	Topologie du récepteur 60 GHz.....	58
Figure 1.21 :	Définition de la durée d'une impulsion.....	59
Figure 1.22 :	Représentation temporelle et spectrale d'une impulsion gaussienne de 3 GHz de bande passante transposée à 60,5 GHz.....	59

Figure 1.23 : Représentation spectrale de l’impulsion gaussienne à laquelle est appliquée la modulation PPM pour différentes valeurs de $\delta_{PPM}$ (268 ps (a) – 536 ps (b) et 1.072 ns (c)).....	60
Figure 1.24 : Transmission de données asynchrone (cas : 3 utilisateurs) où $T_f$ représente le time frame et $T_c$ le time chip .....	62
Figure 1.25 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) de l’impulsion gaussienne à laquelle est appliquée la modulation PPM et la technique d’accès multiple TH.....	62
Figure 1.26 : Atténuation du signal en fonction de la distance entre l’émetteur et le récepteur .....	64

## LISTE DES TABLEAUX

---

Tableau 1.1 : Comparaison d'un système IR-UWB et UWB-OFDM .....	44
Tableau 1.2 : Caractéristiques des systèmes de communications sans fil 60 GHz dans différents pays [19] .....	48
Tableau 1.3 : Comparaison entre les différents prototypes japonais [24] [25] [26] .....	50
Tableau 1.4 : Comparatif des deux systèmes 60 GHz les plus intégrés.....	54

## **PREMIER CHAPITRE : SYSTEMES ULTRA LARGE BANDE A 60 GHZ**

---

Le premier chapitre introduira la notion de système ULB et les intérêts qu'il présente, en terme de puissance de signal et de débit. A l'heure actuelle, les systèmes ULB étudiés fonctionnent dans la bande [3,1 – 10,6] GHz en raison du gabarit spectral proposé par l'organisme de normalisation des Etat-Unis, puis par d'autre pays. Cependant, l'organisme n'imposait pas le type d'émission, à savoir impulsionnelle, ou multiporteuses. Il existe donc deux orientations distinctes pour l'émission des signaux ULB. Ces deux méthodes feront l'objet d'une étude et nous présenterons les avantages et inconvénients de chacune d'entre elles qui nous ont permis d'orienter notre choix. Comme présenté dans l'introduction générale, il existe un nombre croissant de système émettant dans la bande de fréquence proposée pour l'émission de signaux ULB. Il devient difficile d'y intégrer de nouveaux systèmes sans altérer la qualité de la transmission. La transposition du signal en gamme millimétrique permettrait de s'affranchir de ce problème. Une bande de fréquence a donc été allouée pour transmettre des signaux ULB autour de 60 GHz. Nous présenterons l'intérêt de cette transposition du signal ainsi que les premiers prototypes d'émetteur récepteur ULB conçus. Enfin nous définirons les différentes spécifications des blocs nécessaires à la réalisation du système.

# 1. Introduction

## 1.1. Définition d'un signal Ultra large Bande

Les techniques dites large bande datent des années 60, utilisées lors d'expérimentations sur l'électromagnétisme et les réponses impulsionnelles de certaines classes de réseaux sans fils. Cependant l'acronyme anglais *UWB (Ultra Wideband)* n'est apparu qu'au cours des années 80 alors que l'utilisation de cette technique date des années 70 et qu'un brevet est déjà posé depuis 1973 par G.F. Ross [1].

Les Etats-Unis font examiner la possibilité d'utiliser de l'ultra large bande en août 1998 [2]. Suite aux commentaires de divers industriels, la FCC (Federal Communications Commission) a émis un avis de proposition de réglementation [3]. Dans cet avis, publié en 2000, la FCC reconnaît les capacités intéressantes de l'ultra large bande pour des applications futures. Enfin en avril 2002 [4], cette commission :

1. définit les critères d'un signal ultra large bande :

$$BP \geq 500 \text{ MHz} \quad \text{ou} \quad 2 \frac{f_H - f_L}{f_H + f_L} \geq 20\% \quad (1.1)$$

- Avec :
- $BP$ , la bande passante définie à -10 dB de la puissance maximale émise
  - $f_H$ , la fréquence supérieure de la bande passante
  - $f_L$ , la fréquence inférieure de la bande passante

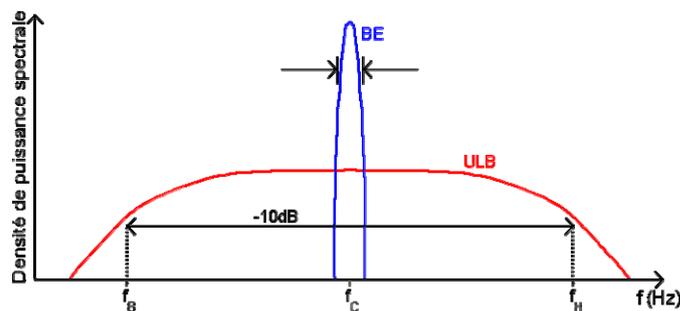


Figure 1.1 : Schéma simplifié représentant un spectre bande étroite et large bande et définition du calcul de la largeur de bande

2. autorise l'utilisation de la bande de fréquence [3,1 – 10,6] GHz pour le développement d'applications commerciales civiles en définissant le gabarit de la puissance isotrope rayonnée équivalente.

Suite à cet avis, l'Europe a également défini un gabarit d'émission pour les communications sans fil Ultra Large Bande dans la bande [3,1 - 10,6] GHz. Les pré-requis en terme de puissance d'émission, déterminés par l'Electronic Communications Committee, sont présentés dans le rapport [5]. L'allocation de cette bande de fréquence n'a pas été sans concession. Une large bande de fréquence a été attribuée, en contrepartie la puissance d'émission du signal est faible. De plus contrairement aux Etats-Unis où la puissance d'émission maximale est constante sur toute la bande, en Europe cette bande a été divisée en plusieurs sous-parties allouant à chacune une puissance d'émission maximale et ceci afin de ne pas perturber les systèmes préexistants sur le marché de la communication sans fil. Cette réglementation permet aux systèmes placés sur le marché avant le 31 décembre 2010 de bénéficier de deux bandes de fréquence [4,2 - 4,8] GHz et [6 - 8,5] GHz avec une puissance d'émission à  $-41,3$  dBm/MHz.

Les gabarits de la puissance isotrope rayonnée équivalente (PIRE) sont présentés sur la figure 1.2. Ces gabarits ne concernent que les Etats-Unis et l'Europe.

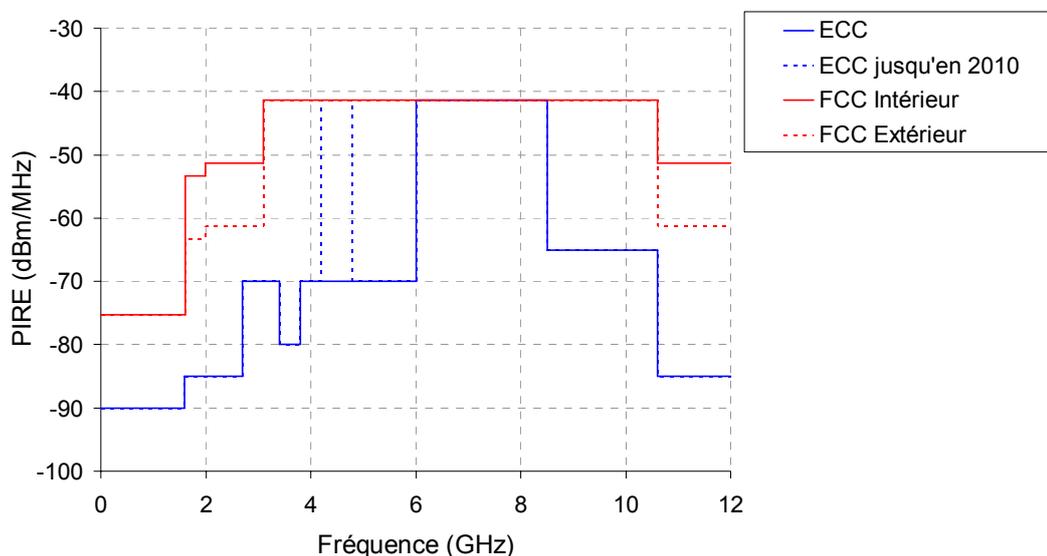


Figure 1.2 : Gabarits définis par les organismes de réglementation de différents pays

Depuis la définition de ces gabarits de puissance, les applications ultra large bande visées se précisent. Nous distinguons alors deux grands types d'application :

1. Très haut débit / courte portée

Les applications visées sont typiquement l'USB (Universal Serial Bus) sans fil. Actuellement l'USB est une norme permettant de connecter (via un câble) des périphériques informatiques à un ordinateur. L'ULB permet de réaliser ce même type de connexion avec des débits équivalents mais sans fil. La norme définissant ces types d'application a été fixée en décembre 2005 par l'ECMA (European Computer Manufacturers Association). Une seconde édition de ce standard ECMA-368 a été publiée en décembre 2007 [6].

2. Bas débit / longue portée

Les applications visées sont de type réseau de capteurs, traçabilité de biens ou suivi de personnes. La norme concernant ce type d'application a été publiée en août 2007 [7].

L'intérêt majeur de l'Ultra Large Bande réside dans la bande passante disponible pour l'émission du signal. Dans les paragraphes qui suivent, nous présenterons plus en détail l'influence de ce paramètre sur la propagation du signal.

## 1.2. Capacité du canal de propagation

Les travaux de Shannon datant de 1948 [8] permettent d'évaluer le débit maximum d'information transmissible lorsque le canal de propagation est soumis à un bruit blanc en fonction de la bande passante  $B$  du signal et de son rapport signal à bruit  $S/N$ . Ce débit maximal définit alors la capacité du canal,  $C$  exprimée en (bit/s).

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.2)$$

L'équation 1.2 montre que la capacité du canal de propagation augmente avec la bande passante du signal. Ainsi pour le même rapport signal à bruit, les systèmes ULB permettent d'atteindre un débit binaire plus important qu'un système bande étroite. et ce de manière plus importante qu'avec le rapport signal à bruit. Ceci constitue un intérêt majeur pour les systèmes ultra large bande.

Lors d'une transmission, il faut également tenir compte de l'énergie moyenne par bit d'information,  $E_b$ , définie par l'équation (1.3).

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_S}{N_0 R} \quad (1.3)$$

Le rapport signal à bruit dans un canal est défini par l'équation (1.4).

$$\frac{S}{N} = \frac{P_S}{N_0 BP} \quad (1.4)$$

- Avec
- BP, la bande passante du canal (Hz)
  - $P_S$ , la puissance du signal reçu (watts)
  - $N_0$ , le bruit blanc de la densité spectrale de puissance (W/Hz)

Dans le cas d'un canal réel, le taux d'émission ( $R$ ) maximal est au mieux égal à la capacité du canal sinon il est inférieur à ce dernier. En se plaçant dans le cas idéal du débit maximal d'émission, nous pouvons définir l'équivalence (1.5).

$$C = R \quad (1.5)$$

Ce cas idéal, nous permet de définir deux paramètres :

- l'efficacité énergétique du canal, définie à partir des équations (1.2),(1.3),(1.4) et (1.5).

Cette efficacité est définie par la relation (1.6).

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S/N}{\log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right)} \quad (1.6)$$

L'équation 1.6 montre qu'il existe une valeur minimale du rapport  $E_b/N_0$  en dessous de laquelle l'information ne peut être transmise sans erreur au travers d'un canal de propagation. En effet lorsque le rapport  $S/N$  tend vers zéro, le rapport  $E_b/N_0$  tend vers 0,69.

- l'efficacité en bande passante, définie à partir des équations (1.2) et (1.5).

Cette efficacité est définie par la relation (1.7).

$$\frac{B}{R} = \frac{1}{\log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right)} \quad (1.7)$$

L'équation (1.7) montre que l'efficacité en bande passante est directement liée au rapport  $S/N$ .

L'efficacité énergétique du canal est tracée en fonction de l'efficacité en bande passante sur le graphe de la figure 1.3.

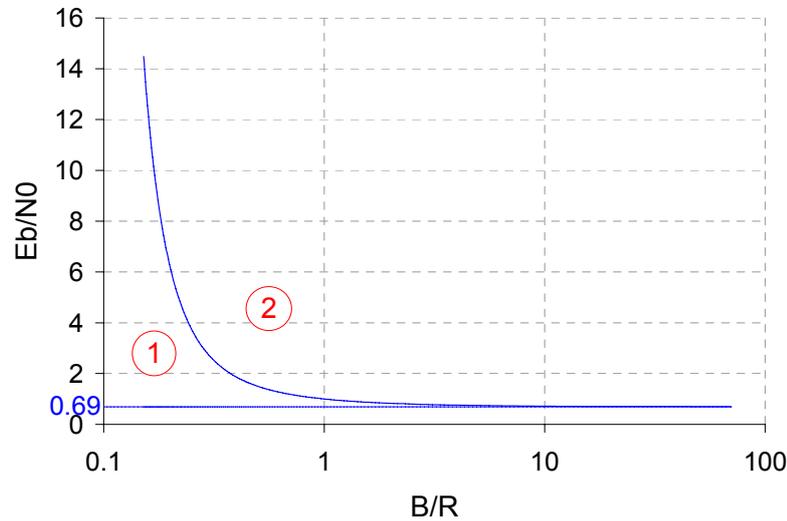


Figure 1.3 : Efficacité énergétique du canal en fonction de l'efficacité en bande passante

La figure 1.3 décrit la frontière entre l'efficacité énergétique et l'efficacité en bande passante pour des systèmes réalisables ou non. Ainsi aucun système de communication réel ne peut se situer dans la zone 1 représentée sur la figure 1.3. Et plus le couple efficacité énergétique, efficacité en bande passante est proche de la courbe bleue, meilleur est le compromis énergie / bande passante du système.

## 2. Etude des systèmes d’émission réception Ultra Large Bande dans la bande [3,1 - 10,6] GHz

### 2.1. Structure classique d’un émetteur récepteur

Un émetteur est généralement composé d’un modulateur et d’un amplificateur. La figure 1.4 décrit une topologie typique d’émetteur. Les données sont modulées puis amplifiées afin de fournir un niveau suffisant en sortie de la chaîne d’émission.

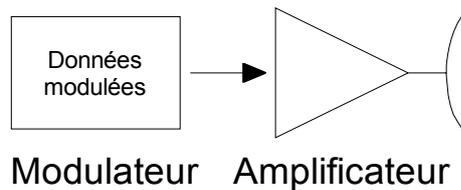


Figure 1.4 : Schéma de principe du fonctionnement d’un émetteur

Le signal obtenu en sortie du canal de propagation est atténué, déphasé, retardé et modifié par un bruit par rapport au signal en sortie de la chaîne d’émission. Le récepteur (figure 1.5) doit démoduler ce signal afin de décider si la donnée transmise est un « 0 » ou un « 1 ». Pour cela, il est d’abord nécessaire d’amplifier le signal en ajoutant le moins de bruit possible, d’où la présence d’un amplificateur faible bruit en entrée de la chaîne de réception. Le démodulateur permet ensuite de transposer le signal en bande de base afin de réaliser le traitement des données en basse fréquence. Intervient ensuite le circuit de décision qui permet de synchroniser les données reçues et ensuite de décider du poids de la donnée.

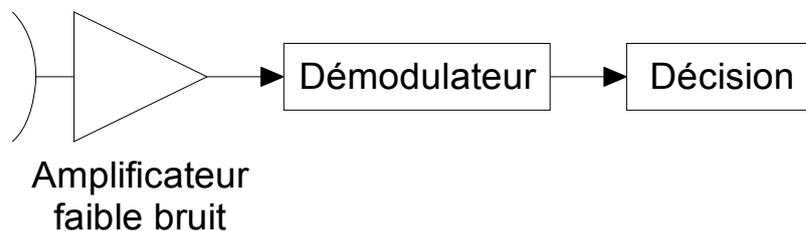


Figure 1.5 : Schéma de principe du fonctionnement d’un récepteur

Ce paragraphe met donc en évidence l’importance du type de modulation. Le paragraphe suivant présente les modulations applicables aux systèmes ultra large bande.

## 2.2. Modulation et accès multiples

Au début de l'ultra large bande, ce sont des systèmes impulsionnels qui ont été présentés [9]. Suite à l'allocation aux Etats-Unis de la bande de fréquence [3,1-10,6] GHz, deux orientations différentes étaient proposées pour un système ultra large bande, l'*IR-UWB (Impulse Radio Ultra WideBand)* et l'*UWB-OFDM (Ultra WideBand Orthogonal Frequency Division Multiplex)*. Il est donc important d'étudier ces deux types d'émission, tout en ayant à l'esprit que l'application visée fonctionne autour de 60 GHz.

### 2.2.1. Etude des systèmes *IR-UWB* et *UWB-OFDM*

#### 2.2.1.1. Systèmes *IR-UWB*

##### a. Différents types de modulation

Les différentes modulations applicables aux systèmes impulsionnels sont présentées figure 1.6.

On distingue :

- Modulation *PPM (Pulse position Modulation)* Modulation par position d'impulsion
- Modulation *PWM (Pulse Width Modulation)* Modulation par largeur d'impulsion
- Modulation *PAM (Pulse Amplitude Modulation)* Modulation de l'amplitude de l'impulsion

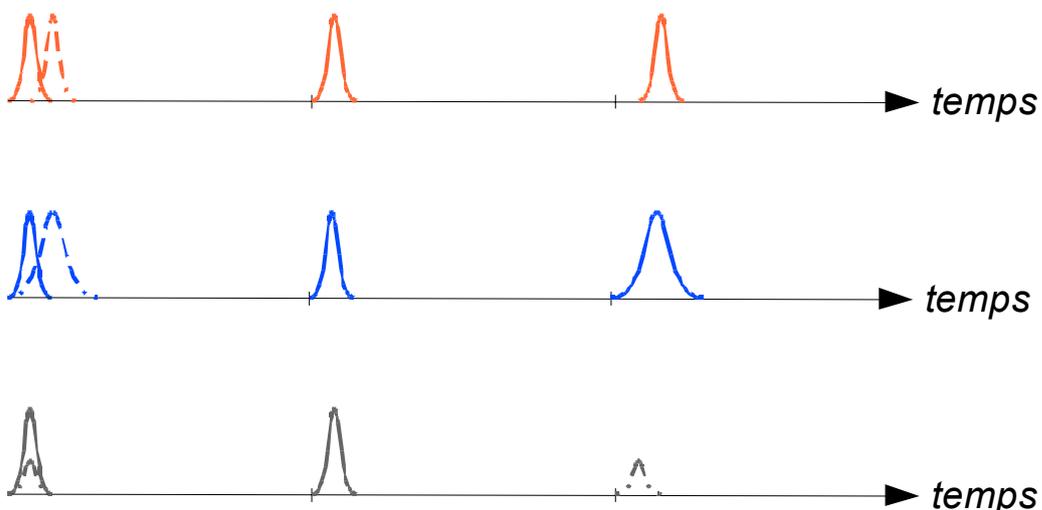


Figure 1.6 : Modulation impulsionnelle (—) PPM - (—) PWM - (—) PAM

La modulation par largeur d'impulsion a un impact important sur la densité spectrale de puissance et n'est donc pas adéquate pour notre système.

La principale difficulté de la modulation d'amplitude est de déterminer la présence ou non de donnée à démoduler en raison des potentiels échos de l'impulsion originelle. La modulation d'amplitude nécessite donc une démodulation cohérente. Ceci induit une complexité du récepteur, puisqu'il est alors nécessaire de synchroniser les différents utilisateurs entre eux.

La modulation par position d'impulsion est ainsi retenue en raison de la simplicité du récepteur. En réception, il est possible d'utiliser un détecteur d'énergie et la décision concernant la polarité de l'information transmise est plus simple à mettre en œuvre que pour une modulation par largeur d'impulsion. C'est également la solution majoritairement retenue lors des études sur les systèmes ultra large bande.

### *b. Forme impulsionnelle*

L'impulsion gaussienne est très utilisée dans les systèmes ultra large bande. Cette impulsion ou plus exactement ses dérivées s'adaptent au gabarit défini par la FCC. L'expression analytique de cette impulsion gaussienne est la suivante :

$$s(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.8)$$

Avec -  $A$ , l'amplitude du signal  
 -  $\sigma^2$ , la variance.

La norme américaine impose l'étalement du spectre sur 7,5 GHz autour de 6,85 GHz. Les antennes sont donc de grandes tailles mais également large bande (deux octaves).

La forme du signal transmis est de type gaussien pour adapter le spectre du signal à la bande de 7,5 GHz. Compte tenu de la dérivation des antennes large bande, l'émetteur générera des impulsions gaussiennes qui se propageront ensuite dans le canal sous la forme de dérivée première et enfin seront reçues par le récepteur sous la forme de dérivée seconde.

Les dérivées première et seconde de cette impulsion sont très présentes dans la littérature [10]. Elles sont appelées monocycle de Rayleigh (dérivée première), équation (1.9), et monocycle Gaussien (dérivée seconde), équation (1.10). Leurs expressions se déduisent de (1.8) :

$$s_R(t) = -\frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} t \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \quad (1.9)$$

$$s_G(t) = \frac{A}{\sqrt{2\pi\sigma^3}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\sigma^2}\right) \left(\frac{t^2}{\sigma^2} - 1\right) \quad (1.10)$$

Les représentations temporelles de ces fonctions (équations (1.9) et (1.10) ) sont décrites figure 1.7.

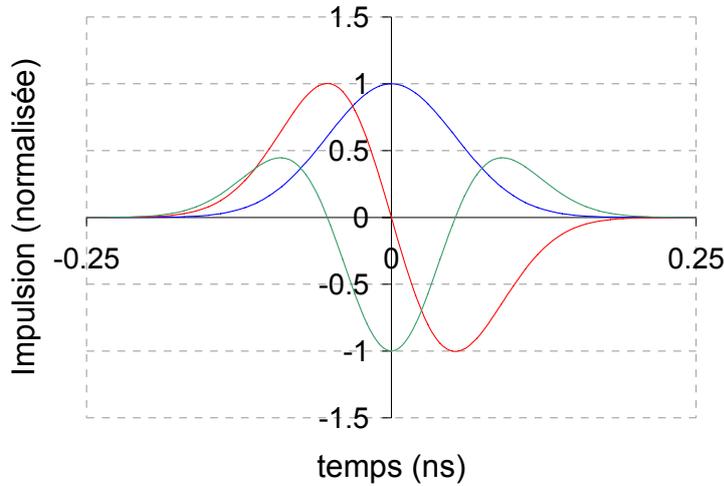


Figure 1.7 : Représentation temporelle de l'impulsion gaussienne (—) et de ses dérivées (première (—) et seconde (—))

Afin de vérifier que le signal transmis réponde au gabarit fixé par la norme, il faut définir les équations (1.11), (1.12) et (1.13) régissant les spectres de l'impulsion gaussienne et de ses dérivées.

Equation du spectre de l'impulsion gaussienne :

$$S(f) = A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.11)$$

Equation du spectre du monocycle de Rayleigh :

$$S_R(f) = 2i\pi f A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.12)$$

Equation du spectre du monocycle Gaussien :

$$S_G(f) = (2i\pi f)^2 A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.13)$$

Ces différents spectres sont représentés figure 1.8.

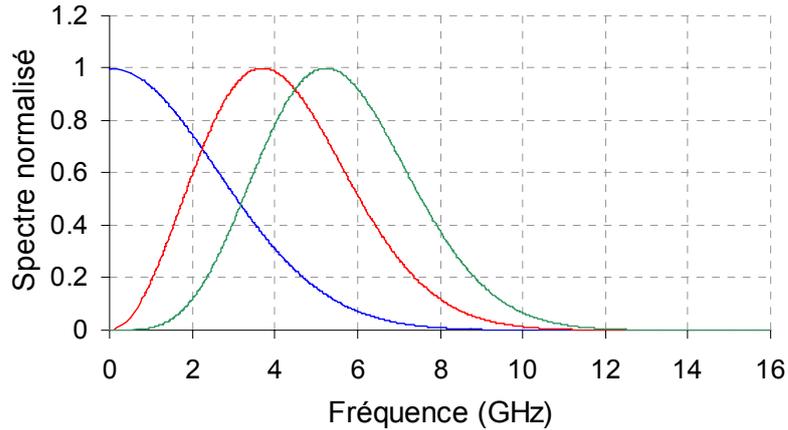


Figure 1.8 : Représentation spectrale d'une impulsion gaussienne et de ses dérivées.  
 Impulsion gaussienne (—) Monocycle de Rayleigh (—) Monocycle Gaussien (—)

Les spectres des monocycles de Rayleigh et Gaussien décrits figure 1.9a mettent en évidence leur incompatibilité avec les contraintes fixées par le masque de la FCC. L'idée est donc de décaler en fréquence les spectres (décrit figure 1.9b)

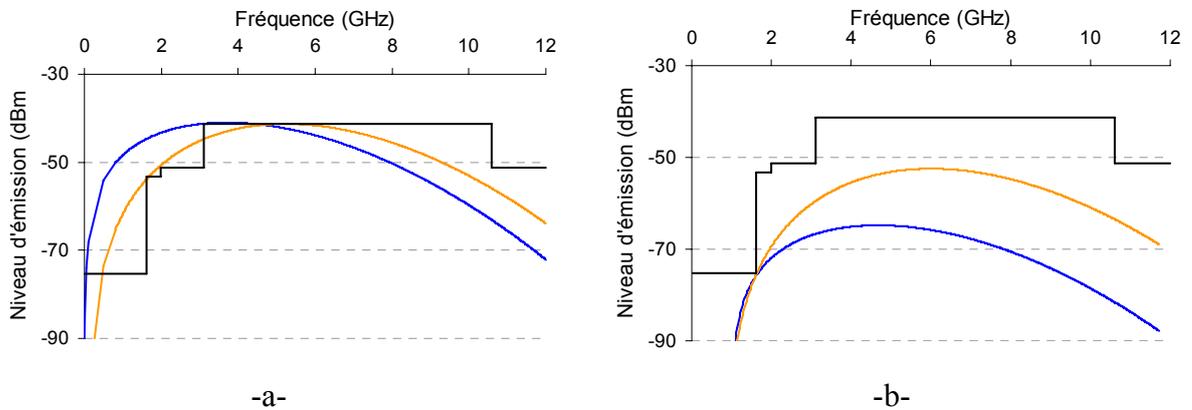


Figure 1.9 : Spectres des monocycles de Rayleigh (—) et Gaussien (—) transposés en fréquence

Les monocycles de Rayleigh et Gaussien ont un spectre plat qui est adapté au gabarit défini par la FCC lorsqu'ils sont décalés en fréquence. Afin de répondre aux critères de puissance, il serait nécessaire de diminuer l'amplitude des monocycles. Cette option engendrerait une très faible puissance transmise et les possibilités proposées par le gabarit ne seraient pas utilisées. Une dérivée supérieure de l'impulsion gaussienne permet de répondre de manière plus optimale au gabarit. Les différents ordres des dérivées de l'impulsion gaussienne sont décrits équation (1.14) ainsi que leur spectre associé (équation (1.15)).

$$s_n(t) = \left( -\frac{n-1}{\sigma^2} \right) s_{n-2}(t) - \frac{t}{\sigma^2} s_{n-1}(t) \quad (1.14)$$

$$S_n(f) = (2i\pi f)^n A \exp(-2(\sigma\pi f)^2) \quad (1.15)$$

Plus précisément, la dérivée d’ordre cinq de l’impulsion permet de répondre aux contraintes fixées par la FCC pour les applications ultra large bande intra-bâtiment. Les représentations temporelle et spectrale de cette dérivée sont détaillées figure 1.10.

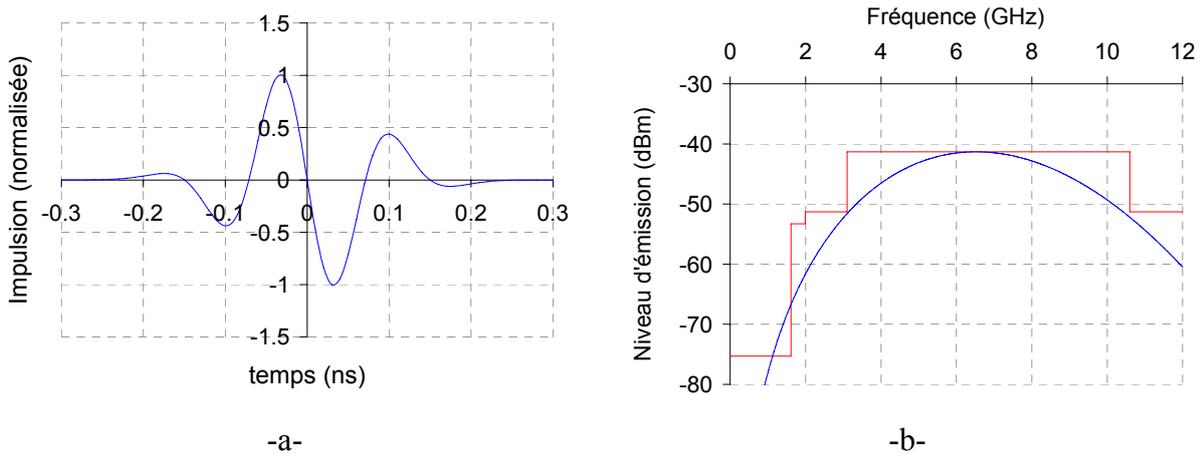


Figure 1.10 : Formes temporelle (a) et spectrale (b) de la dérivée d’ordre cinq d’une impulsion gaussienne

La figure 1.10 montre que la représentation spectrale de cette dérivée répond aux critères du gabarit dans la bande [3,1 - 10,6] GHz. Cependant en plus basse fréquence, nous remarquons une incompatibilité entre le gabarit défini par la FCC et cette dérivée. Plusieurs solutions sont alors envisageables :

- filtrer le signal à 1,6 GHz ;
- optimiser l’impulsion gaussienne en réalisant une combinaison linéaire de différentes dérivées d’impulsions gaussiennes.

### 2.2.1.2. Systèmes UWB-OFDM

Le principe d’une transmission de type *UWB-OFDM* consiste à diviser le signal  $d(n)$  transmis sur  $N$  bandes de fréquence, également appelé canaux. Les trains de données sont alors non plus transmis au rythme de  $1/T_s$  mais à un rythme plus lent de  $1/NT_s$ ,  $T_s$  étant la durée d’un symbole.

Chaque train de données module une porteuse  $f_s$  qui lui est propre.

Au niveau de la réception,  $N$  démodulations sont effectuées, chacune étant adaptée à une porteuse. Le train de données  $d(n)$  est alors restitué en associant en série les différents trains de données  $d_i(n)$ .

Il existe différents types de modulation multi porteuses, tel que :

- *OFDM* : *Orthogonal Frequency Division Multiplex* (application : WiFi, WiMax, HiperLAN)
- *COFDM* : *Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex* (application : Télévision Numérique Terrestre)
- *DMT* : *Discrete Multi Tone* (application : ADSL)

Dans le cas d'une communication sans fil, la modulation *OFDM* est actuellement la plus répandue parmi les différents types de modulation multi porteuses. L'intérêt de cette modulation est basé sur l'orthogonalité des porteuses. Ces dernières peuvent alors se chevaucher sans pour autant interférer entre elles. Ceci permet d'augmenter le nombre de canaux puisque les porteuses sont les plus proches possibles.

Un autre intérêt, qui est sans doute le plus important, concerne l'efficacité spectrale. Celle-ci caractérise le débit maximum que peut atteindre un système dans une largeur de canal minimum. L'augmentation et l'optimisation de l'efficacité spectrale sont obtenues par le biais de l'orthogonalité des porteuses, ce qui aura une incidence directe sur le débit.

Si l'on considère un signal ayant une forme rectangulaire,

$$s(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t \in [0, T_s[ \\ 0 & \text{si } t \notin [0, T_s[ \end{cases} \quad (1.16)$$

le spectre d'une porteuse  $k$  a pour équation :

$$S_k(f) = T_s \operatorname{sinc}(\pi(f - f_k)T_s) e^{-i\pi(f - f_k)T_s} \quad (1.17)$$

Avec  $f_k$ , la fréquence de la porteuse

Ce spectre s'annule donc lorsque la fréquence respecte le critère

$$f = f_k \pm \frac{\alpha}{T_s}, \quad \alpha \in \mathbb{N}^+$$

L'espacement entre deux porteuses permettant d'obtenir des porteuses orthogonales peut alors être de  $\frac{1}{T_s}$ . La représentation spectrale de la modulation *OFDM* est présentée figure 1.14.

L'OFDM transforme un canal sélectif en fréquence en plusieurs sous canaux non sélectifs en fréquence. Cette opération s'effectue à l'aide d'une transformée de Fourier inverse. Les différentes fonctions à réaliser pour mettre en œuvre cette modulation sont présentées figure 1.11. Ainsi le train de données à l'origine en série est converti en un train de données parallèle. Ce train est ensuite codé, souvent à l'aide d'une modulation d'amplitude en quadrature. Le module de transformée de Fourier inverse permet ensuite d'attribuer une porteuse au train de données. Avant d'être transmis, les différentes porteuses doivent être reconverties en série.

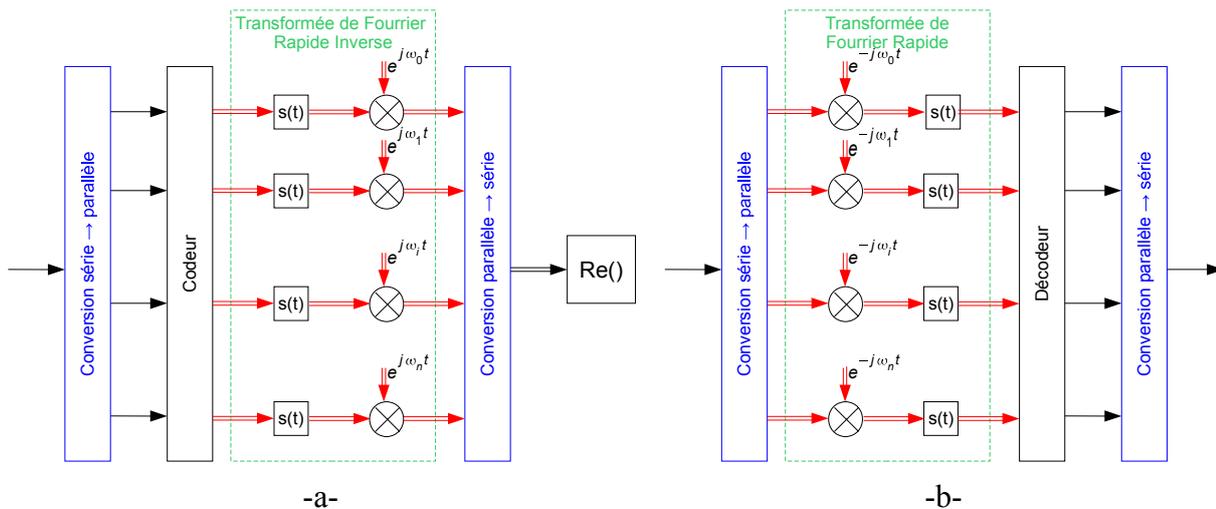


Figure 1.11 : Principe du modulateur et démodulateur OFDM

En réception, après une conversion série / parallèle des données, le signal est démodulé à l'aide d'une transformée de Fourier : le signal obtenu est alors tout simplement filtré par la fonction de transfert du canal ; c'est-à-dire, chaque composante du signal est multipliée par un coefficient correspondant au gain fréquentiel du canal. Ensuite le décodeur permet de déterminer la polarité de l'information transmise. Enfin les différentes données traitées sur des voies parallèles sont converties en série.

Après avoir présenté les deux approches de système Ultra Large Bande, il faut comparer ses deux méthodes afin de déterminer la solution la plus adaptée pour la réalisation de l'émetteur récepteur Ultra Large Bande.

### 2.2.1.3. Techniques d'accès multiples

Plusieurs utilisateurs peuvent émettre pendant un même laps de temps. Afin qu'il n'y ait pas d'interférence entre ces différents utilisateurs, il faut intégrer au système une technique d'accès multiples par étalement de spectre. Celui-ci permet également d'obtenir une bonne efficacité spectrale, une dégradation douce de la qualité combinée à une augmentation du nombre d'utilisateurs.

Les techniques d'accès multiples consistent à allouer une partie de la ressource à des utilisateurs pour la durée de leur communication. Il existe trois types de technique d'accès multiples :

- Accès multiple *FDMA* (*Frequency Division Multiple Access*) – Répartition fréquentielle (figure 1.12a)
- Accès multiple *TDMA* (*Time Division Multiple Access*) – Répartition temporelle (figure 1.12b)
- Accès multiple *CDMA* (*Code Division Multiple Access*) – Répartition par code (figure 1.12c)

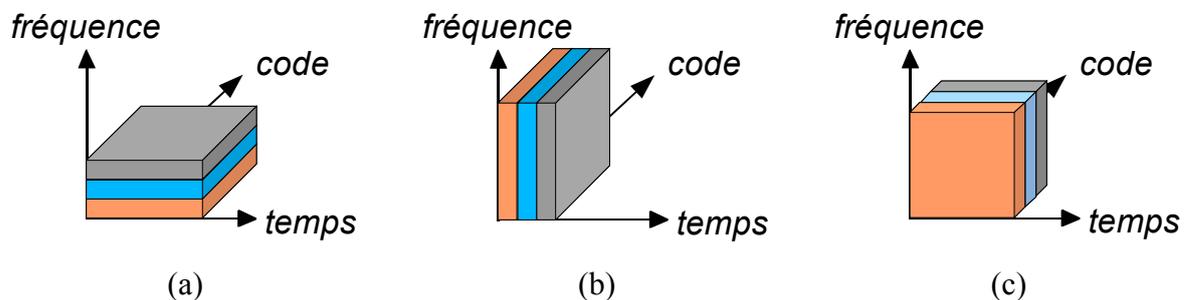


Figure 1.12 : Représentation des différentes techniques d'accès multiples

La technique d'accès multiples à répartition fréquentielle (AMRF – *FDMA*) est la plus répandue dans les systèmes de communications sans fil. Une fréquence est allouée à chaque utilisateur. Le récepteur peut alors distinguer chaque utilisateur en ne considérant que la fréquence attribuée.

Cette technique d'étalement de spectre n'est pas adaptée au système ultra large bande. En effet la bande passante réelle de chaque utilisateur est  $N$  fois moins large ( $N$  étant le nombre d'utilisateurs), ce qui influe directement sur le débit de la communication [11]. Un des intérêts des systèmes ultra large bande réside dans le débit.

Lors d'une transmission utilisant la technique d'accès multiples à répartition temporelle (AMRT – TDMA), les différents utilisateurs se partagent le canal de propagation dans le temps. Le temps est donc découpé en plusieurs intervalles réguliers et les utilisateurs n'émettent pas leurs données en continu mais seulement tous les  $N$  intervalles de temps (de manière périodique). Le récepteur écoute uniquement durant un intervalle de temps précis défini par la périodicité de l'utilisateur. Cette technique d'accès multiples nécessite une synchronisation des utilisateurs [12].

Le dernier type d'accès multiple est la répartition par code (AMRC – CDMA). Cette technique est la plus récente. Cette idée a été introduite par Shannon en 1949, mais ce n'est qu'en 1952 qu'elle donne lieu à une publication [13]. Elle a été développée dans les années 80 pour les communications par satellites. Les utilisateurs émettent alors en continu sur toute la bande de fréquence disponible. Si deux utilisateurs émettent simultanément, ils seront vus l'un par rapport à l'autre comme un bruit large bande et n'interféreront donc pas entre eux.

Un code est attribué de manière pseudo aléatoire à chaque utilisateur. Cette clé est codée sur une durée  $T_f$  (*time frame*) et divisée en  $nT_c$  (*time chip*).  $n$  définit le facteur d'étalement. Les différents codes doivent être orthogonaux sinon la réception ne pourrait se faire puisque des données seraient susceptibles d'être émises sur le même intervalle de temps. La technique d'étalement de spectre fréquemment associée à l'AMRC est de type saut temporel (*TH : Time Hopping*).

## 2.2.2. Comparaison des deux techniques de transmission

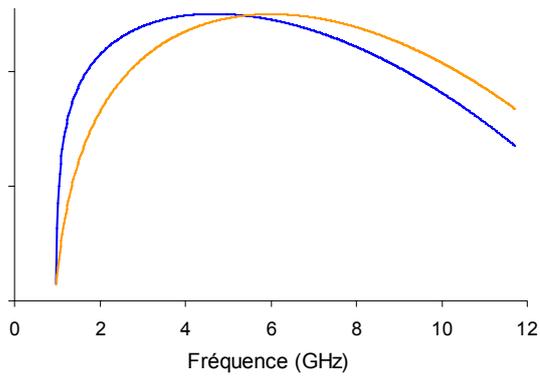
Après avoir décrit brièvement les deux techniques de transmission pour réaliser une transmission Ultra Large Bande, nous proposons maintenant de réaliser une comparaison de ces deux techniques sur les paramètres systèmes suivants :

- occupation spectrale ;
- bruit de phase des oscillateurs locaux ;
- non linéarité ;
- multi trajets.

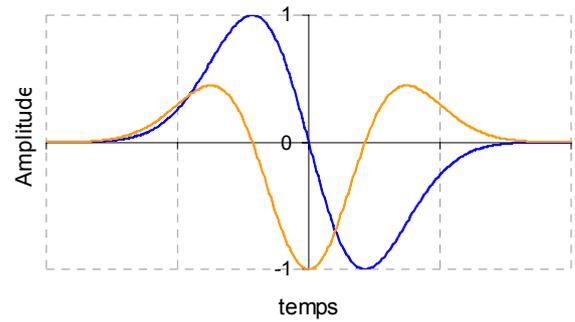
### 2.2.2.1. Occupation spectrale

Une comparaison des spectres entre un système *IR-UWB* (figure 1.13) et un système *UWB-OFDM* (figure 1.14) permet d'observer la différence d'occupation spectrale et de

conclure sur la modulation qui respecte au mieux le gabarit fréquentiel défini par les organismes de normalisation.

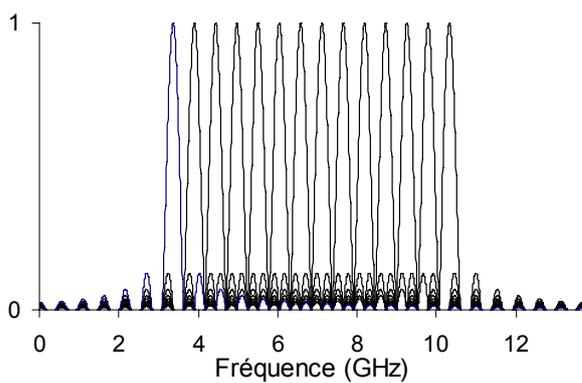


Représentation fréquentielle

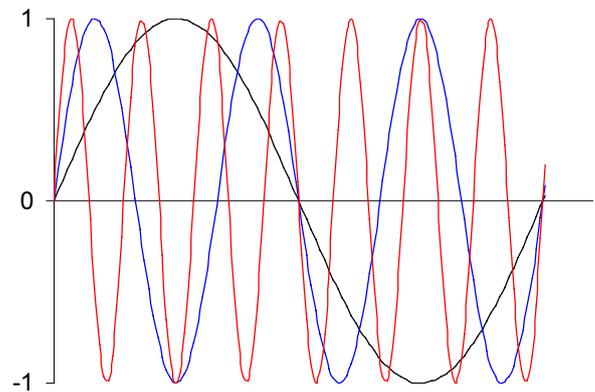


Représentation temporelle

Figure 1.13 : Représentation fréquentielle et temporelle d'une émission IR-UWB ((—) dérivée première - (—) dérivée seconde d'une impulsion gaussienne)



Représentation fréquentielle



Représentation temporelle  
Porteuse 2 (—) – 4 (—) – 8 (—)

Figure 1.14 : Représentation fréquentielle et temporelle d'une émission UWB-OFDM (14 porteuses de 528 MHz de bande passante chacune)

La figure 1.13 montre que le spectre d'un signal impulsionnel est fortement dépendant du choix du type d'impulsion.

La figure 1.14 montre que les systèmes *OFDM* permettent plus facilement de s'adapter à un gabarit spectral. Il suffit en effet de modifier le nombre et le niveau des différentes porteuses. L'occupation spectrale d'un signal *OFDM* est donc plus paramétrable.

### 2.2.2.2. Bruit de phase des oscillateurs

Un système *IR-UWB* en modulation non cohérente de type *PPM* est peu sensible aux bruits de phase des oscillateurs locaux du système. Par contre, le bruit de phase des oscillateurs entraîne la perte de l'orthogonalité entre les différentes porteuses du signal *OFDM*. Ceci crée des interférences entre les symboles transmis ainsi qu'entre les porteuses puisque ces dernières se chevauchent [14]. L'influence du bruit de phase a également été étudiée dans [15]. L'application finale visée par ces travaux est d'émettre un signal en gamme millimétrique. Cependant l'impact du bruit de phase est d'autant plus important si le système fonctionne dans ces gammes de fréquence. Les travaux décrits dans [15] montrent également que les systèmes multi porteuses sont fortement sensibles au bruit de phase des oscillateurs locaux.

Ce bruit de phase a également un impact sur le taux d'erreur par bit. La dégradation de ce dernier est définie comme l'augmentation du rapport signal à bruit (*SNR*). Il est en effet nécessaire de compenser la baisse du *SNR* causée par le bruit de phase en augmentant le *SNR* en entrée du circuit de décision.

Pour pallier à ce problème, il est possible d'ajouter un intervalle de garde. Ceci consiste à ajouter un espace entre les porteuses *OFDM* ayant une durée supérieure à l'étalement des retards. Au niveau de la réception, cet intervalle est supprimé ce qui permet de retrouver l'orthogonalité entre les porteuses. Cette méthode présente tout de même un inconvénient. En effet l'énergie contenue dans l'intervalle de garde n'est pas exploitée.

### 2.2.2.3. Problème du PAPR (Peak to Average Power Ratio ) élevé de l'OFDM

Un inconvénient majeur de la modulation *OFDM* est lié à l'écart important entre la valeur pic et la valeur moyenne de la puissance du signal à transmettre, le *PAPR*. Le signal émis a une densité de probabilité tendant vers une loi gaussienne, ceci peut créer un signal émis d'amplitude élevée. Pour ce type de modulation, le *PAPR* est défini par l'expression suivante :

$$PAPR = \frac{\left(x_k^2\right)}{E\left[x_k^2\right]} \text{ avec } 1 \leq k \leq N \quad (1.18)$$

- Avec
- $N$ , le nombre de porteuses
  - $x_k$ , le symbole *OFDM* de la  $k^{\text{ième}}$  porteuse dans le domaine temporel
  - $E[.]$ , l'espérance

Un *PAPR* élevé n'est pas souhaité puisqu'il nécessiterait des convertisseurs ayant une dynamique importante.

Ces pics élevés ont également un impact sur le facteur de crête (défini par l'équation 1.19):

$$CF = \frac{|s(t)|_{peak}}{s_{rms}} \quad (1.19)$$

Un important facteur de crête est gênant si le signal est appliqué à une fonction non linéaire. Dans la majeure partie des chaînes d'émission, seul l'amplificateur de sortie situé avant la sortie est parfois utilisé dans sa zone non linéaire. Si l'amplificateur est utilisé dans sa zone de non linéarité, il en résultera des distorsions ainsi qu'un étalement du spectre.

La puissance souhaitée en sortie de l'amplificateur doit être supérieure à 10 dBm, la raison de cette valeur sera détaillée dans la suite de ce chapitre. La technologie silicium utilisée au cours de cette thèse ne permet pas de se placer dans la zone linéaire de l'amplificateur de puissance, il apparaît donc difficile de réaliser un système utilisant une modulation de type *OFDM*.

#### **2.2.2.4. Multi trajets**

L'environnement de propagation intra-bâtiment du signal présente des obstacles. Ainsi durant la transmission du signal dans le canal, il subit de nombreuses réflexions. Ces dernières sont à l'origine du canal à trajets multiples. Le récepteur reçoit alors de nombreux échos du signal originel, celui-ci est dans ce cas plus ou moins atténué, déphasé et/ou retardé. Dans le domaine temporel, les différents signaux résultants des trajets multiples vont s'additionner ou se retrancher et ainsi créer des interférences constructrices ou destructrices. Les interférences destructrices peuvent conduire à la perte de la donnée transmise. Il est donc indispensable de limiter l'effet de ces trajets « parasites ».

L'impact des trajets multiples sur les systèmes impulsionsnels et multi porteuses est le suivant :

- Impulsionnel : les impulsions transmises sont de très courtes durées (moins de 1 ns). Il y a statistiquement peu de chance de collision entre le signal issu du chemin direct et les échos provenant des différents trajets empruntés par ce même signal ;
- *OFDM* : l'information étant répartie sur de nombreuses porteuses, ceci a pour impact de créer des sous-canaux de faible bande passante pour lesquels la réponse fréquentielle peut être considérée comme constante sur toute la bande. La largeur de bande du signal transmis est alors inférieure à la bande de cohérence. Le canal n'est alors pas sélectif en fréquence et l'amplitude du signal ne sera pas affectée.

Nous récapitulons dans le tableau 1.1, les points forts et les points faibles des deux techniques de transmission ULB.

	<i>IR-UWB</i>	<i>UWB-OFDM</i>
Occupation spectrale	-	+
Bruit de phase des oscillateurs	+++	--
PAPR	++	--
Multi trajets	+	+

Tableau 1.1 : Comparaison d’un système *IR-UWB* et *UWB-OFDM*

En gamme millimétrique les conceptions d’oscillateurs locaux à faible bruit de phase et d’amplificateurs possédant un niveau de puissance en sortie acceptable pour un système de communication intra-bâtiment (cf [16]) sans être en saturation sont très délicates à réaliser. C’est pour ces principales raisons que notre choix s’est orienté vers la conception d’un système de communication ultra large bande en technique *IR-UWB*, puisque l’objectif de ce travail est la validation d’un système de communication 60 GHz en technologie SiGe faible coût.

Concernant l’accès multiple, nous avons opté pour le *CDMA* puisque les deux autres techniques d’accès multiple sont limitées en terme d’utilisateurs.

Ainsi, le système de communications sans fil étudié dans la suite de ce manuscrit est de type impulsionnel utilisant l’accès multiple de type *Time Hopping CDMA* et la modulation par position de l’impulsion.

### 3. Pourquoi s’orienter vers le 60 GHz pour un système de communications sans fil intra-bâtiment ?

#### 3.1. Motivations pour le système de communication sans fil à 60 GHz

L’intérêt porté aux systèmes de communication sans fil intra-bâtiment à 60 GHz est dû à plusieurs facteurs :

- Atténuation du signal important permettant de créer un réseau sécurisé courte portée ;
- Encombrement des circuits fortement lié à la longueur d’onde du système. La montée en fréquence permet donc de miniaturiser le système et notamment les antennes ;
- Au début de ces travaux, l’*ERO* (European Radiocommunications Office) recommandait l’utilisation de la bande [59 - 62] GHz pour la réalisation de systèmes de communication sans fil. La bande passante du système est de 3 GHz mais ceci rapporté autour de 60 GHz ne représente que 5% de bande de fréquence. La conception des circuits sera de ce fait simplifiée.

Ces différents points sont traités dans les paragraphes qui suivent.

##### 3.1.1. Propagation en espace libre

Lors de la propagation d’un signal en espace libre, en considérant les pertes atmosphériques comme négligeables, la relation entre la puissance reçue, à la sortie de l’antenne de réception ( $P_r$ ) et la puissance émise, en entrée de l’antenne d’émission ( $P_e$ ) est définie par la relation de Friis [17] suivante ;

$$P_r = \frac{P_e G_e G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (1.20)$$

Avec :

- $G_e$  le gain de l’antenne de l’émetteur
- $G_r$  le gain de l’antenne du récepteur
- $\lambda$  la longueur d’onde (exprimée en m)
- $d$  la distance entre l’émetteur et le récepteur (exprimée en m)

L’équation 1.20 démontre que la puissance reçue décroît linéairement avec le carré de la distance entre l’émetteur et le récepteur. Cette puissance décroît de 20 dB/décade.

L'atténuation du signal due à la propagation en espace libre se définit comme le ratio entre la puissance émise en sortie de l'antenne et la puissance reçue en entrée de l'antenne, à savoir :

$$Pertes = \frac{P_e}{P_r} \quad (1.21)$$

$$Pertes(dB) = 20 \log_{10}(d) + 20 \log_{10}(freq) - 20 \log_{10}\left(\frac{c}{4\pi}\right) \quad (1.22)$$

Avec,  $c$  la célérité ( $3 \cdot 10^8$  m/s)

L'équation 1.22 montre que les pertes augmentent de 20 dB/décade avec la fréquence et de 20 dB/décade avec la distance. Ainsi plus l'application visée fonctionne en haute fréquence, plus la distance entre l'émetteur et le récepteur doit diminuer afin de maintenir la puissance minimale en entrée du récepteur.

Ceci présente de ce fait un intérêt pour notre application. En effet, la fréquence de fonctionnement étant de 60 GHz, les pertes à 10 m de l'émetteur sont de 88 dB. Ainsi le signal est confiné dans la pièce ce qui assure une sécurité optimale au niveau de la transmission de données sur de courtes distances. Cet évanouissement de l'onde a également pour conséquence une diminution drastique des interférences possibles avec d'autres systèmes fonctionnant dans la même gamme de fréquence.

### 3.1.2. Miniaturisation des circuits

La taille des antennes et des lignes d'adaptation des circuits RF est directement liée à la longueur d'onde de fonctionnement du circuit. Ainsi les circuits fonctionnant à 60 GHz ont une longueur d'onde de 5 mm alors qu'un circuit 5 GHz (système *WLAN* existant) a une longueur d'onde de 60 mm. L'augmentation fréquentielle permet donc une miniaturisation des antennes, mais aussi des circuits (longueurs des lignes d'adaptation réduites), ce qui entraîne directement une diminution de l'encombrement et donc du coût de ce système.

### 3.1.3. Bande passante

La bande passante influe directement sur le débit maximal (équation 1.2) réalisable lors d'une transmission de données. La proposition des 3 GHz de bande autour de 60 GHz est très intéressante. Ceci permet de dépasser théoriquement 1 Gb/s de débit (équation (1.2)).

La transposition de 3 GHz de bande ( $BP$ ) autour de 60 GHz ( $f_0$ ) présente l'avantage de diminuer le ratio  $\frac{BP}{f_0}$ . Ce ratio de 5% présente deux avantages :

- les antennes ne sont plus considérées comme large bande et l’effet de dérive du signal ne se produit plus ;
- la conception d’un circuit est d’autant plus aisée que la bande de fonctionnement est faible. En effet il est plus simple d’adapter un circuit sur une moins large bande passante.

Comme nous l’avons signalé auparavant, au début de ces travaux, la bande passante de fonctionnement n’était qu’une recommandation. Depuis de nombreuses études ont été réalisées afin d’observer notamment l’impact des liaisons sans fil intra-bâtiment sur les systèmes préexistants, en terme d’interférences. L’allocation de la bande passante autour de 60 GHz est de plus en plus précise mais aucune norme n’a pour l’instant vu le jour.

### 3.1.4. Allocation des bandes de fréquences autour de 60 GHz dans différents pays

Les organismes d’allocations de fréquence travaillent sur la standardisation de la bande autour de 60 GHz. L’Australie, les Etats-Unis [18], le Canada et le Japon ont déjà défini leur bande de fréquence autorisant les systèmes sans-fil alors que la Corée et l’Europe n’ont pour l’instant émis que des recommandations. La figure 1.15 permet d’observer le recouplement des différentes bandes de fréquence en fonction des différents pays. La bande [59,4 – 62,9] GHz est actuellement commune à tous les pays.

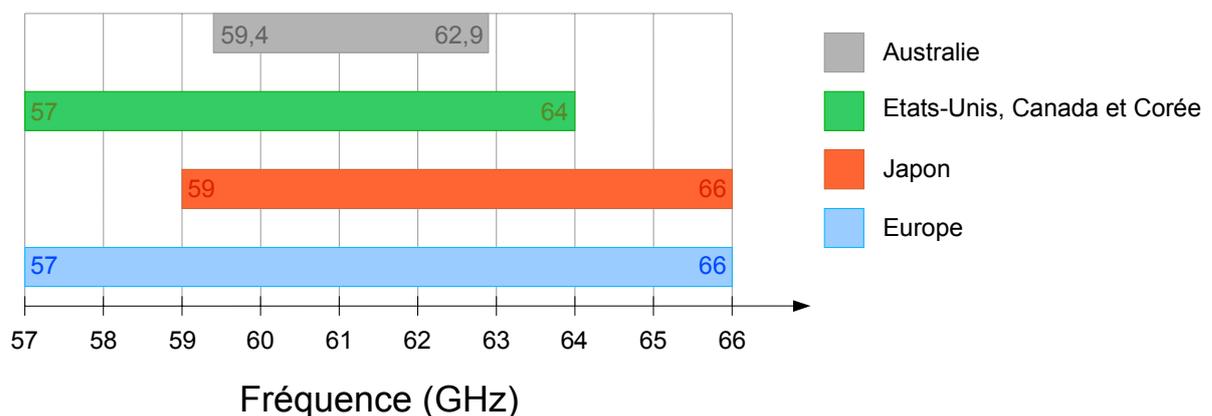


Figure 1.15 : Bandes de fréquence allouées dans différents pays pour des systèmes de communication sans fil

Le tableau 1.2 ci-dessous détaille l’état des différents standards en 2006. Pour la France et la Corée, les caractéristiques définies dans ce tableau ne sont que des recommandations.

Pays	Bande de fréquence pour les applications sans licence (GHz)	Puissance maximale émise	Puissance isotropique rayonnée équivalente (PIRE)	Gain maximum de l’antenne	Commentaire
Etats-Unis et Canada	57 – 64	500 mW	40 dBm (moyen) <sup>1</sup> 43 dBm (max) <sup>2</sup>	51 dBi	Bande passante > 100 MHz <sup>1</sup> Calculé à partir de la densité de puissance moyenne de 9 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ à 3m <sup>2</sup> Calculé à partir de la densité maximale de puissance de 18 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ à 3m
Japon	59 – 66	10 mW	Non communiquée	47 dBi	
Australie	59,4 – 62,9	10 mW	150 W	Non communiqué	Limité aux applications terrestres et maritimes
Corée	57 – 64	10 mW	Non communiqué	Non communiqué	Allocation de fréquence prévue pour juin 2006
Europe	57 – 66	20 mW	57 dBm (max)	37 dBi	Recommandé par l’ETSI

Tableau 1.2 : Caractéristiques des systèmes de communications sans fil 60 GHz dans différents pays [19]

Au Japon, la bande [55 - 59] GHz a également été allouée pour ce type d’application, mais son utilisation nécessite l’obtention d’une licence. Les bandes de fréquences évoquées dans le tableau 1.2 ne nécessitent aucune licence. Ceci facilite le déploiement des applications.

Depuis la parution de ce tableau, l’Europe a émis deux rapports [20] – [21] concernant les interférences entre systèmes dans la bande de fréquence [57 – 66] GHz. Ces deux rapports montrent que les applications de type *WLAN* et *WPAN* intra-bâtiment devraient être autorisées sur toute la bande de fréquence [57 - 66] GHz avec une puissance isotrope PIRE de 40 dBm, ce qui n’affectera pas les autres système préexistants.

### 3.2. Premiers prototypes de communication sans fil à 60 GHz

Les Japonais sont pionniers dans le lancement de projets d’envergure concernant l’exploitation des ondes millimétriques pour des applications de réseaux locaux sans fil. Le ministère japonais des postes et télécommunications (MPT : Ministry of Posts and Telecommunications) a demandé des études sur le sujet dès 1984 [22]. Afin que ces études puissent être testées, des bandes de fréquence ont été allouées en novembre 1992 par le MPT autour de 60 GHz, plus précisément dans la bande [59 - 64] GHz. A l’intérieur de cette bande de fréquence, la bande [59 - 60] GHz était utilisable pour les systèmes expérimentaux. Ces études ont été réalisées par le CRL (Communications Research Laboratory). Ce laboratoire devait alors concevoir un système sans fil ayant des débits supérieurs à 156 Mbps [23].

Lors de cette étude trois scénarios ont été proposés :

1. La station de base et les stations utilisateurs doivent être à une hauteur suffisante afin que les personnes en mouvement n’empêchent pas la transmission. L’antenne de la station de base est peu directive alors que celles des terminaux possèdent une directivité modérée. Cette configuration permet d’augmenter la zone de couverture et de supprimer les effets dus aux multi trajets ;
2. La station de base est équipée d’une antenne large bande placée au plafond et orientée vers le sol. Les antennes des stations utilisateurs ont une directivité moyenne et sont dirigées vers la station de base ;
3. Les antennes de la station de base et des stations utilisateurs ont plusieurs secteurs. Le secteur est choisi afin d’obtenir la meilleure communication.

Le scénario numéro 2 a donné lieu à diverses publications [24] [25] [26]. Ce système est composé d’une station de base (fixée au plafond) qui communique avec plusieurs terminaux (plus précisément six). Cette communication reproduit les conditions environnementales d’un bureau. Ces terminaux doivent être fixes durant la transmission de données. Les communications entre la station de base et un terminal (liaison descendante) et entre le terminal et la station de base (liaison montante) se font sur deux fréquences différentes en utilisant le *FDD* (Frequency Division Duplex). Les évolutions entre les différents prototypes sont présentées ci-dessous et dans le tableau 1.3:

- [24] présente le premier prototype d’un système sans fil 60 GHz avec un débit réduit ;
- [25] présente le second prototype. Afin d’augmenter le débit, la modulation, le protocole réseau et la technique d’accès multiples ont été améliorés. Un *FPGA* a également été intégré afin de diminuer le nombre de cartes traitant les signaux ;

- [26] présente le troisième prototype. Pour réduire les coûts de conception, la démonstration a été réalisée autour de la fréquence de 38 GHz. Afin d’atteindre le débit visé de 156 Mbps, la modulation et la technique d’accès multiple ont été améliorées.

	[24]	[25]	[26]
Fréquence descendante	59,25 GHz	59,5 GHz	37,75 GHz
Fréquence montante	59,75 GHz	61,6 GHz	38,75 GHz
Antenne de la station de base	5 dBi – 60°	0 dBi – 120°	5 dBi - > 60°
Antenne du terminal	20 dBi – 15°	19,5 dBi – 15°	20 dBi – 10°
Modulation	Modulation d’amplitude ( <i>ASK – Amplitude Shift Keying</i> )	Modulation de fréquence ( <i>FSK – Frequency Shift Keying</i> )	Filtrage Gaussien d’une modulation de fréquence à enveloppe constante ( <i>GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying</i> )
Débit	51,84 Mbps	64 Mbps	156 Mbps
TEB (Taux d’erreur par bit)	$10^{-7}$	Non indiqué	$10^{-7}$
Protocole d’accès multiple	<i>RS-ISMA (Reserved and Slotted Idle Signal Multiple Access)</i>	<i>RS-ISMA</i> additionné à une fonction <i>NACK</i>	<i>RS-ISMA</i> modifié
Protocole réseau	<i>ATM (Asynchronous Transfer Mode)</i>	<i>IP (Internet Protocol)</i>	<i>IP</i>
Distance entre l’émetteur et le récepteur	10 m	10 m	10 m

Tableau 1.3 : Comparaison entre les différents prototypes japonais [24] [25] [26]

En Europe, les premiers systèmes de communication en technologie intégrée monolithique sont apparus suite au projet européen COMIS DRIVE 1 débuté en 1988.

Aujourd’hui, deux technologies sont en concurrence dans le domaine millimétrique, les technologies III-V et Silicium en raison de l’augmentation drastique des  $F_t$  et  $F_{max}$  de ces dernières. Des démonstrateurs 60 GHz sont donc élaborés dans ces deux filières.

### 3.3. Prototypes en technologie Silicium

Depuis quelques années, IBM travaille sur la conception d’un émetteur récepteur autour de 60 GHz en développant des circuits et des démonstrateurs conçus dans leur technologie *BiCMOS* SiGe 0,12  $\mu\text{m}$  qui présente un  $F_t/F_{max}$  de 200 GHz et 240-290 GHz respectivement. En 2004, Reynolds publie des résultats concernant différents circuits 60 GHz nécessaires à la réalisation d’une communication sans fil [27]. Le *LNA* et le mélangeur actifs présentés dans cette publication sont les premiers conçus en silicium à cette fréquence. Ils présentent les caractéristiques suivantes :

- *LNA* : Gain = 15 dB – NF = 4,5 dB  
Consommation de 10,8 mW sous 1,8 V
- Mélangeur actif : Gain = 18,6 dB – NF = 13,3 dB  
Consommation de 55 mW sous 2,7 V

Le premier démonstrateur utilisant cette technologie est créé en 2005 [28]. Il intègre un *LNA*, un mélangeur actif, un amplificateur de puissance à 60 GHz ainsi qu’un oscillateur contrôlé en tension autour de 20 GHz et un tripleur de fréquence. L’émetteur possède un point de compression à -1 dB en sortie (avant l’antenne) de 11 dBm. Le facteur de bruit en réception est inférieur à 5 dB. Une modulation *QPSK* permet de réaliser une communication sans fil avec un débit de 200 Mbps et un émetteur récepteur en vision directe espacé de deux mètres et ayant des antennes omnidirectionnelles. En modifiant le type d’antennes, afin qu’elles soient plus directives, il est possible d’atteindre des débits de 900 Mbps. Un second prototype [29] permet d’atteindre des débits plus élevés, de l’ordre de 630 Mbps à 10 m ou 2 Gbps à 2,5 m. Le projet *Wigwam* (*Wireless Gigabit Advanced Multimedia support*), fondé par le ministère allemand de l’éducation et de la recherche, a pour objectif de développer un prototype de communication sans fil ayant un débit de 1 Gbps minimum. Ce projet a débuté en 2003 et s’achèvera en 2008. Plusieurs industriels participent à ce projet dont IHP Frankfurt qui est chargé de la conception de tous les circuits nécessaires à la réalisation des prototypes. Ces circuits sont réalisés avec une fonderie *BiCMOS* SiGe:C 0,25  $\mu\text{m}$ . La première version du système utilise une modulation d’amplitude [30] afin de simplifier l’architecture et ainsi valider la faisabilité d’une telle liaison. Le projet final utilisera une modulation *OFDM*, ce qui permet d’obtenir une grande efficacité spectrale dans les environnements multi-utilisateurs.

Actuellement, la modulation *OFDM* a été utilisée dans un nouveau prototype qui permet d'atteindre un débit de 960 Mbps [31].

Razavi a réalisé un récepteur [32] en technologie *CMOS* 90 nm uniquement. Cette technologie est très intéressante en raison de sa très faible consommation. Ce récepteur ne consomme que 80 mW contre 500 mW chez IBM [28] (consommation six fois plus élevée). Cette version est une amélioration d'un précédent récepteur [33]. L'architecture du premier prototype était composée d'un amplificateur faible bruit, d'un mélangeur et d'un oscillateur. Ces différents circuits étaient composés de longueurs de lignes relativement importantes, ce qui entraînait des pertes et des désadaptations influant sur les performances de l'oscillateur et donc du récepteur.

### 3.4. Prototypes en technologie III-V

La société japonaise NEC développe des prototypes de système pour la communication sans fil à 60 GHz depuis 2000. Tous leurs démonstrateurs utilisent une modulation d'amplitude et sont réalisés avec une filière III-V, plus précisément 0,15  $\mu\text{m}$  AlGaAs/InGaAs, ayant un  $F_{\text{max}}$  de 200 GHz. Le choix de modulation permet de simplifier l'architecture de l'émetteur-récepteur et ainsi réaliser un système bas coût. Le modulateur est composé d'une source, d'un commutateur, d'un filtre et d'un amplificateur de moyenne puissance. Le démodulateur est lui composé d'un amplificateur faible bruit, d'un filtre et d'un détecteur. Les différentes évolutions des prototypes sont présentées ci-dessous :

- [34] Puissance en sortie de la chaîne d'émission de 10 dBm  
Débit de 500 Mbps avec une distance de 10 m entre l'émetteur et le récepteur en vision directe
- [35] Puissance en sortie de la chaîne d'émission supérieure à 10,6 dBm  
Débit de 1,25 Gbps
- [36] Puissance en sortie de la chaîne d'émission de 10 mW  
Débit supérieur à 1 Gbps avec une distance de 10 m entre l'émetteur et le récepteur en vision directe  
Utilisation de la technologie de report dite « *flip-chip* » afin d'intégrer l'émetteur et le récepteur avec leur antenne sur des céramiques

Un démonstrateur en technologie III-V européen (Suède) est présenté par Gunnarsson en 2005 [37] sous la direction de Zirath. Ses recherches sont effectuées en collaboration avec Ericsson. Les circuits sont réalisés avec une filière commerciale AsGa *pHEMT* 0,15 $\mu\text{m}$ . Cette technologie a un  $F_{\text{T}}/F_{\text{MAX}}$  de 88 GHz et 183 GHz respectivement. Le système avait alors un

débit de 200 Mbps. Cette année, Gunnarsson a publié de nouveaux travaux [38] qui démontrent la faisabilité d’une communication sans fil à 1,5 Gbps. L’augmentation drastique du débit est principalement liée au changement de type de transistor.

Les circuits ont été dessinés avec des transistors *mHEMT*. Ce transistor a une concentration d’indium dans son canal plus importante, ce qui permet d’accroître le  $F_t/F_{max}$  du transistor à 120/200 GHz respectivement et d’améliorer la consommation des circuits. Entre les deux versions de démonstrateur, la consommation est approximativement divisée par un facteur deux que ce soit en émission ou en réception. Deux autres critères importants permettant une meilleure communication sont le facteur de bruit et la puissance en sortie de l’émetteur :

- Facteur de bruit de la chaîne de réception : 7,2 dB contre 10,5 dB auparavant
- Puissance en sortie de la chaîne d’émission : 5,6 dBm contre 3,6 dBm auparavant

Enfin un démonstrateur a également été réalisé au sein du laboratoire IEMN en France [39]. Une technologie GaAs 0,14  $\mu\text{m}$  ayant un  $F_t/F_{MAX}$  de 100 / 180 GHz respectivement est utilisée pour concevoir les différents circuits MMIC.

Le démonstrateur n’est pas totalement intégré. En effet, les puces MMIC (préalablement testées séparément) sont accolées les unes aux autres afin de réaliser la chaîne d’émission et de réception. La chaîne d’émission consomme plus de 900 mW et présente une puissance de sortie de 10 dBm [40].

Les tests du démonstrateur ont été réalisés avec une distance entre l’émetteur et le récepteur de 5 m. Ce démonstrateur intègre deux types de modulation mono porteuse distinctes, une modulation *PPM* et une modulation *ASK* (*Amplitude Shift Keying*) Les débits obtenus varient en fonction du type de modulation appliquée. Pour la modulation *PPM*, le débit obtenu est de 1 Gbps et de 500 Mbps pour la modulation *ASK*.

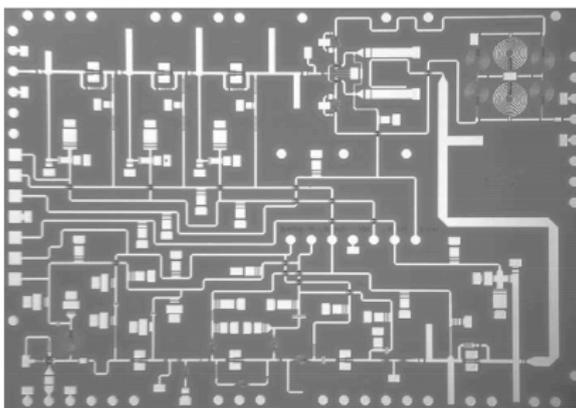
### 3.5. Hautes intégrations de systèmes à 60 GHz

A l’heure actuelle, les deux systèmes 60 GHz développés à Chalmers [38] et chez IBM [29] ont atteint le plus haut niveau en terme d’intégration. Les technologies III-V et silicium restent donc en concurrence pour ce type de projet. Un comparatif est présenté dans le tableau 1.4.

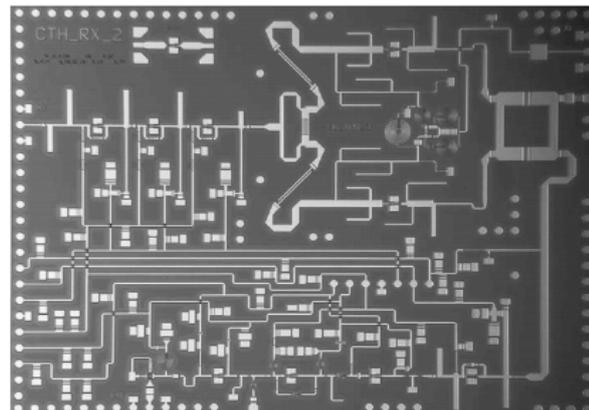
Filière technologique	0,15µm <i>pHEMT</i> AsGa	0,13 µm <i>BiCMOS</i> SiGe
Publication	[38]	[29]
Ft	120 GHz	200 GHz
Fmax	200 GHz	250 GHz
Modulation	<i>ASK</i>	<i>OFDM/QAM</i>
Distance	10 m	10 m
Débit	1,5 Gbps	630 Mbit/s
TEB	10 <sup>-3</sup>	Non communiqué
OIP1	5,6 dBm	10-12 dBm
Consommation Tx	420 mW	800 mW
Consommation Rx	450 mW	500 mW
Encombrement Tx	4 x 3 mm <sup>2</sup>	4x1,6 mm <sup>2</sup>
Encombrement Rx	5,5 x 4 mm <sup>2</sup>	3,4x1,7 mm <sup>2</sup>
Technologie d’assemblage et report	<i>Flip-Chip</i>	<i>Wire Bonding</i>

Tableau 1.4 : Comparatif des deux systèmes 60 GHz les plus intégrés

Les figures présentées ci-dessous montrent les différents circuits des chaînes d’émission et de réception réalisées à Chalmers (figure 1.16) et chez IBM (figure 1.17).



(a)



(b)

Figure 1.16 : Emetteur (a) et Récepteur (b) intégrés sur une filière III-V

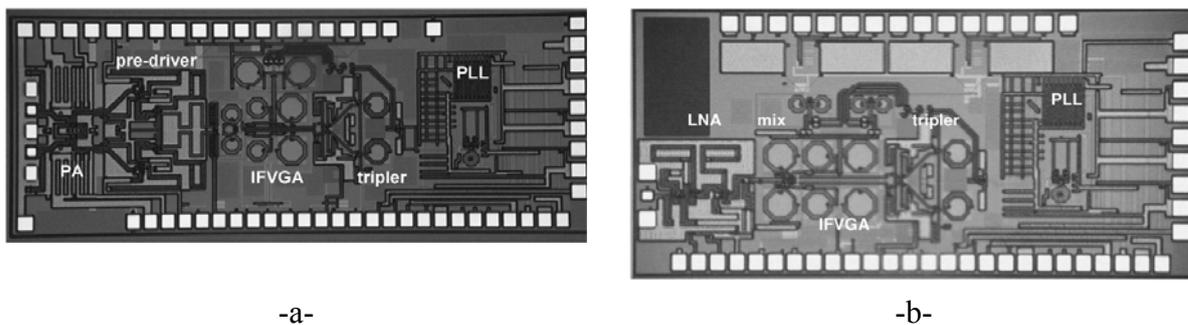
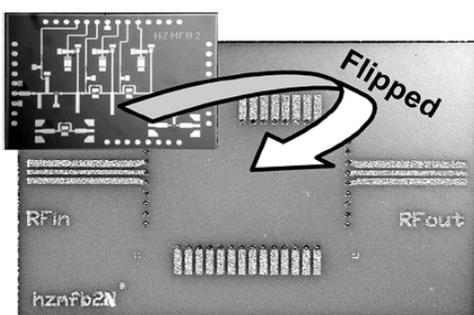


Figure 1.17 : Emetteur (a) et Récepteur (b) intégrés sur une filière Silicium

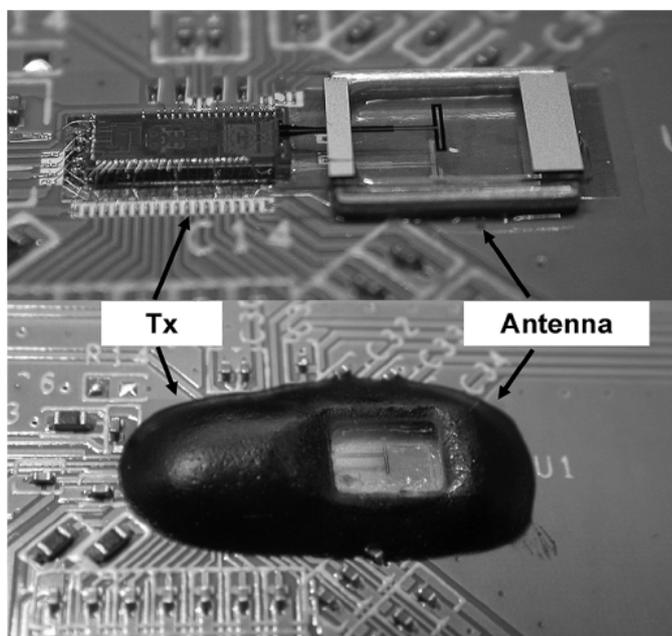
Ces deux entités ont également monté en boîtier des circuits mais selon deux procédés différents :

- Chalmers a ainsi intégré un amplificateur faible bruit (figure 1.18a) en utilisant la technique dite *flip-chip*. Après test, il apparaît que cette méthode présente des pertes d’environ 2-2,5 dB entre 40 GHz et 60 GHz. De plus cette intégration n’inclut pas d’antenne ;
- IBM s’est orienté vers une technique de report de puce sur un support FR4. Ils ont intégré un émetteur 60 GHz (figure 1.18b). Le circuit, connecté au support via des fils d’or, a ensuite été encapsulé. L’antenne, réalisée sur de la silice, a également été reportée sur le support FR4



-a-

Report de puce (LNA) en *Flip-Chip*



-b-

Report des puces (émetteur et antenne) en *wire-bonding* (avant et après encapsulation)

Figure 1.18 : Intégration des circuits de Chalmers (a) et IBM (b)

En conclusion, les premiers démonstrateurs ULB à 60 GHz ont été réalisés en technologie III-V, mais les performances Silicium actuelles concurrencent cette suprématie. La thématique Objets Mobiles Communicants étudiée à l'IEMN, et plus précisément à l'IRCICA a permis de développer un système ULB basé sur l'émission d'impulsion modulée en *PPM* et accès multiple à saut temporel en utilisant les filières *pHEMT* AsGA ED02AH et D01PH de OMMIC [41]. Le principe d'émission *TH-PPM-UWB* a donc été validé sur une filière III-V.

La comparaison entre les intégrations Chalmers (filière III-V) et IBM (filière silicium) montre des résultats intéressants et relativement semblables en terme de portée sur deux technologies différentes, mais également pour deux types de systèmes et d'assemblage distincts. Les travaux que nous avons réalisés reprennent donc l'idée de transmission *TH-PPM-UWB* étudiée à l'IEMN mais développé sur une technologie Silicium, ce qui nous permettra d'améliorer la consommation et l'intégration.

## 4. Solution retenue dans cette thèse

### 4.1. Architecture du système

L'objectif de ces travaux est de concevoir un système de communication intra-bâtiment sans fil ultra large bande en gamme millimétrique.

Suite aux différentes études détaillées préalablement, la solution retenue pour transmettre les données utilise une modulation impulsionnelle *2-PPM* et un accès multiple de type *CDMA* à étalement de spectre par saut temporel (*TH – Time Hopping*). L'architecture proposée pour réaliser la chaîne d'émission réception est présentée figures 1.19 et 1.20.

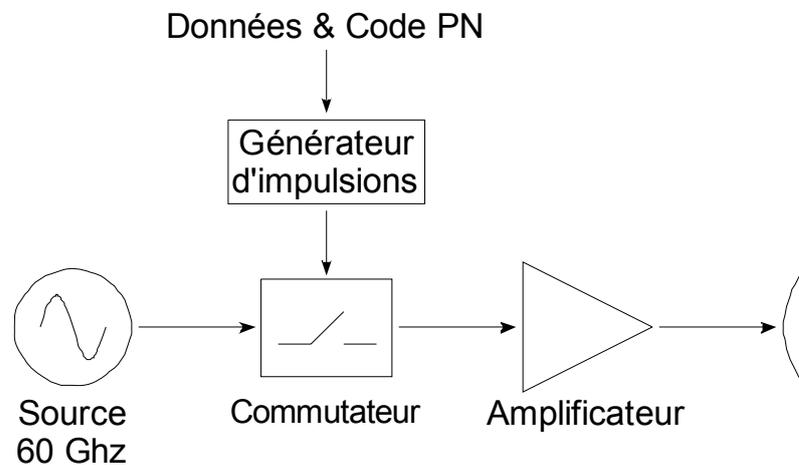


Figure 1.19 : Topologie de l'émetteur 60 GHz

Lors de l'émission, une porteuse 60 GHz est échantillonnée par des impulsions sub-nanosecondes au rythme des données et des codes *PN* au travers du commutateur. Ce signal est ensuite filtré afin d'obtenir des impulsions gaussiennes respectant le gabarit spectral puis amplifié.

Concernant la réception, les différents démonstrateurs présentés dans la littérature utilisent massivement des mélangeurs afin de transposer le signal en bande de base et nécessitent de ce fait la réalisation d'une source très stable à 60 GHz. L'architecture que nous utilisons n'intègre pas de mélangeur. On s'affranchit donc de la conception d'une source très stable (ceci est un point délicat en gamme millimétrique). De plus l'utilisation d'un détecteur permet de réduire la consommation puisque le nombre de fonctions à réaliser pour cette transposition de fréquence est divisé par deux.

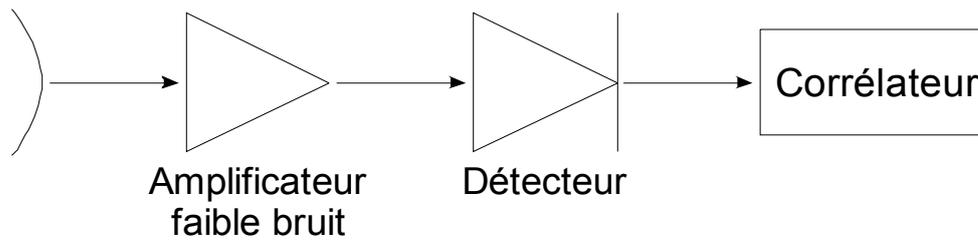


Figure 1.20 : Topologie du récepteur 60 GHz

En réception, après propagation du signal dans la bande [59–62] GHz recommandée par l’ERO, le train impulsionnel est amplifié afin de présenter un niveau suffisant en entrée du détecteur d’enveloppe. Enfin, le corrélateur réalise la synchronisation et la démodulation du signal.

## 4.2. Influence de la modulation et de la technique d’accès multiples sur le spectre du signal transmis

### 4.2.1. Représentations temporelle et spectrale de l’impulsion gaussienne

Les équations (1.8) et (1.11) correspondent à l’expression de l’impulsion gaussienne dans les domaines temporel et fréquentiel respectivement en bande de base. Au début de ces travaux, l’ERO recommandait d’utiliser la bande [59 – 62] GHz pour les communications sans fil intra-bâtiment. Ces impulsions sont ensuite transposées autour de 60.5 GHz.

Afin de représenter la forme temporelle et fréquentielle de ce signal, les filtres prédéfinis par le simulateur ADS ont été utilisés.

La bande [59 – 62] GHz est définie à -10 dB (cf figure 1.1). L’équation (1.23) définit la variance permettant d’obtenir une bande passante de 3 GHz à -10 dB.

$$\sigma = \frac{2}{\pi BP_{-10dB}} \sqrt{-\frac{\ln(10^{-1})}{2}} \quad (1.23)$$

Ainsi  $\sigma = 228$  ps pour une bande passante à -10 dB de 3 GHz.

La bande passante peut également être définie à -3 dB. L’équation 1.24 représente la valeur de cette même bande passante mais à -3 dB.

$$BP_{-3dB} = \frac{2}{\pi \sigma_{-10dB}} \sqrt{-\frac{\ln(10^{-0.3})}{2}} \quad (1.24)$$

Connaissant l'expression d'une impulsion gaussienne dans le domaine temporel (équation 1.8), nous pouvons déterminer la valeur de la largeur de l'impulsion à mi-hauteur  $t_d$  (sous-entendu du maximum de l'impulsion). Une définition graphique de la durée d'impulsion est présentée figure 1.21. Dans la littérature, il s'agit du *FWHM* (*Full Width at Half Maximum*).

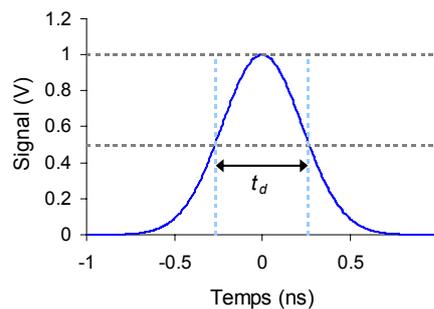


Figure 1.21 : Définition de la durée d'une impulsion

L'équation 1.25 représente la durée d'une impulsion de type gaussienne

$$t_d = 2\sigma\sqrt{2\ln(2)} \quad (1.25)$$

Comme définie précédemment,  $\sigma = 228$  ps, la durée de l'impulsion est donc de 537 ps.

La figure 1.22a représente la forme temporelle de l'impulsion gaussienne répondant au critère de bande passante du système étudié et la figure 1.22b la forme fréquentielle.

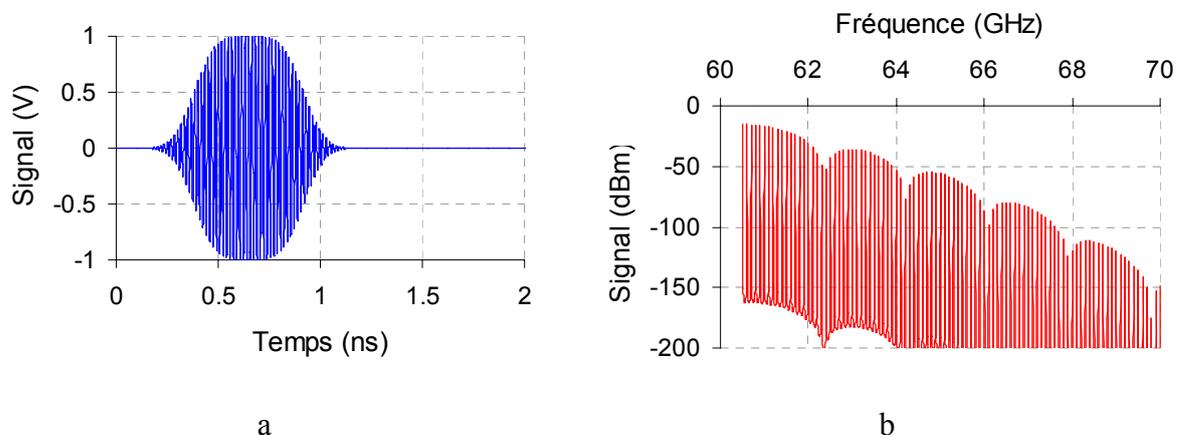


Figure 1.22 : Représentation temporelle et spectrale d'une impulsion gaussienne de 3 GHz de bande passante transposée à 60,5 GHz

La forme temporelle de l'impulsion gaussienne a été adaptée pour répondre à la largeur de bande passante autour de 60 GHz. Cependant la modulation et l'accès multiples vont modifier le spectre de l'impulsion gaussienne à transmettre. L'impact de ces deux phénomènes sera présenté dans les paragraphes suivants.

#### 4.2.2. Influence de la modulation

Avant d'être transmis, le signal doit être modulé. La modulation *PPM* a été choisie pour les diverses raisons exposées dans le paragraphe 2.2.1.1. Le critère principal de cette modulation est la différence temporelle affectée entre l'émission d'un bit « 1 » et celle d'un bit « 0 ». Cette différence est notée  $\delta_{PPM}$ .

L'influence de ce paramètre sur le spectre est présentée figure 1.23.

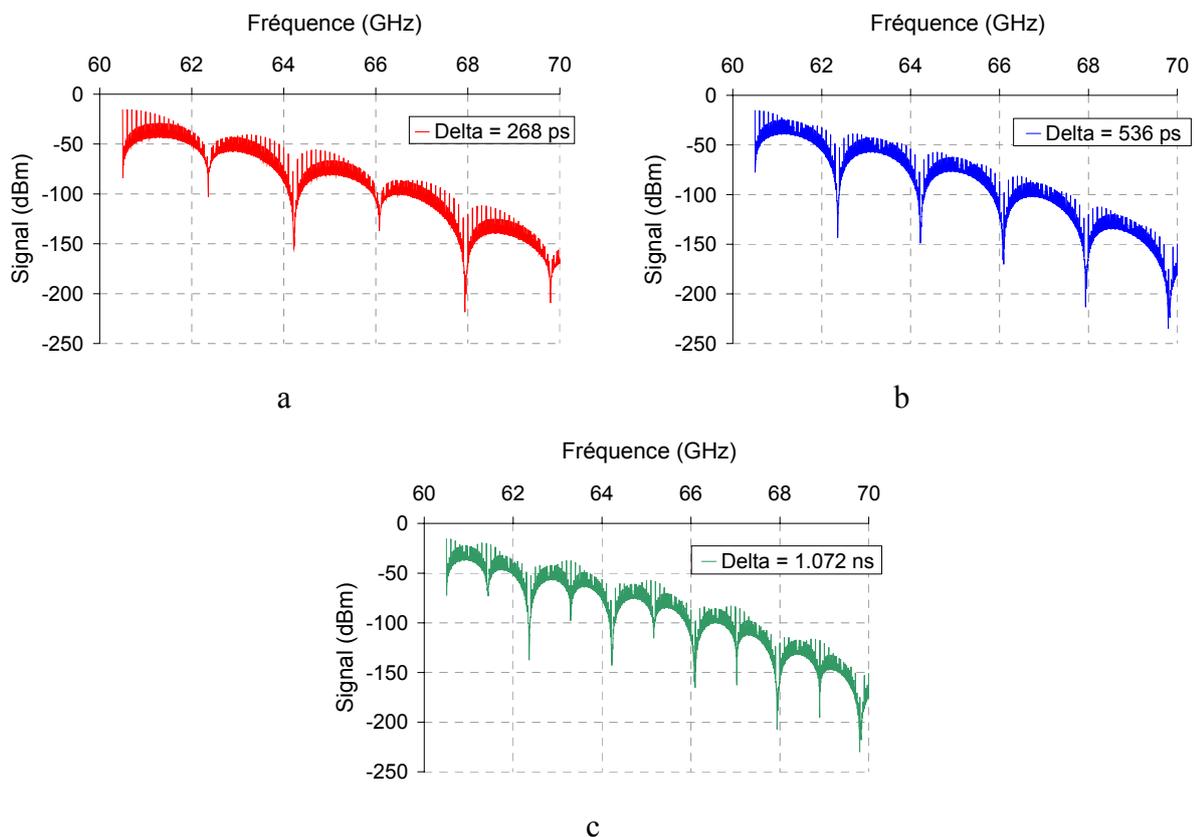


Figure 1.23 : Représentation spectrale de l'impulsion gaussienne à laquelle est appliquée la modulation PPM pour différentes valeurs de  $\delta_{PPM}$  (268 ps (a) – 536 ps (b) et 1.072 ns (c))

La première observation possible est le lissage du spectre. En effet les raies sont affaiblies par rapport au spectre présenté figure 1.22. Cette modulation va également introduire une

périodicité supplémentaire dans le spectre. En effet, le spectre présente une atténuation importante toutes les  $\frac{n}{\delta_{PPM}}$ .

La valeur de  $\delta_{PPM}$  est déterminante lors de la démodulation. Il faut donc judicieusement choisir ce paramètre afin d'optimiser la transmission. Une étude plus approfondie de la valeur optimale de  $\delta_{PPM}$  est présentée dans le chapitre 3. Ce paramètre influe également sur l'étalement de spectre. Ceci est expliqué dans le paragraphe suivant.

### 4.2.3. Influence de l'accès multiple

Le signal en sortie du générateur d'impulsion est modulé en position et considère le code pseudo aléatoire permettant de réaliser l'accès multiple par saut temporel. L'expression du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur est la suivante :

$$s^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{E_x} x\left(t - jT_f - c_j^{(k)}T_c - \delta\alpha_{\lfloor j/N_s \rfloor}\right) \quad (1.26)$$

Avec

- $E_x$ , l'énergie transmise à chaque impulsion ;
- $k$ , la représentation du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur ;
- $x(t)$ , l'équation temporelle de l'impulsion transmise (ici une impulsion gaussienne dont l'équation est définie en (1.8) ;
- $\alpha$  contenant l'information binaire ;
- $\delta$ , le délai à introduire pour réaliser la modulation ;
- $c_j^{(k)}$ , le code pseudo aléatoire du  $k^{\text{ième}}$  utilisateur nécessaire pour introduire l'accès multiple choisi.

La figure 1.24 représente la forme temporelle du signal décrit précédemment (équation 1.26). Dans ce cas, la transmission est réalisée entre trois utilisateurs. Chaque utilisateur a sa propre clé, appelée code  $PN$  (dans notre cas elle est codée sur 16 bits). La durée de trame nommée  $T_f$  est divisée en  $N$  intervalles nommés  $T_c$  (tel que  $T_f = N \times T_c$ ). Dans le cas présenté figure 1.24, il y a quatre intervalles.

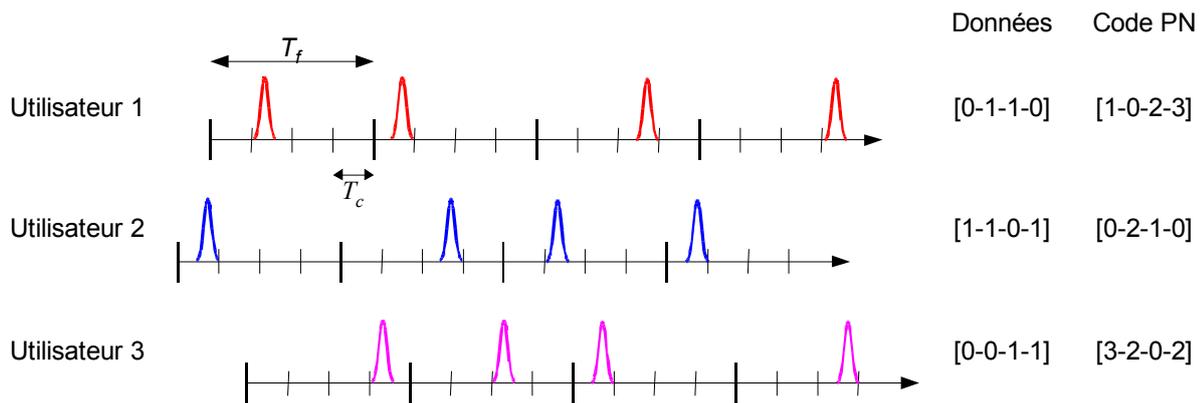


Figure 1.24 : Transmission de données asynchrone (cas : 3 utilisateurs) où  $T_f$  représente le time frame et  $T_c$  le time chip

La figure 1.25 représente la forme temporelle (a) et fréquentielle (b) du signal transposé à 60 GHz émis par l'utilisateur 1 (figure 1.24) avant amplification. Ces représentations ont été réalisées grâce à une simulation ADS.

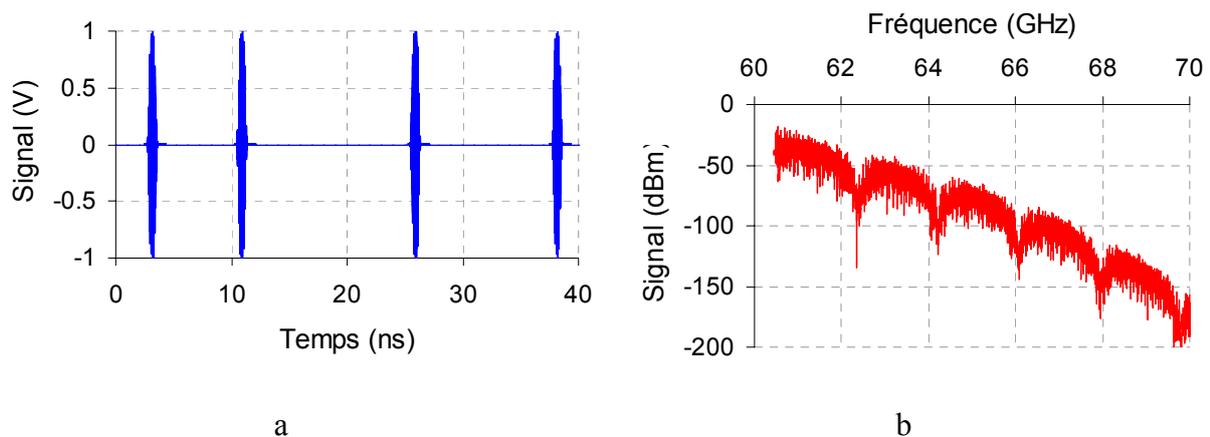


Figure 1.25 : Représentation temporelle (a) et spectrale (b) de l'impulsion gaussienne à laquelle est appliquée la modulation PPM et la technique d'accès multiple TH

Le spectre est maintenant totalement aléatoire en raison du caractère du code *PN*. Le signal est donc vu comme un bruit vis-à-vis des autres systèmes. Ceci permet également de sécuriser la transmission de données.

### 4.3. Etude système de l'émetteur récepteur

La partie du récepteur permettant de réaliser la détection est composée d'un amplificateur faible bruit et d'un détecteur (cf figure 1.20).

La formule 1.27 définit la puissance minimum décelable  $P_{Rmin}$  du signal, nécessaire en entrée du *LNA* sans être noyée dans le bruit.

$$P_{Rmin} = kTBF \frac{S}{N} \quad (1.27)$$

Avec, -  $k$ , la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$ )

-  $T$ , la température du système en degré Kelvin

Le système fonctionne à température ambiante, la température est donc de  $290^\circ\text{K}$

-  $B$ , la bande passante du système (ici 3 GHz)

-  $F$ , le facteur de bruit de la chaîne de réception

-  $\frac{S}{N}$ , le rapport signal à bruit du système

D'après l'équation (1.27), la puissance minimale en entrée de la chaîne de réception est fonction du rapport signal à bruit et du facteur de bruit du *LNA*. Un état de l'art des *LNA* en gamme millimétrique est présenté dans le chapitre 3 paragraphe 1.3, ce qui nous donne une estimation du facteur de bruit envisageable autour de 60 GHz.

Il est possible de concevoir un *LNA* ayant 6,5 dB de facteur de bruit et un *SNR* de 10 dB permet de transmettre des informations sans trop altérer les informations reçues. La puissance en entrée du *LNA* doit donc être au minimum de -63 dBm.

Une des valeurs caractéristiques du détecteur est la sensibilité (elle s'exprime en mV/ $\mu\text{W}$ ). Si l'on considère une sensibilité de 1 mV/ $\mu\text{W}$ , en entrée du détecteur, il est souhaitable d'avoir une puissance d'environ -30 dBm (ce qui correspond à 1  $\mu\text{W}$ ). Compte tenu de  $P_{Rmin}$  et de la puissance en entrée du détecteur, le gain du *LNA* doit être de 30 dB pour un facteur de bruit de 6,5 dB.

L'équation de Friis (équation (1.20)) démontre l'évolution des pertes dans le canal en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur. Cette évolution à 60 GHz est représentée figure 1.26 lorsque les pertes (équation (1.28)) sont considérées entre les deux antennes.

$$P_r = \frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \quad (1.28)$$

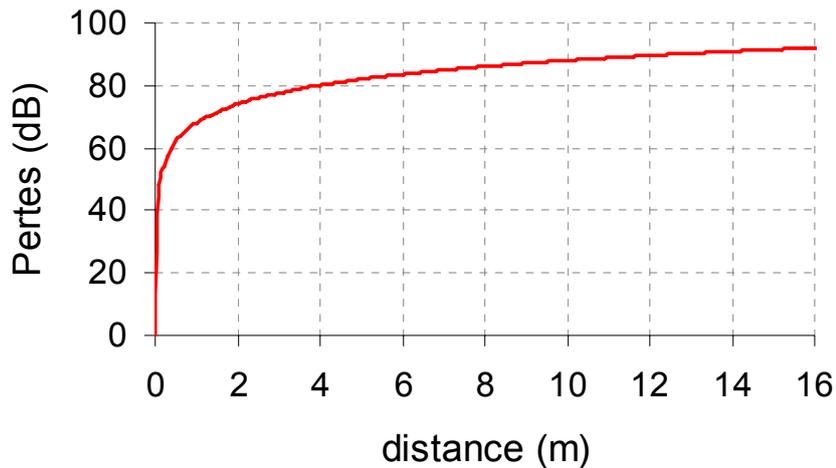


Figure 1.26 : Atténuation du signal en fonction de la distance entre l'émetteur et le récepteur

En considérant les spécifications de notre système, soit une portée de 10 m dans une bande de fréquence autour de 60 GHz, la figure 1.26 montre que le signal est atténué de 88 dB.

Pour l'application nous utiliserons des antennes Yagi en émission et réception dont le gain est de 8 dB. Connaissant les pertes du signal dans le canal et la puissance minimum décelable en réception, la puissance en sortie de la chaîne d'émission peut être déterminée par l'équation (1.29) :

$$P_{Emin} = P_{Rmin} - Gr + Pertes - Ge \quad (1.29)$$

- Avec,
- $P_{Emin}$ , la puissance minimum d'émission (avant l'antenne)
  - $Pertes$ , les pertes définies par l'équation 1.22
  - $P_{Rmin}$ ,  $Ge$  et  $Gr$  ont été définis dans les équations 1.27 et 1.20

La puissance en sortie de l'amplificateur doit donc être d'au moins 10 dBm.

---

## CONCLUSION – CHAPITRE 1

---

Ce premier chapitre a décrit l'intérêt et les différentes caractéristiques des systèmes ultra large bande existants.

L'étude sur les systèmes de communications sans fil ULB dans la bande [3,1 – 10,6] GHz nous a permis de choisir les caractéristiques de notre système :

- transmission par impulsions ;
- modulation du signal par la position de l'impulsion (*PPM*) ;
- accès multi utilisateurs de type *CDMA* à étalement de spectre par saut temporel (*Time Hopping CDMA*) ;
- utilisation de la bande 59-62GHz, transposition des impulsions à 60,5 GHz.

L'architecture de notre système a été exposée :

- choix de l'utilisation d'un détecteur d'enveloppe au lieu d'un mélangeur pour la chaîne réception, ce qui élimine la conception délicate d'une source de fréquence très stable à 60 GHz ;
- utilisation d'antennes Yagi.

Les principaux paramètres de ce système ont alors pu être définis :

- Puissance émetteur  $\geq 10\text{dBm}$  ;
- NF récepteur  $\leq 6,5\text{ dB}$  ;
- *SNR* récepteur  $\geq 10\text{ dB}$  ;
- *Pmin* récepteur  $\geq -63\text{dBm}$  ;
- Gain *LNA*  $\geq 30\text{dB}$  ;
- Sensibilité détecteur  $\geq 1\text{mV}/\mu\text{W}$ .

Au vu de l'état de l'art dans les technologies III-V et Silicium des systèmes à 60GHz, ces spécifications peuvent être atteintes.

## **BIBLIOGRAPHIE – CHAPITRE 1**

---

- [1] Ross, G.F., “Transmission of Reception System for Generating and Receiving Base-Band Duration Pulse Signals Without Distortion for Short Base Band Pulse Communication System”, US Patent 3,728,632, April 17, 1973
- [2] FCC 98-208, « Notice of Inquiry : Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems », Federal Communications Commission, ET Docket No 98-153, Adopted August 20, 1998, Realised September 1, 1998
- [3] FCC 00-163, « Notice of Proposed Rule Making : Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems », Federal Communications Commission, ET Docket No 98-153, Adopted May 10, 2000, Realised May 11, 2000
- [4] FCC 02-48, « First Report and Order : Revision of Part 15 of the Commission’s Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems », Federal Communications Commission, ET Docket No 98-153, Adopted February 14, 2002, Realised April 22, 2002
- [5] ECC/DEC/(06)04, « ECC Decision on the harmonised conditions for devices using Ultra-Wideband (UWB) technology in bands below 10.6 GHz », Amended 6 July 2007
- [6] Standard ECMA-368, « High Rate Ultra Wideband PHY and MAC Standard », 2<sup>nd</sup> edition, Dec. 2007
- [7] IEEE Standard 802.15.4a™-2007, « Telecommunications and information exchange between systems - Local and metropolitan area networks - Specific requirements Part 15.4 : Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (WPANs) », Aug. 2007
- [8] C.E. Shannon, « A Mathematical Theory of Communication », The Bell System Technical Journal, Vol. 27, pp 379-423, 623-656, July, Oct. 1948
- [9] P. Withington II, “An impulse radio communications system”, International Conference on Ultra-Wide Band, Short Pulse Electromagnetics, Oct. 1992, pp. 113-120

- [10] B. Allen, « A Review of Pulse design for Impulse Radio », IEEE Ultra Wideband Communications Technologies and System Design, July 2004, pp. 93-97
- [11] J.F.M. Gerrits, « Multi-user Capabilities of UWBFM Communications Systems », IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Sept. 2005, pp. 684-689.
- [12] Y. Wang, « A Time-Division Multiple-Access SC-FDE System With IBI Suppression for UWB Communications », IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 24, Issue 4, Part 1, April 2006, pp. 920-926.
- [13] J.R. Pierce, « Nonsynchronous Time Division with Holding and with Random Sampling », Proceedings of the IRE, vol. 40, Issue 9, Sept. 1952, pp. 1079-1088
- [14] T. Pollet, « The Effect of Carrier Frequency Offset on the Performance of Band limited Single Carrier and OFDM Signals », 1996
- [15] C. Loyez, « Contribution à la conception et à la réalisation de liaisons radio haut débit intra-bâtiment à 60 GHz », Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Dec. 2000
- [16] S. Pruvost, « Etude de faisabilité de circuits pour systèmes de communication en bande millimétrique, en technologie BiCMOS SiGeC 0,13  $\mu\text{m}$  », Thèse de doctorat, Université de Lille 1, Nov. 2005
- [17] H.T. Friis, « A Note on a Simple Transmission Formula », Proceedings of the I.R.E and Waves and Electrons, Volume 34, Issue 5, May 1946, pp. 245-256
- [18] FCC 07-104, « Notice of Proposed Rule Making : Revision of the Commission's Rules Regarding Operation in the 57-64 GHz Band », Federal Communications Commission, ET Docket No 07-113, Adopted May 25, 2007, Realised June 1, 2007
- [19] S.K. Yong, « An overview of multi-gigabit wireless through millimetre wave technology : potentials and technical challenges », EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Vol. 2007, Article ID 78907, Sept. 2006
- [20] ECC Report 113, « Compatibility Studies around 63 GHz between intelligent transport systems (ITS) and other systems », June 2007
- [21] ECC Report 114, « Compatibility Studies between multiple gigabit wireless systems in frequency range 57-66 GHz and other services and systems (Except ITS in 63-64 GHz », June 2007

- [22] Y. Takimoto, « Recent Activities on Millimeter Wave Indoor LAN System Development in Japan », Microwave Systems Conference, 1995, Conference Proceedings, IEEE NTC'95, 17-19 May 1995, pp. 7-10
- [23] T. Ihara, « Research Activities on Millimeter-wave Indoor Wireless Communication Systems at CRL », IEEE International Conference on Universal Personal Communications, Nov. 1995, pp. 197-200
- [24] G. Wu, « Broadband radio access integrated network (BRAIN) in MM-wave band : indoor wireless LAN prototype », IEEE International Symposium Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Vol. 1, Sept. 1998, pp. 23-27
- [25] M. Inoue, « IP-Based High-Speed Multimedia Wireless LAN Prototype for Broadband Radio Access Integrated Network (BRAIN) », IEEE Vehicular Technology Conference, Vol. 1, Sept. 1999, pp. 357-361
- [26] G. Wu, « 156 Mbps ultrahigh-speed wireless LAN prototype in the 38 GHz band », IEEE Global Telecommunications Conference, Vol. 6, Nov. 2001, pp. 3573-3578
- [27] S.K. Reynolds, « 60 GHz Transceiver Circuits in SiGe Bipolar Technology », IEEE International Solid-State Circuits Conference, Vol. 1, Feb. 2004, pp. 442-538
- [28] B.A. Floyd, « SiGe Bipolar Transceiver Circuits Operating at 60 GHz », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 1, N°1, Janv. 2005, pp.156-167
- [29] S.K. Reynolds, « A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, N°12, Dec. 2006, pp.156-167
- [30] W. Winkler, « 60 GHz Transceiver Circuits in SiGe:C BiCMOS Technology », European Solid-State Circuits Conference, pp. 83-86, Sept. 2004
- [31] E. Grass, « 60 GHz SiGe-BiCMOS Radio for OFDM Transmission », IEEE International Symposium on Circuits and Systems, pp. 1979-1982, May 2007
- [32] B. Razavi, « CMOS Transceivers at 60 GHz and Beyond », IEEE Symposium on Circuits and Systems, pp. 1983-1986, May 2007
- [33] B. Razavi, « A 60 GHz CMOS Receiver Front-End », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.41, N°1, pp.17-22, Janv.2006

- [34] K. Ohata, « A 60 GHz-band Coplanar-MMIC Chipset for 500 Mbps ASK Transceivers », 22<sup>nd</sup> Annual Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, pp. 179-182, Nov. 2000
- [35] K. Ohata, « Wireless 1.25 Gb/s transceiver module at 60 GHz », IEEE International Solid State Circuits Conference, Vol. 1, pp. 298 ??, Feb. 2002
- [36] K. Maruhashi, « 60-GHz-band LTCC Module Technology for Wireless Gigabit Transceiver Applications », IEEE International Workshop on Radio-Frequency 2005
- [37] S.E. Gunnarsson, « Highly Integrated 60 GHz Transmitter and Receiver MMICs in a GaAs pHEMT Technology », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, N°11, Dec. 2005
- [38] S.E. Gunnarsson, « 60 GHz Single-Chip Front-End MMICs and Systems for Multi-Gb/s Wireless Communication », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, N°5, May 2007
- [39] N. Deparis, « A combined ASK-PPM Time Hopping UWB transceiver for millimeter wave Gigabit WLAN », The 9<sup>th</sup> European Conference on Wireless Technology, Sept. 2006, pp. 111-114
- [40] M. Devulder, « 60 GHz UWB Transmitter for Use in WLAN Communication », IEEE International Symposium on Signals, Systems and Electronics, Aug. 2007, pp. 371-374
- [41] N. Deparis, « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Mars 2007



---

## **DEUXIEME CHAPITRE**

### **CONCEPTION DE L'EMETTEUR**

---



## TABLE DES MATIERES

Table des Matières.....	73
Table des Illustrations.....	75
Liste des Tableaux.....	78
1. Filière technologique BiCMOS SiGe:C 0.13 $\mu\text{m}$ .....	80
1.1. Filières technologiques.....	80
1.2. Etude des lignes de propagation en technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$ .....	81
1.2.1. Structures de propagation.....	82
1.2.2. Contraintes technologiques des lignes micro ruban et des plot d'accès pour la technologie BiCMOS SiGeC 0,13 $\mu\text{m}$ .....	83
2. Conception de l'amplificateur de puissance.....	89
2.1. Etat de l'art des amplificateurs en gamme millimétrique.....	89
2.2. Classe de fonctionnement des amplificateurs.....	91
2.2.1. Définitions des paramètres d'un amplificateur.....	91
2.2.2. Influence de la classe de fonctionnement sur les performances de l'amplificateur .....	96
2.2.3. Conception d'un amplificateur à un étage.....	97
2.2.4. Conception d'un amplificateur à plusieurs étages.....	108
2.3. Résultat de mesure de l'amplificateur de puissance.....	110
2.3.1. Mesure des paramètres S.....	110
2.3.2. Mesure du point de compression et des raies d'intermodulation .....	112
2.4. Synthèse des performances expérimentales de l'amplificateur.....	115
3. Modulation et transposition du signal à 60 GHz.....	116
3.1. Générateur d'impulsions .....	116
3.1.1. Définition des paramètres fondamentaux d'un générateur d'impulsions.....	116
3.1.2. Etat de l'art des générateurs d'impulsion .....	117
3.1.3. Conception du générateur d'impulsion.....	123
3.2. Transposition de fréquence à 60 GHz .....	127
3.2.1. Architecture du commutateur .....	128
3.2.2. Simulation petit signal d'un étage émetteur commun du commutateur .....	129
3.3. Commutateur commandé par le générateur d'impulsions.....	131
3.3.1. Conception d'un commutateur à trois étages .....	131
3.3.2. Simulation du modulateur en régime dynamique.....	132
3.4. Résultat du modulateur en mode petit signal.....	134

3.4.1.	Résultat du modulateur en mode grand signal .....	136
4.	Oscillateur .....	137
4.1.	Bruit de phase d'un oscillateur.....	137
4.1.1.	Bruit d'amplitude .....	138
4.1.2.	Bruit de phase .....	138
4.2.	Etat de l'art des oscillateurs en gamme millimétrique.....	139
4.3.	Conception d'un oscillateur à résistance négative .....	141
4.3.1.	Topologie de l'oscillateur à résistance négative .....	142
4.3.2.	Méthode de conception de l'oscillateur .....	143
4.4.	Etude des différents paramètres de l'oscillateur conçu.....	147
4.4.1.	<i>Pushing</i> .....	147
4.4.2.	Coefficient de qualité externe .....	149
4.4.3.	<i>Pulling</i> .....	149
	Conclusion – Chapitre 2.....	153
	Bibliographie – Chapitre 2 .....	154

## TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 2.1 :	Ft/Fmax des filières III-V et Silicium .....	81
Figure 2.2 :	Schéma d'une ligne micro ruban (a) et de ses lignes de champ (b) .....	82
Figure 2.3 :	Schéma d'une ligne coplanaire (a) et de ses lignes de champ (b) .....	82
Figure 2.4 :	Coupe transversale de la technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$ .....	84
Figure 2.5 :	Schéma d'une ligne de propagation micro ruban de type TFMS (Thin Film MicroStrip) .....	85
Figure 2.6 :	Evolution fréquentielle de la constante d'atténuation mesurée d'une ligne micro ruban .....	85
Figure 2.7 :	Gamme d'impédance caractéristique en fonction de la largeur de la ligne .....	86
Figure 2.8 :	Accès DC et RF d'un circuit millimétrique .....	87
Figure 2.9 :	Modélisation de la capacité du plot RF .....	88
Figure 2.10 :	Comparaison simulation / mesure d'un plot RF .....	88
Figure 2.11 :	Définition du point de compression .....	93
Figure 2.12 :	Spectre du signal en entrée et en sortie d'un amplificateur non linéaire après apparition de la compression .....	95
Figure 2.13 :	Définition graphique de l'intermodulation d'ordre 3 .....	95
Figure 2.14 :	Démarche de conception d'un amplificateur à un étage .....	98
Figure 2.15 :	Réseau de caractéristiques du transistor de type Ne364A400 (— : simulation - ▪ : mesures) .....	101
Figure 2.16 :	Photographie du motif du transistor HBT .....	102
Figure 2.17 :	Comparaison simulation (▪) / mesures (—) des paramètres S du transistor et de ses accès .....	102
Figure 2.18 :	Comparaison simulation (▪) / mesures (—) des paramètres Y du transistor et de ses accès .....	103
Figure 2.19 :	Evolution fréquentielle du facteur de stabilité k (a) et du maximum de gain (b) .....	104
Figure 2.20 :	Topologie de l'amplificateur à un étage et de ses quadripôles de stabilisation / adaptation .....	105
Figure 2.21 :	Evolution des coefficients de réflexion $\Gamma_{\text{MS}}$ (a) et $\Gamma_{\text{ML}}$ (b) à 60 GHz pour différentes longueurs de lignes d'adaptation série et de polarisation parallèle .....	106
Figure 2.22 :	Evolution fréquentielle du facteur de stabilité k .....	107
Figure 2.23 :	Evolution fréquentielle du gain .....	107

Figure 2.24 :	Evolution fréquentielle des coefficients de réflexion du transistor adapté (a : $\Gamma_{MS}$ et $\Gamma_{ML}$ dans la bande [50-75] GHz – b : adaptation dans la bande [0,25-110] GHz).....	108
Figure 2.25 :	Synoptique d'un amplificateur à trois étages d'émetteur commun cascades.....	109
Figure 2.26 :	Photographie de l'amplificateur moyenne puissance .....	110
Figure 2.27 :	Résultats de mesure ( ) et de simulation ( ) de l'amplificateur (a : Gain dans la bande [40–80] GHz – b : Gain dans la bande [0.5-110] GHz – c,d :Coefficient de réflexion en entrée (c) et en sortie (d) dans la bande [0.5-110] GHz) .....	111
Figure 2.28 :	Banc de mesure du point de compression à -1 dB .....	112
Figure 2.29:	Mesure du point de compression à -1 dB de l'amplificateur .....	113
Figure 2.30:	Banc de mesure de l'intermodulation .....	113
Figure 2.31:	Puissance d'un signal soumis à deux raies fréquentielles ( $\Delta f = 50$ MHz) en sortie de l'amplificateur de puissance.....	114
Figure 2.32 :	Signal en sortie du générateur d'impulsion (données : 0-1-1-0-1-0-0-0-1 – Code d'accès multiple : 1-0-2-3-1-3-1-3).....	117
Figure 2.33 :	Principe de fonctionnement d'une diode SRD idéale.....	118
Figure 2.34 :	Impulsion gaussienne à base deux MOSFET (a) ou à base de MOSFET et d'un transistor bipolaire (b).....	119
Figure 2.35:	Générateur d'impulsion à base de bipolaires .....	120
Figure 2.36 :	Topologie (a) d'un générateur d'impulsions et exemple de génération d'une impulsion gaussienne positive .....	121
Figure 2.37 :	Principe de base d'un générateur d'impulsions en portes logiques .....	122
Figure 2.38 :	Cellule de retard créée par un inverseur (a) ou par une capacité parallèle (b)....	123
Figure 2.39 :	Modulateur PPM.....	124
Figure 2.40 :	Synoptique du générateur d'impulsion TH-PPM.....	125
Figure 2.41 :	Layout du générateur d'impulsions.....	125
Figure 2.42 :	Chronogrammes de l'entrée (a) et de la sortie (b) du comparateur .....	126
Figure 2.43 :	Chronogrammes des signaux d'entrée (a) et de sortie (b) de la porte NOR.....	126
Figure 2.44 :	Variation de la largeur d'impulsion .....	127
Figure 2.45 :	Topologie du commutateur à un étage.....	128
Figure 2.46 :	Simulation d'un étage d'émetteur commun adapté sur $50 \Omega$ (a : transmission – b : adaptation) pour l'état passant.....	129
Figure 2.47 :	Simulation d'un étage d'émetteur commun adapté sur $50 \Omega$ (a : transmission – b : adaptation) pour l'état bloqué.....	130
Figure 2.48 :	Topologie du commutateur .....	131

Figure 2.49 : Etage de sortie du générateur d’impulsions.....	131
Figure 2.50 : Photographie du modulateur.....	132
Figure 2.51 : Formes temporelle (a) et spectrale (b) d’une impulsion en sortie du modulateur.....	133
Figure 2.52 : Simulation temporelle du modulateur.....	133
Figure 2.53 : Spectre en sortie du modulateur.....	134
Figure 2.54 : Comparaison simulation (▪) mesure (—) du commutateur à l’état passant (a : transmission – b : adaptation).....	134
Figure 2.55 : Comparaison simulation (▪) mesure (—) du commutateur à l’état bloqué (a : transmission – b : adaptation).....	135
Figure 2.56 : Comparaison simulation / mesure du point de compression à -1 dB à 60 GHz..	136
Figure 2.57 : Spectre de sortie d’un oscillateur idéal (a) et réel (b).....	138
Figure 2.58 : Etat de l’art des oscillateurs à 60 GHz (a :Bruit de phase – b :puissance de sortie – c :consommation).....	141
Figure 2.59 : Topologie de l’oscillateur à résistance négative.....	142
Figure 2.60 : (a) Schéma de résistance négative utilisé lors de la simulation – (b) Résultat de cette simulation, évolution du coefficient de réflexion d’entrée et du facteur de Rollett en fonction de la fréquence.....	143
Figure 2.61 : Evolution du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative et du circuit d’accord en fonction de la fréquence.....	144
Figure 2.62 : Evolution du $\frac{1}{S_{11(NL)}}$ en fonction de la valeur de la capacité à 60 GHz.....	145
Figure 2.63 : Evolution de la fréquence d’oscillation en fonction de la valeur de la capacité .	145
Figure 2.64 : Module et phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative	146
Figure 2.65 : Puissance de sortie de l’oscillateur pour différentes harmoniques.....	146
Figure 2.66 : Evolution de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative pour une polarisation de base entre 27,3 $\mu$ A et 37,3 $\mu$ A.....	148
Figure 2.67 : Evolution de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative pour une polarisation de collecteur entre 1,5 V et 1,7 V.....	148
Figure 2.68 : Schéma de l’impédance de charge de l’oscillateur (a) et phase de l’oscillateur en boucle fermée pour les deux impédances de source (ON et OFF) du commutateur (b).....	150
Figure 2.69 : Atténuateur en PI.....	151
Figure 2.70 : Phase de l’oscillateur en boucle fermée pour deux impédances de source de l’atténuateur.....	152
Figure 2.71 : Récapitulatif des performances des blocs de l’émetteur.....	153

## **LISTE DES TABLEAUX**

---

Tableau 2.1 : Etat de l'art des amplificateurs de puissance autour de 60 GHz.....	90
Tableau 2.2 : Rendement et linéarité pour différentes classes de fonctionnement.....	97
Tableau 2.3 : Performances expérimentales de l'amplificateur.....	115
Tableau 2.4 : Comparatif des générateurs d'impulsions.....	123
Tableau 2.5 : Etat de l'art des oscillateurs autour de 60 GHz.....	140

## DEUXIEME CHAPITRE : CONCEPTION DE L'EMETTEUR

---

Ce chapitre détaille la conception des circuits de l'émetteur et les performances obtenues. Les objectifs fixés en terme de spécification système sont présentés dans le premier chapitre.

La première partie de ce chapitre est consacrée à un état de l'art des filières technologiques puis nous présenterons les structures passives utilisées lors de la conception. Ces structures ayant déjà été optimisées [1], nous ne ferons qu'un rappel des points importants.

La seconde partie de ce chapitre détaille la méthode de conception de l'amplificateur de puissance situé en sortie de la chaîne d'émission. Un état de l'art des amplificateurs millimétriques sera présenté, afin d'étudier l'influence de la filière sur les performances du circuit. Ensuite nous introduirons les différentes caractéristiques d'un amplificateur de puissance, la classe, la linéarité. Après validation du modèle de transistor, nous présenterons la méthode de conception que nous avons suivie puis les différents résultats obtenus sur cet étage.

La troisième partie aborde la conception du générateur d'impulsions et du circuit permettant la transposition de fréquence. Un état de l'art des différents types de générateur d'impulsions nous permet de déterminer la solution la plus adaptée à notre système. Ensuite les performances obtenues sur ces deux blocs sont présentées.

La dernière partie expose un état de l'art des oscillateurs en gamme millimétrique avant d'en détailler la conception et l'influence de différents paramètres de l'oscillateur sur l'émetteur.

## 1. Filière technologique **BiCMOS SiGe:C 0.13 $\mu\text{m}$**

### 1.1. Filières technologiques

Chaque système de communication a des besoins bien précis que ce soit en terme de fréquence de travail, de puissance d'émission ou de bruit au niveau de la chaîne de réception. Avant de déterminer la filière technologique, il faut définir les besoins du système à concevoir. L'estimation des performances du système de communications sans fil a été réalisée dans le premier chapitre (paragraphe 4.3). Les spécifications du système sont brièvement rappelées ci-dessous :

- Fréquence de travail : 60 GHz ;
- Puissance en sortie de la chaîne d'émission (avant l'antenne) : 10 dBm ;
- Facteur de bruit de l'amplificateur de la chaîne de réception : 6,5 dB.

Depuis quelques années, les filières Silicium présentent des fréquences de coupure et des fréquences maximales d'oscillations comparables à celles des technologies III-V. Comme on peut le constater sur la figure 2.1, où nous présentons l'état de l'art des filières technologiques III-V et silicium, il est maintenant possible de réaliser des systèmes millimétriques avec les filières technologiques sur silicium. De plus, elles sont très avantageuses pour la conception faible consommation de circuits destinés aux objets mobiles fonctionnant sur batterie. Cependant, sur ces technologies, les passifs possèdent des pertes plus importantes que sur les filières technologiques III-V.

Les différents types de transistors présentés lors de cet état de l'art sont les suivants :

- *HEMT : High Electron Mobility Transistor*
- *CMOS : Complementary Metal Oxide Semiconductor*
- *HBT : Heterojunction Bipolar Transistor*

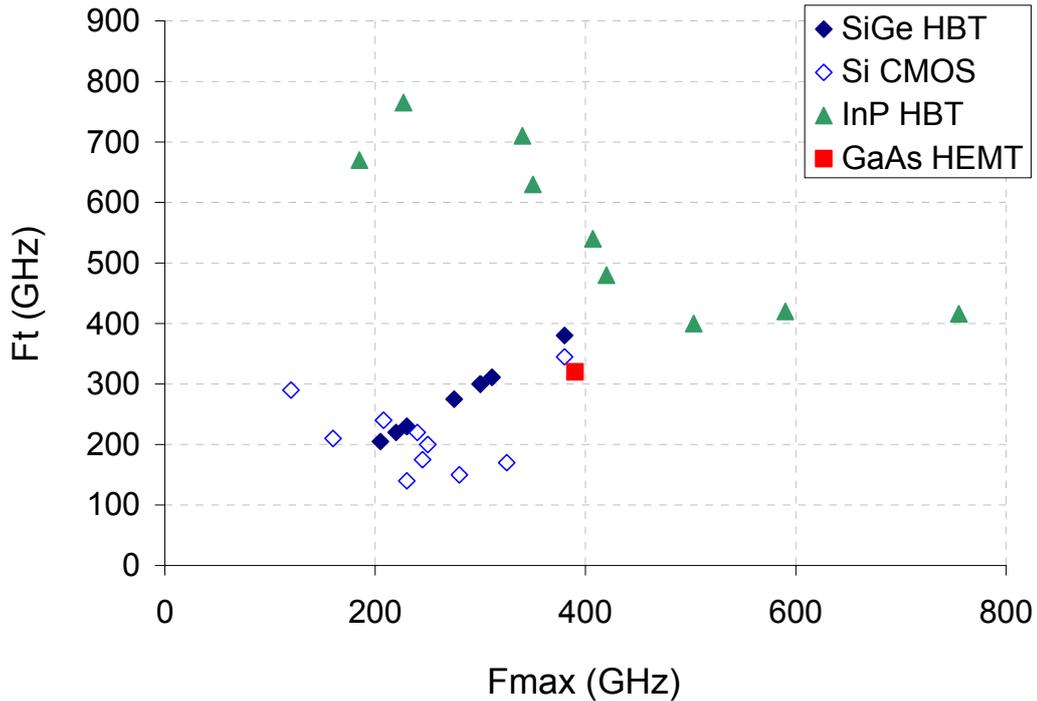


Figure 2.1 :  $F_t/F_{max}$  des filières III-V et Silicium

La filière technologique, dont nous disposons pour la conception du système millimétrique, possède une fréquence maximale d'oscillation et de coupure d'environ 160 GHz, ces performances ont été obtenues pour un transistor ayant un émetteur de géométrie  $0,3 \times 5,74 \mu\text{m}^2$ . Cette filière ne présente certes pas les meilleures performances, cependant, au début de nos travaux, cela nous permettait d'avoir accès à des modèles de transistors robustes. De plus l'objectif de cette thèse n'était pas d'obtenir des performances sur des fonctions isolées à l'état de l'art mais plutôt de démontrer la faisabilité d'un système millimétrique entièrement intégré en technologie silicium. Il n'était donc pas nécessaire d'utiliser la filière technologique ayant la meilleure fréquence maximale d'oscillation et de coupure.

## 1.2. Etude des lignes de propagation en technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$

Au cours de ce paragraphe, nous présenterons tout d'abord les deux grands types de ligne de propagation. Ensuite nous étudierons plus précisément le type de ligne utilisée pour la conception des circuits millimétriques avec cette filière technologique.

### 1.2.1. Structures de propagation

En gamme millimétrique, il existe deux types de structures de propagation :

- les lignes micro rubans

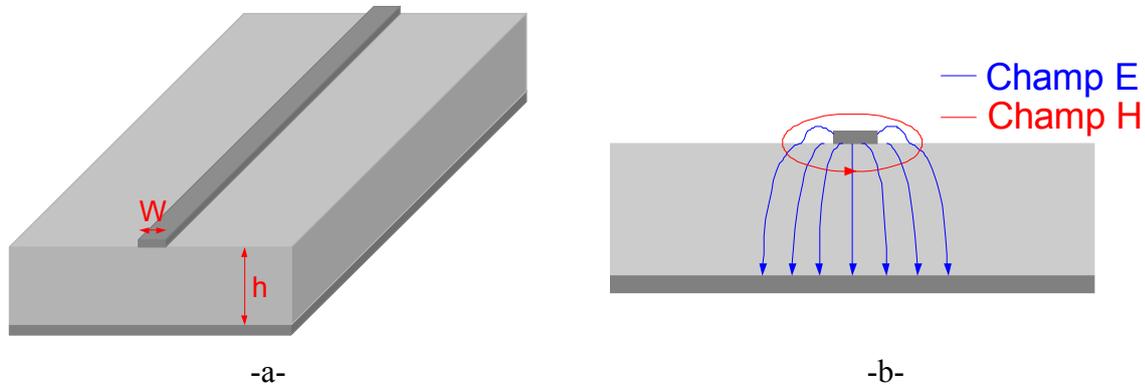


Figure 2.2 : Schéma d'une ligne micro ruban (a) et de ses lignes de champ (b)

Une ligne micro ruban est composée d'un ruban conducteur situé sur une face d'un matériau diélectrique ayant sa seconde face constituée d'un plan de masse. Les lignes de champ électrique se referment à travers l'air et à travers le plan de masse. La propagation de l'onde est dite quasi-TEM (Transverse Electro-Magnétique) puisque les champs E (électrique) et H (magnétique) sont perpendiculaires au sens de propagation.

- les lignes coplanaires

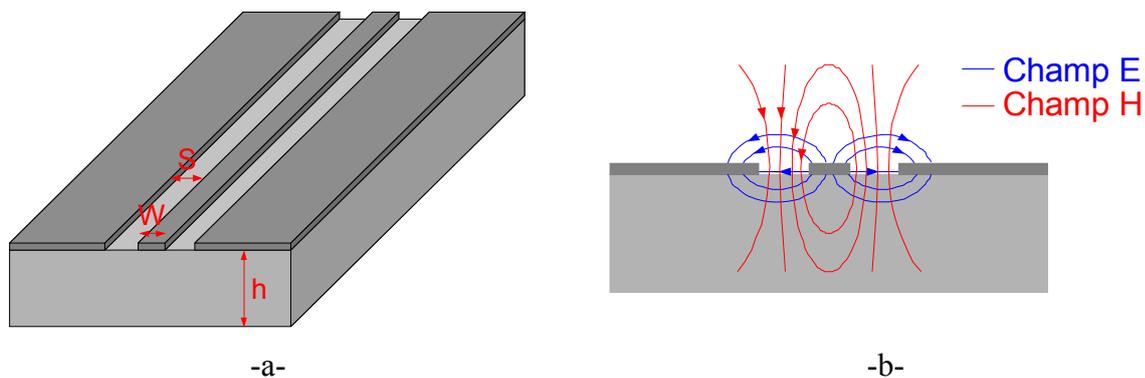


Figure 2.3 : Schéma d'une ligne coplanaire (a) et de ses lignes de champ (b)

Une ligne coplanaire est composée d'un ruban conducteur central et deux plans de masse situés sur une face d'un matériau diélectrique. Les lignes de champ électrique se referment à travers les plans de masse latéraux à travers l'air et à travers le substrat. Dans ce type de structure, il y a deux modes de propagation :

- un mode quasi-TEM (illustré figure 2.3-b)
- un mode quasi TE (Transverse Electrique)

Le mode quasi-TE rayonne, il faut donc l'éliminer. Il est alors nécessaire que les deux plans de masse soient au même potentiel, ce qui peut être réalisé en les reliant par un pont métallique.

Une comparaison entre les deux types de structure de propagation a été réalisée pour la technologie STMicroelectronics BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$  [1]. Cette étude a permis de mettre en évidence que la ligne micro ruban est le type de structure la mieux adaptée à la filière en gamme millimétrique.

La permittivité diélectrique du matériau au-dessus du silicium est faible. De ce fait l'espacement entre le conducteur central et la masse d'une ligne coplanaire doit être large (afin d'obtenir une ligne de propagation d'impédance caractéristique 50  $\Omega$ ). Ceci implique des pertes dans les lignes importantes puisque les lignes de champs se propagent de ce fait dans le silicium à perte. L'idée serait alors d'ajouter un plan de masse pour s'affranchir des pertes dues au silicium. Mais compte tenu de la faible hauteur de diélectrique, le mode d'excitation sera principalement un mode micro ruban.

Un autre avantage de l'utilisation des lignes micro rubans réside dans l'encombrement des structures. En effet, les structures coplanaires nécessitent l'ajout de pont de masse, ce qui alourdit la conception et augmente l'encombrement des circuits.

Les performances des lignes micro ruban en technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$  sont les suivantes :

- pertes des lignes de propagation micro ruban : 0,9 dB/mm @ 40 GHz et 1 dB @ 60 GHz ;
- gamme d'impédances caractéristiques réalisables : [20 - 60]  $\Omega$ .

## 1.2.2. Contraintes technologiques des lignes micro ruban et des plot d'accès pour la technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$

### 1.2.2.1. Conception de la ligne micro ruban

La technologie BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu\text{m}$  permet de concevoir des circuits sur 6 niveaux de métallisation (Métal 1 à Métal 6) et un niveau d'aluminium d'encapsulation (Alucap) comme illustré figure 2.4.

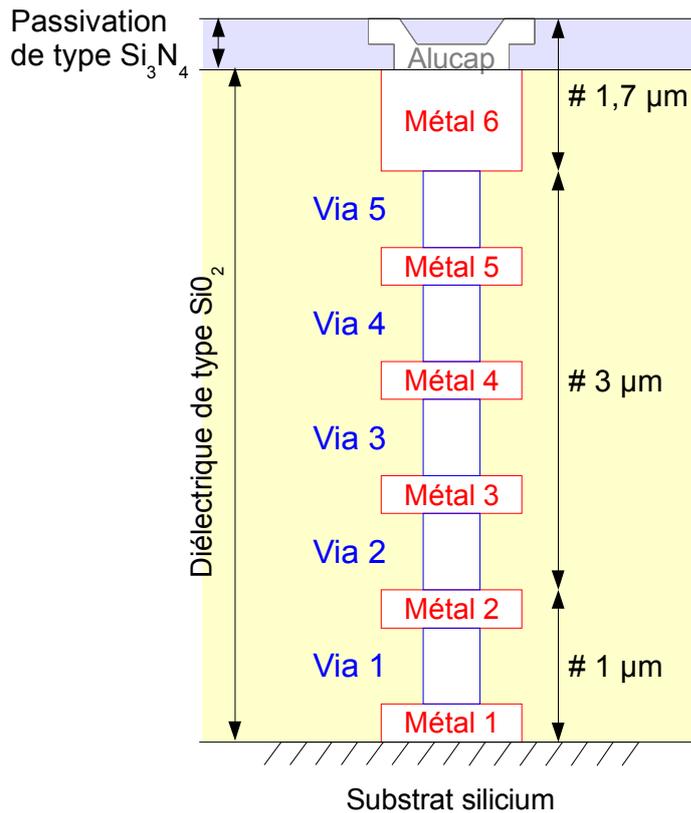


Figure 2.4 : Coupe transversale de la technologie BiCMOS SiGe:C 0,13  $\mu\text{m}$

L'augmentation du nombre de niveaux de métallisation est très importante pour les circuits numériques. Elle a pour conséquence de réduire l'encombrement des circuits. Concernant les circuits en gamme millimétrique, elle présente également un intérêt puisque cela permet d'augmenter la hauteur de diélectrique, ce qui a une incidence directe sur la diminution des pertes des passifs.

Compte tenu des contraintes de densité de métaux imposées par les règles de dessin de cette technologie, il est impossible de réaliser des plans de masse pleins. Il est nécessaire d'ajouter les plans de métallisation. Au regard des différents niveaux de métallisation disponibles, le plan de masse sera réalisé à l'aide du métal 1 et du métal 2 (figure 2.4) connecté par des vias, ceci permet de connecter les deux niveaux et ainsi obtenir un plan de masse « plein ». Le métal 6 et le niveau d'alucap (figure 2.4) constitueront le ruban conducteur. La figure 2.3 présente plus en détail une ligne micro ruban réalisée sur la filière BiCMOS SiGe:C 0,13  $\mu\text{m}$ . La figure 2.5 montre une vue 3D d'une ligne micro ruban prenant en compte les contraintes technologiques.

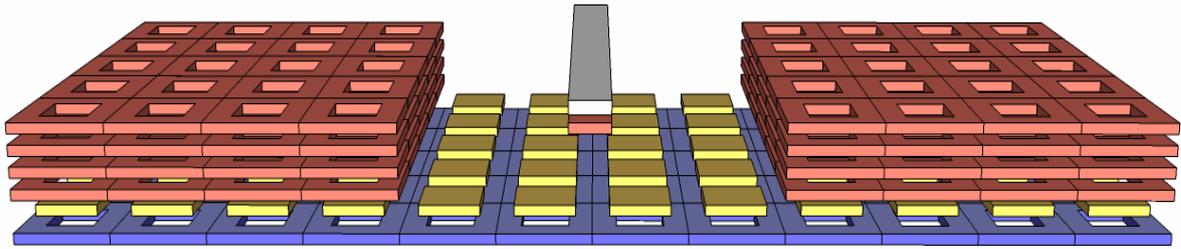


Figure 2.5 : Schéma d'une ligne de propagation micro ruban de type TFMS (Thin Film MicroStrip)

La modélisation des lignes micro rubans lors de la simulation des circuits est réalisée à l'aide du modèle « *multilayer* » disponible sur le logiciel Agilent ADS. Ce type de modèle nous permet de tenir compte de l'épaisseur du plan de masse.

### 1.2.2.2. Pertes d'une ligne micro ruban

L'évolution fréquentielle des pertes mesurées d'une ligne micro ruban d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  est décrite sur la figure 2.6 (extrait [1]).

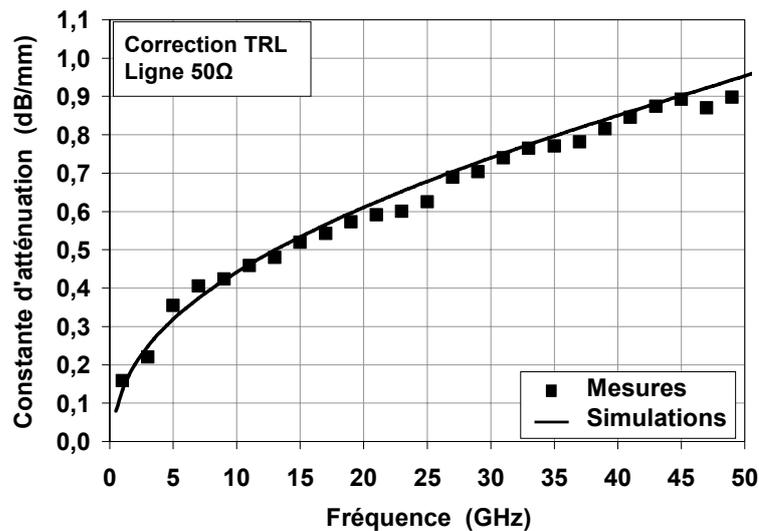


Figure 2.6 : Evolution fréquentielle de la constante d'atténuation mesurée d'une ligne micro ruban

D'après la figure 2.6, l'atténuation d'une ligne d'impédance caractéristique  $50 \Omega$  est d'environ 1 dB à 60 GHz

### 1.2.2.3. Gamme d'impédances caractéristiques

L'impédance d'une ligne micro ruban dépend principalement du rapport  $W/h$  (c'est-à-dire la largeur de la ligne et la hauteur du diélectrique) et de la permittivité du diélectrique.

Différents outils permettent de déterminer l'impédance d'une ligne en fonction des caractéristiques du substrat et du type de ligne. Cette étude a été réalisée avec l'outil « *linecalc* » disponible sur le logiciel Agilent ADS. La gamme d'impédance que nous pouvons réaliser, compte tenu des contraintes technologiques (largeur du ruban minimale d'environ 3  $\mu\text{m}$  et maximale d'environ 20  $\mu\text{m}$ ) et des caractéristiques du substrat, est décrite figure 2.7.

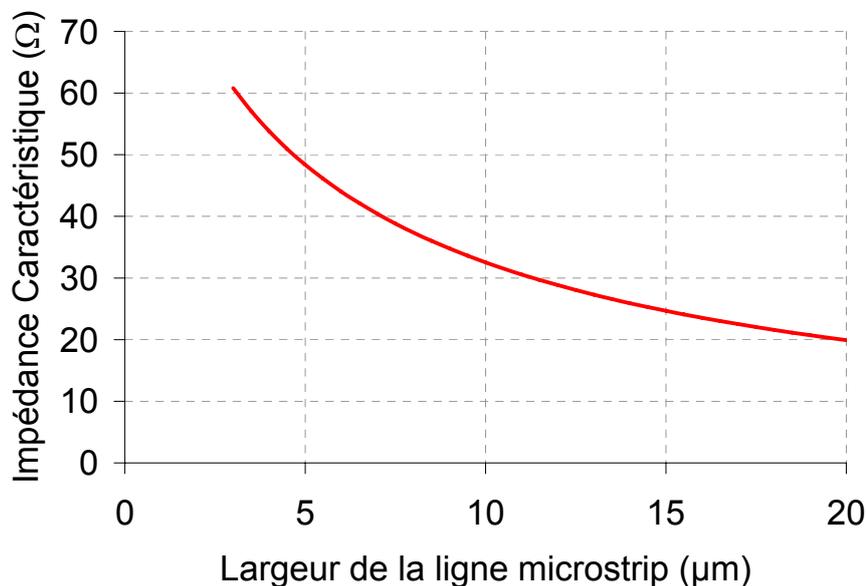


Figure 2.7 : Gamme d'impédance caractéristique en fonction de la largeur de la ligne

D'après la figure 2.7, nous pouvons noter que la gamme d'impédance réalisable est relativement réduite, de 20  $\Omega$  à 60  $\Omega$ . Notons également que pour réaliser une ligne d'impédance 50  $\Omega$ , la largeur du ruban doit être de 5  $\mu\text{m}$ .

### 1.2.2.4. Caractérisation des plots hyperfréquences

Les accès RF et DC du circuit sont réalisés par l'intermédiaire de « plots » comme illustré figure 2.8.

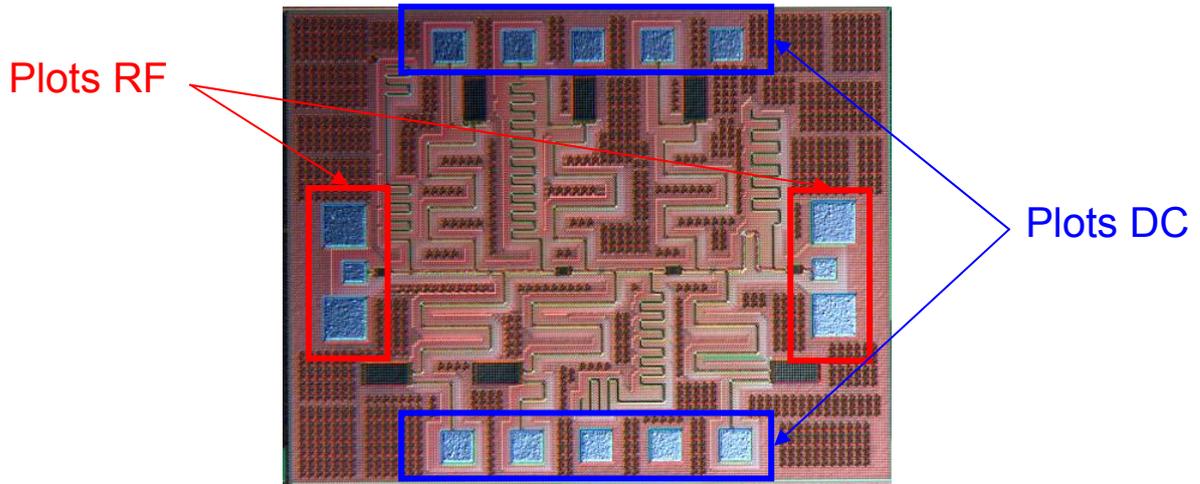


Figure 2.8 : Accès DC et RF d'un circuit millimétrique

Compte tenu de la hauteur de diélectrique entre le métal 2 et le métal 6, décrit figure 2.4, et de la valeur de la permittivité diélectrique, le plot peut être considéré en première approximation comme une capacité non négligeable en gamme millimétrique définie par l'équation (2.1).

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{S}{e} \quad (2.1)$$

Avec -  $\epsilon_0$ , la permittivité du vide  $(1/36\pi)10^{-9}$

-  $\epsilon_r$ , la permittivité ou constante diélectrique de l'isolant

-  $S$ , la surface du plot ( $\text{m}^2$ )

-  $e$ , l'épaisseur du diélectrique (m)

L'équation (2.1) montre que la surface du plot doit être la plus réduite possible pour minimiser cette capacité. Cependant cet accès doit tout de même permettre la pose de la pointe hyperfréquence (lors du test sous pointe) mais surtout la soudure d'un fil d'or afin de pouvoir par la suite intégrer l'émetteur et le récepteur dans un boîtier. Finalement sa taille a été fixée à  $60 \times 60 \mu\text{m}^2$ .

La constante diélectrique, et de ce fait la capacité de plot, évolue avec la fréquence. Pour caractériser cette évolution fréquentielle, le plot a été intégré comme motif de test isolé. La capacité de plot peut se définir alors par l'expression 2.2.

$$C_{plot} = \frac{\text{Im}(Y_{11})}{2\pi f} \quad (2.2)$$

Lors de la conception des circuits, la valeur de la capacité plot a été modélisée à l'aide de tronçons de ligne permettant de prendre en compte l'effet de propagation le long du plot (figure 2.9). On suppose dans ce cas que la pose des pointes s'effectue au centre du plot RF.

## Capacité du plot RF

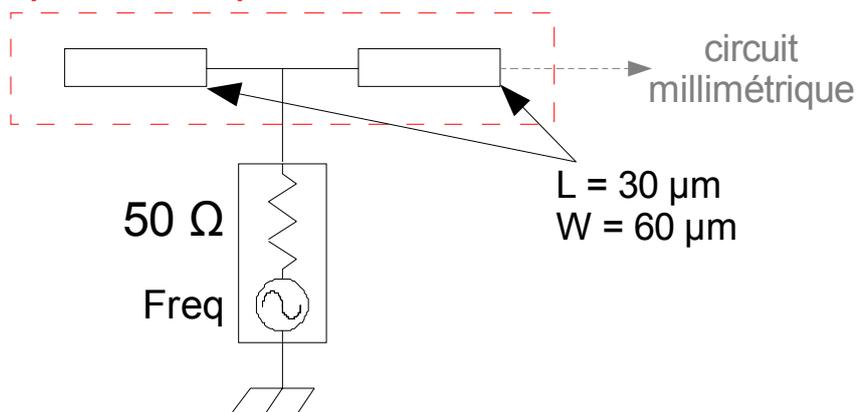


Figure 2.9 : Modélisation de la capacité du plot RF

Afin de valider ce modèle, une comparaison entre la simulation de la structure présentée figure 2.9 et la mesure d'un plot a été réalisée avec un analyseur de réseau vectoriel. Les résultats de cette comparaison sont présentés sur le graphe de la figure 2.10.

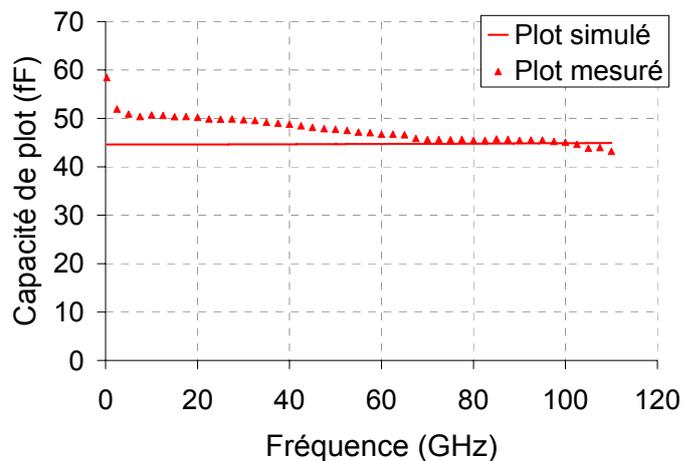


Figure 2.10 : Comparaison simulation / mesure d'un plot RF

D'après de la figure 2.10, nous pouvons déduire que le plot présente une capacité d'environ 45 fF. D'autre part, la modélisation du plot reproduit fidèlement la capacité introduite par ce dernier. Dans la suite du manuscrit, les plots utilisés pour la conception des circuits seront identiques à celui présenté dans ce paragraphe. Dans cette simulation nous n'avons pas pris en compte l'évolution fréquentielle de la permittivité du diélectrique, d'où la différence entre la simulation et la mesure de la capacité de plot.

## 2. Conception de l'amplificateur de puissance

### 2.1. Etat de l'art des amplificateurs en gamme millimétrique

Les critères fondamentaux d'un amplificateur de puissance sont les suivants :

- Gain (dB) ;
- Puissance de sortie (dBm) ;
- Linéarité de l'amplificateur (cette donnée n'apparaît pas dans l'état de l'art présenté ci-dessous, puisqu'elle est peu fréquemment détaillée dans les publications pour la gamme millimétrique).

Deux autres critères sont également présentés puisqu'ils sont importants dans le cadre de notre système :

- Consommation ;
- Encombrement.

Le tableau 2.1 présente un état de l'art des amplificateurs autour de 60 GHz. Dans ce tableau, pour chaque amplificateur nous indiquons la fréquence de fonctionnement, le gain, le point de compression à -1 dB en sortie, la consommation, l'encombrement, la topologie utilisée et la filière technologique.

Les acronymes employés pour les types de topologie sont les suivants :

- B : étage base-commune
- E : étage émetteur-commun
- S : étage source-commune
- C : étage cascode

	Fréq (GHz)	Gain (dB)	OIP1 (dBm)	Psat (dBm)	Consom- mation (mW)	Encom- brement (mm <sup>2</sup> )	Topologie	Filière technologique F <sub>T</sub> /F <sub>MAX</sub> (GHz)
[2]	60	10	23			3	1S	<i>HEMT</i> InP 0,12μm
[3]	60	12,5	17	19,5	960 mW sous 3V		2xS+1C	<i>pHEMT</i> AsGa 0,15μm
[4]	60	16	13	15	280 mW sous 2V	1,9	2xE+1C	<i>HBT</i> AsGa 93/211
[5]	61,5	10,8	11,3		375 mW sous 2,5V	1,7	2E	<i>HBT</i> SiGe 0,12μm 200/290
[6]	60	12	2		54 mW sous 1,5V		3xC	<i>CMOS</i> 0,13μm
[7]	60	18	13,5	20	248 mW sous 4V		2xC	<i>BiCMOS</i> 0,13μm 240/300
[8]	60	5,2	6,4	9,3	40 mW sous 1,5V		3xS	<i>CMOS</i> 90nm 140/170
[9]	60	11,5	1,5	7	104 mW sous 1,2V	0.6	3xS	<i>CMOS</i> 65nm
[10]	60	30	11,3	13	374 mW sous 1,8V	0,8	1C+4E	<i>BiCMOS</i> 0,18μm
[11]	61	18,8	14,5	15,5	132 mW sous 3,3V		2x1C	<i>HBT</i> SiGe 0,25μm 200/200 GHz

Tableau 2.1 : Etat de l'art des amplificateurs de puissance autour de 60 GHz

D'après cet état de l'art, les amplificateurs peuvent être réalisés avec tout type de filière technologique. Cependant elle influe de manière importante sur leurs performances.

Concernant la puissance de sortie, elle peut être plus importante sur les filières III-V ce qui va au détriment de la consommation. Dans notre cas le niveau de puissance visé est d'environ 10 dBm. Il est donc envisageable de réaliser le circuit avec une technologie silicium. Au début de ces travaux, la technologie *HBT* permettait d'obtenir des niveaux de puissance suffisants pour l'application visée alors que la technologie *CMOS* 90nm (et à longueur de grille plus faible) n'était pas encore totalement développée pour la conception d'amplificateurs millimétriques.

La technologie *CMOS* est de plus en plus présente dans le domaine millimétrique puisqu'elle permet aujourd'hui d'atteindre des performances égalant les technologies *HBT* sur silicium.

Un autre point important concerne la topologie des étages d'amplification. Dans les différentes publications exposées dans le tableau 2.1, l'étage cascode apparaît comme la structure permettant d'obtenir le maximum de puissance en sortie. Cependant l'amplificateur que nous avons conçu est de type émetteur commun puisque cette topologie offre un niveau suffisant en sortie de l'amplificateur. La conception d'amplificateur n'ayant pas été éprouvée auparavant à 60 GHz avec la technologie *BiCMOS:C* 0,13 $\mu$ m, il fallait se focaliser sur une architecture relativement simple à mettre en œuvre afin de s'affranchir de différents problèmes inhérents à des architectures plus exotiques. Une étude complète de cette filière technologique a été préalablement réalisée [1] et ce pour des fonctions millimétriques à 40 GHz. La topologie de l'amplificateur est donc identique à l'amplificateur faible bruit réalisé au cours de ces précédents travaux. Cette topologie permet également d'étudier plus facilement les décalages éventuels entre les simulations et les mesures.

## 2.2. Classe de fonctionnement des amplificateurs

Il existe deux types de classe d'amplificateur :

- les classes définies à partir du point de polarisation des composants, il s'agit alors des amplificateurs analogiques de classe A, B, C et AB ;
- les classes fonctionnant en commutation, il s'agit des amplificateurs à découpage de classe D, E, F et S.

Les classes intéressantes dans notre cas concernent celles des amplificateurs analogiques. Seules ces classes sont étudiées ici.

Les deux paramètres importants d'un amplificateur de puissance sont le rendement en puissance de celui-ci, également appelé *PAE* (*Power Added Efficiency*) et les non-linéarités de cet amplificateur. Ces deux paramètres sont directement liés à la classe d'amplificateur choisie. Il est donc utile d'effectuer un bref rappel de ces deux critères.

### 2.2.1. Définitions des paramètres d'un amplificateur

#### 2.2.1.1. Rendement

Il existe trois types de rendement :

- le rendement collecteur (dans le cas d'un amplificateur à base de transistor bipolaire) ;
- le rendement en puissance ajoutée ;
- le rendement global.

Le rendement collecteur est défini comme étant le rapport entre la puissance du fondamental en sortie  $P_S$  sur la puissance fournie par l'alimentation continue  $P_{DC}$ .

$$\eta = \frac{P_S}{P_{DC}} \quad (2.3)$$

Le rendement en puissance ajoutée (*PAE : Power Added Efficiency*) d'un amplificateur de puissance est défini par l'équation (2.4). Il représente la capacité d'un transistor à transformer l'énergie fournie par les alimentations continues en énergie hyperfréquence. Il se calcule comme le rapport entre la puissance fournie par le transistor à la fréquence du fondamental et la puissance délivrée par l'alimentation continue  $P_{DC}$ .

$$\eta = \frac{P_S - P_E}{P_{DC}} \quad (2.4)$$

Avec  $P_E$ , la puissance du signal hyperfréquence en entrée

Enfin le rendement global représente le rapport entre l'énergie disponible en sortie de l'amplificateur et l'énergie apportée à l'amplificateur pour assurer la puissance de sortie. Ce rendement est défini par l'équation :

$$\eta = \frac{P_S}{P_{DC} - P_E} \quad (2.5)$$

### **2.2.1.2. Non-linéarité**

Un amplificateur est soumis à des non-linéarités dès qu'on lui applique un niveau de signal important en entrée. Ils existent deux types de distorsions d'amplitude :

- distorsions créant un effet de compression sur la puissance du signal (point de compression à -1dB) ;
- distorsions dues aux interférences entre deux signaux dont la fréquence est proche de l'harmonique fondamentale, la combinaison de ces différentes fréquences crée des produits d'intermodulation.

Les distorsions dues aux interférences impactent uniquement la chaîne de réception. Cependant dans le cas de modulation par position d'impulsion, le signal n'est pas affecté par les interférences. Ces distorsions seront présentées à titre informatif, afin d'évaluer la qualité de l'amplificateur conçu.

Afin de caractériser ces deux types de distorsion, deux tests doivent être réalisés :

- test du simple ton, le spectre du signal injecté en entrée de l'amplificateur est constitué d'une seule raie ;
- test du double ton, le spectre du signal injecté en entrée de l'amplificateur est cette fois composé de deux raies de puissance identique.

### 2.2.1.2.1. Point de compression à 1 dB

Le signal sinusoïdal en entrée de l'amplificateur est défini par l'équation (2.6).

$$V_e = A \cos(\omega t) \quad (2.6)$$

Avec -  $A$ , l'amplitude maximale du signal d'entrée  
 -  $\omega$ , la fréquence de fonctionnement

Si l'on considère la tension de sortie comme une fonction temporelle de la tension d'entrée, il est possible d'exprimer cette tension sous forme polynomiale. Et si nous voulons étudier les non linéarités d'ordre trois, la tension de sortie d'un circuit s'écrit de la manière suivante :

$$V_s = a_1 V_e + a_2 V_e^2 + a_3 V_e^3 \quad (2.7)$$

Après développement de l'équation (2.7), l'expression de la composante fondamentale s'écrit

$$a_1 A \left[ 1 + \frac{3 a_3}{4 a_1} A^2 \right] \quad (2.8)$$

Le coefficient  $a_1 A$  représente le gain linéaire de la structure. Si  $a_3 < 0$ , l'amplificateur subit alors un phénomène de compression à la fréquence fondamentale. La puissance de sortie d'un amplificateur est souvent donnée à 1 dB de compression, ce qui signifie que le gain est 1 dB en dessous du gain en zone linéaire. Le point de compression à -1dB est décrit sur la figure 2.11.

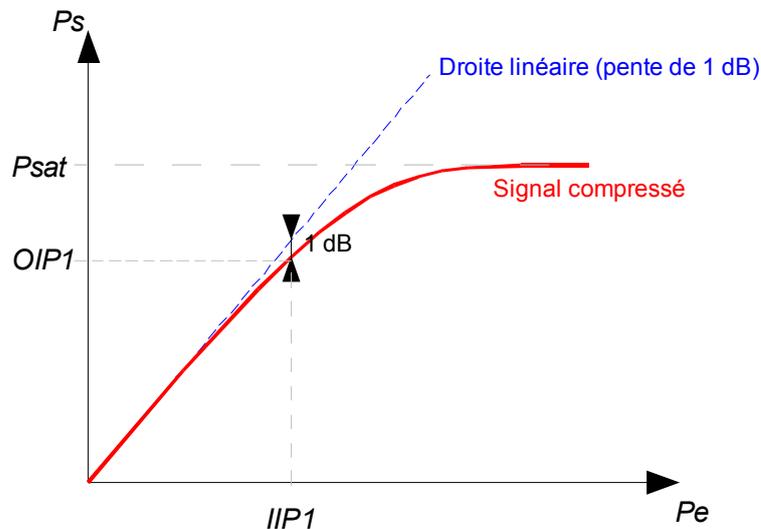


Figure 2.11 : Définition du point de compression

Le point de compression à -1dB ne suffit pas pour quantifier la non linéarité d'un amplificateur utilisé dans un système de communication « moderne », il faut également étudier les produits d'intermodulation pour évaluer la distorsion de cette même fonction. La connaissance du point de compression à -1 dB permet de déterminer le niveau de recul à prendre en compte pour des modulations complexes, comme par exemple la modulation *OFDM*.

#### 2.2.1.2.2. Produits d'intermodulation

Les produits d'intermodulation correspondent à une combinaison des fréquences fondamentales. Les signaux parasites peuvent perturber le système de communication sans fil s'ils se situent dans la bande passante du système.

Afin de caractériser les produits d'intermodulations, il faut considérer un signal d'entrée ( $V_e$ ), équation (2.9), composé de deux signaux sinusoïdaux d'amplitude  $V$  identique mais de fréquence voisine distincte ( $f_1$  et  $f_2$ ).

$$V_e = V[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] \quad (2.9)$$

Le signal en sortie de l'amplificateur est alors défini par l'équation (2.10).

$$V_s = a_1 V [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)] + a_2 V^2 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^2 + a_3 V^3 [\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)]^3 \quad (2.10)$$

Le signal de sortie  $V_s$  présente des termes en  $n\omega_1 \pm m\omega_2$ .  $n$  et  $m$  étant des entiers L'ordre du produit d'intermodulation est défini par la relation  $i = |n| + |m|$ .

Les produits d'intermodulation du second ordre sont donc représentés par les raies aux fréquences  $f_1 + f_2$  et  $f_2 - f_1$  et ceux du troisième ordre par les fréquences  $2f_1 + f_2$ ,  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 + f_1$  et  $2f_2 - f_1$ .

Certains des produits d'intermodulation d'ordre impair ( $i$  est un nombre impair) sont situés, comme représenté sur la figure 2.12, dans la bande passante de fonctionnement du système. Ils perturbent donc le signal transmis.

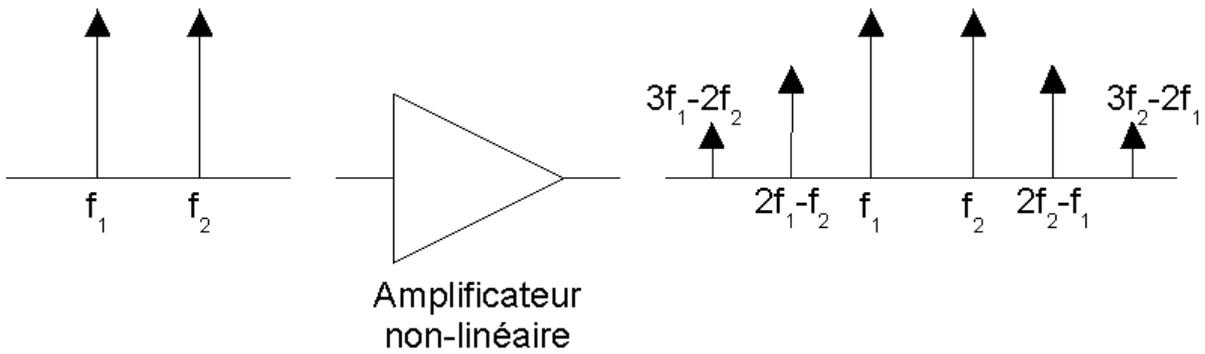


Figure 2.12 : Spectre du signal en entrée et en sortie d'un amplificateur non linéaire après apparition de la compression

L'intermodulation d'ordre trois est représentée sur la figure 2.13.

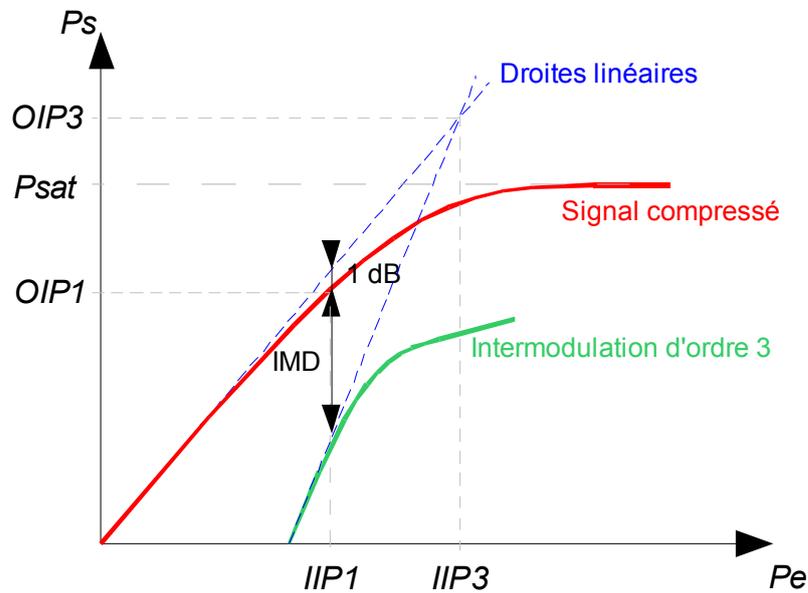


Figure 2.13 : Définition graphique de l'intermodulation d'ordre 3

De ce graphique, on peut déduire le point d'interception ( $IP_3$ ) d'ordre trois en entrée ( $IIP_3$ ) et en sortie ( $OIP_3$ ). Ce point se détermine en calculant l'intersection entre la droite linéaire de la puissance du fondamental et celle de l'intermodulation d'ordre trois.

La figure 2.13 présente également la distorsion d'intermodulation, notée  $IMD$  (« Intermodulation Distorsion ») et exprimée en dBc. Cette distorsion est définie par l'équation (2.11) sachant que la puissance du fondamental est définie au point de compression à -1 dB :

$$IMD_3 = P_{2\omega_2 - \omega_1} - P_{\omega_1} \text{ (dBc)} \quad (2.11)$$

Le processus est identique pour déterminer les distorsions d'intermodulation d'ordre  $n$ . Cette fois il peut être calculé par le biais de l'équation (2.12).

$$IMDi = P_{m\omega_2 - n\omega_1} - P_{\omega_1} \quad (2.12)$$

où  $m, n$  et  $i$  entiers et reliés par l'expression  $i=m+n$

Les produits d'intermodulation d'ordre trois et cinq se situent, dans la majeure partie des cas, dans la bande passante du système et ont une puissance suffisante pour avoir une influence sur le signal en sortie de l'amplificateur.

La connaissance des produits d'intermodulation d'ordre trois et cinq est très importante pour les systèmes de communication à modulation complexe, telle que la modulation *OFDM*. Dans notre cas, ces produits d'intermodulation n'impactent pas la transmission de données.

#### 2.2.1.2.3. Test du NPR (Noise Power Ratio)

Les non-linéarités impactant un système de communication peuvent être caractérisées par la méthode du NPR (*Noise Power Ratio*). L'idée est d'appliquer en entrée de l'amplificateur de nombreuses porteuses d'amplitude identique mais de phase différente sauf dans une bande de fréquence bien définie où l'amplitude des porteuses est volontairement réduite créant ce qui est appelé un trou (*notch*). En fonction de la non-linéarité de l'amplificateur, le niveau des porteuses situées dans le trou sera amplifié en sortie de la fonction permettant ainsi de déterminer le NPR de l'amplificateur. Le NPR est alors défini comme étant le ratio entre le niveau des raies en entrée de l'amplificateur situées dans le trou et le niveau de ces mêmes raies en sortie. Lors de notre étude, le NPR n'a pas été caractérisé puisque nous ne disposions pas du matériel nécessaire.

### 2.2.2. Influence de la classe de fonctionnement sur les performances de l'amplificateur

L'annexe 1 présente en détail l'impact de la classe de fonctionnement sur le rendement et la linéarité de l'amplificateur.

Le tableau 2.2 dresse le bilan de cette étude.

Classe	Rendement théorique $\eta$ (%)	Linéarité	Gain
A	50	+++	+
B	78	+	-
C	$50 < \eta < 78$	---	--
AB	$78 < \eta < 100$	++	++

Tableau 2.2 : Rendement et linéarité pour différentes classes de fonctionnement

Le tableau 2.2 montre qu'il est impossible d'allier une excellente linéarité et un excellent rendement pour un point de polarisation donné. Il faut donc choisir un compromis entre ces deux paramètres avant de fixer la classe de fonctionnement.

L'utilisation d'une modulation de type *PPM* permet au système d'être robuste vis-à-vis des non-linéarités du système. Le critère prépondérant lors de la conception de cet amplificateur est son rendement. En effet celui-ci va directement influencer sur la consommation. Il est donc intéressant de choisir une classe de fonctionnement offrant un rendement élevé.

Lors de la conception de l'amplificateur, la classe AB a été retenue puisqu'elle permet d'obtenir le meilleur compromis de performances en gain et en rendement.

### 2.2.3. Conception d'un amplificateur à un étage

#### 2.2.3.1. Démarche de conception d'un amplificateur

La conception d'un amplificateur à un seul étage suit la procédure décrite figure 2.14.

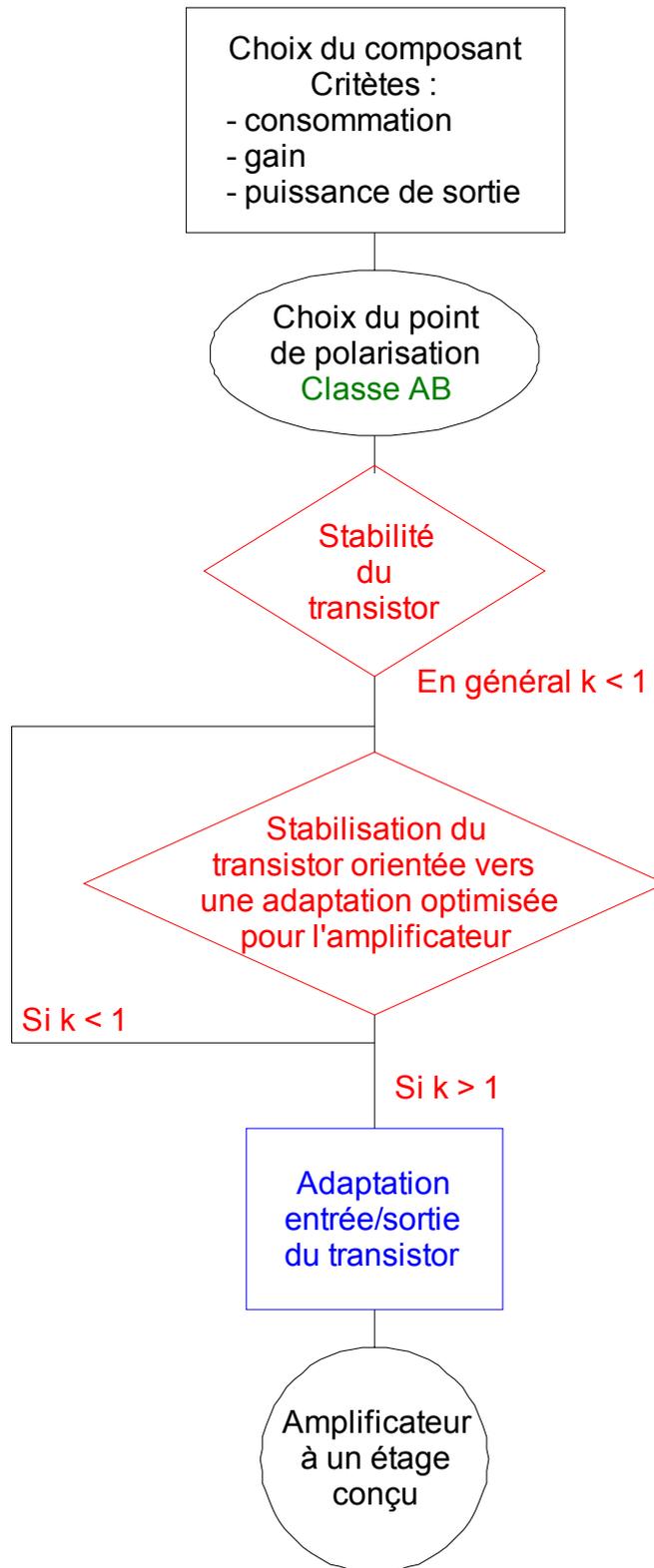


Figure 2.14 : Démarche de conception d'un amplificateur à un étage

Les paragraphes suivants définissent les notions de stabilité et d'adaptation de l'amplificateur.

### 2.2.3.1.1. Stabilité d'un amplificateur

L'étude de la stabilité d'un amplificateur est importante afin d'éviter toute oscillation de l'étage, pouvant entraîner un dysfonctionnement de celui-ci.

Afin qu'un quadripôle soit inconditionnellement stable il faut que le facteur de Rollett,  $k$  [12], soit supérieur à 1 et que le module du déterminant de la matrice *Scattering* inférieur à 1.

Les critères de stabilité inconditionnelle sont définis par les équations (2.13) et (2.14).

$$k = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |A_S|^2}{2|S_{12}S_{21}|} > 1 \quad (2.13)$$

$$|A_S| < 1, \text{ ie } |S_{11} * S_{22} - S_{12} * S_{21}| < 1 \quad (2.14)$$

Si le facteur de Rollett est inférieur à 1, alors le quadripôle n'est que conditionnellement stable, ce qui signifie qu'il peut osciller.

En règle générale, un transistor n'est pas naturellement stable sur toute la bande de fréquence. Il faut donc le stabiliser.

### 2.2.3.1.2. Adaptation d'un amplificateur

En fonction de la puissance souhaitée en sortie de l'amplificateur, il existe deux méthodes d'adaptation de l'amplificateur :

- Adaptation afin d'obtenir le maximum de gain sur l'étage ;  
Il faut alors présenter les impédances  $\Gamma_{MS}$  et  $\Gamma_{ML}$  en entrée et en sortie respectivement. Cette méthode suffit dans le cas d'un amplificateur moyenne puissance.
- Adaptation afin d'obtenir le maximum de puissance en sortie de l'étage.  
La technique du *load pull* permet de déterminer l'impédance optimale à présenter en sortie afin d'obtenir le maximum de puissance. Cette méthode est principalement utilisée lors de la conception d'un amplificateur forte puissance.

## 2.2.3.2. Simulation d'un amplificateur à un étage

### 2.2.3.2.1. Choix du composant

La conception d'un amplificateur de moyenne puissance est réalisée en plusieurs étapes :

- le choix de la topologie (nombre de doigts d'émetteur et développement de la longueur de ces doigts) du ou des composant(s) doit être judicieux afin de fournir suffisamment

de puissance en sortie de l'étage d'amplification tout en tenant compte de la puissance dissipée par ce(s) composant(s) ;

- la topologie de l'amplificateur doit également être étudiée, il existe en effet différents types de structure, une structure simple étage, multi étages voire équilibrée ;
- la puissance en sortie de l'amplificateur est déterminée par les contraintes du système alors que la puissance en entrée doit être en accord avec la puissance fournie par la fonction en amont (dans notre cas, le commutateur).

Différents paramètres du transistor influent sur ses performances, le point de polarisation (classe de fonctionnement), le développement de l'émetteur ainsi que le nombre de doigts d'émetteur. Tous ces paramètres doivent être étudiés minutieusement pour répondre aux spécifications imposées par notre système, qui sont :

- la puissance de sortie de 10 dBm ;
- la puissance d'entrée à -1dB de compression d'environ -5 dBm (afin de limiter les contraintes de compression sur l'étage en amont), cette puissance impose alors un gain de 16 dB à l'amplificateur ;
- l'entrée et la sortie de l'amplificateur doivent être adaptées sur une impédance caractéristique de 50  $\Omega$  ;
- l'optimisation de la puissance dissipée par l'amplificateur puisque le système doit être de faible consommation ;
- l'encombrement du circuit doit être le plus réduit possible afin de répondre aux critères de faible encombrement et de faible coût fixés par notre cahier des charges.

Le transistor choisi pour réaliser l'amplificateur possède la topologie suivante :

- $n_e = 3$ ,  $n_b = 6$  et  $n_c = 4$  ;
- $l_e = 4 \mu\text{m}$

Ce transistor se nomme « Ne364A400 ».

Dans les paragraphes suivants, les différentes caractéristiques de ce transistor seront présentées.

## 2.2.3.2.2. Caractéristiques statiques du transistor HBT

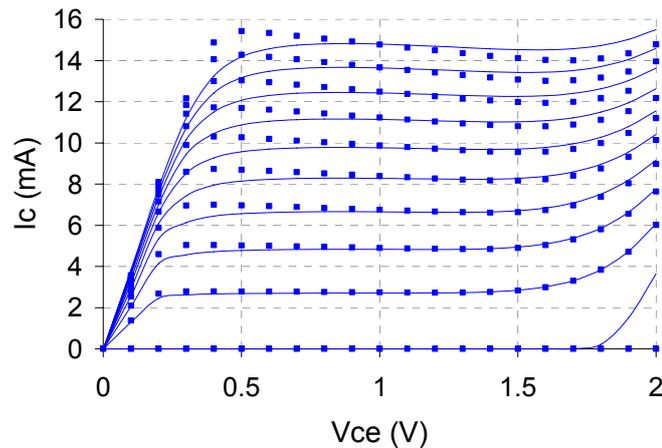


Figure 2.15 : Réseau de caractéristiques du transistor de type Ne364A400 (— : simulation -  
 ■ : mesures)

La comparaison entre les mesures et les simulations statiques du transistor de type Ne364A400 permet de vérifier la validité du modèle statique utilisé dans le « DesignKit » de la filière technologique STMicroelectronics BiCMOS SiGe:C 0,13 $\mu$ m.

Afin de polariser le transistor en classe AB, le point de polarisation choisi est le suivant :

- Collecteur :  $V_{ce} = 1,53$  V –  $I_c = 13,1$  mA
- Base :  $I_b = 38$   $\mu$ A –  $V_{be} = 0,9$  V

## 2.2.3.2.3. Caractérisation « petit-signal » du transistor HBT

Lors de la conception de l'amplificateur, nous sommes amenés à concevoir les circuits avec le modèle de transistor fourni par le fondeur. Cependant pour pouvoir comprendre d'éventuels décalages entre la simulation et la mesure des circuits, il est indispensable de valider le modèle petit-signal de l'élément actif.

Pour caractériser un transistor, il est nécessaire d'intégrer des plots et des lignes de propagation pour les accès pointes en entrée et en sortie (cf figure 2.16). Cependant lorsque nous comparons la mesure et la simulation d'un transistor, il faut que les structures soient similaires. La simulation intègre donc les plots RF et les lignes d'accès.

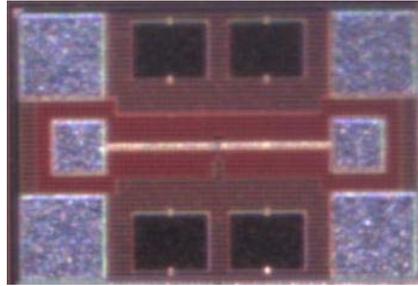


Figure 2.16 : Photographie du motif du transistor HBT

Nous présenterons ensuite la comparaison entre un transistor simulé sous la plateforme Agilent ADS et un transistor mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel HP8510 fonctionnant dans la bande [DC - 110 GHz].

Cette comparaison a été réalisée avec un transistor de type Ne364A400, c'est-à-dire trois émetteurs de longueur  $4\ \mu\text{m}$ , six bases et quatre collecteurs. Celui-ci a été polarisé dans la zone linéaire du transistor, plus précisément à  $V_{ce} = 1,53\ \text{V}$  –  $I_b = 38\ \mu\text{A}$ .

Afin de valider le modèle du transistor, les paramètres *Scatterings* et Admittances sont présentés respectivement sur les figures 2.17 et 2.18. Les paramètres Y permettent de comparer la prise en compte des éléments en parallèle du transistor et notamment les capacités de plot.

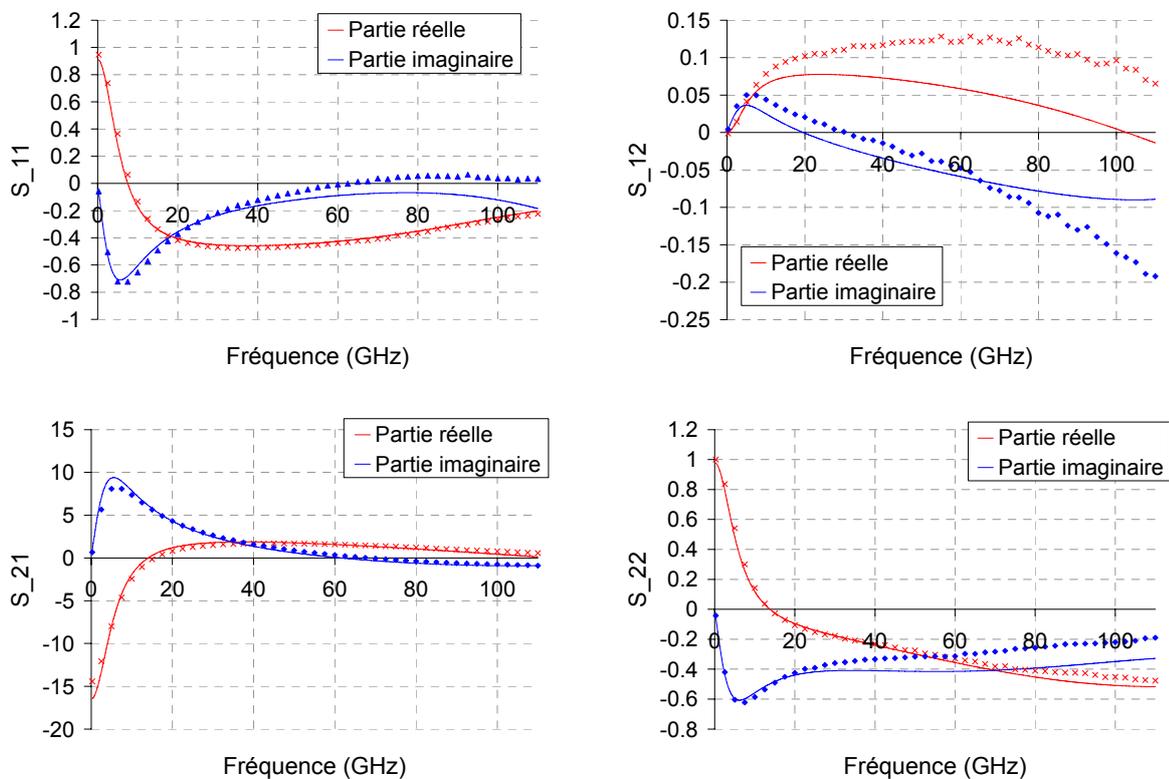


Figure 2.17 : Comparaison simulation (■) / mesures (—) des paramètres S du transistor et de ses accès

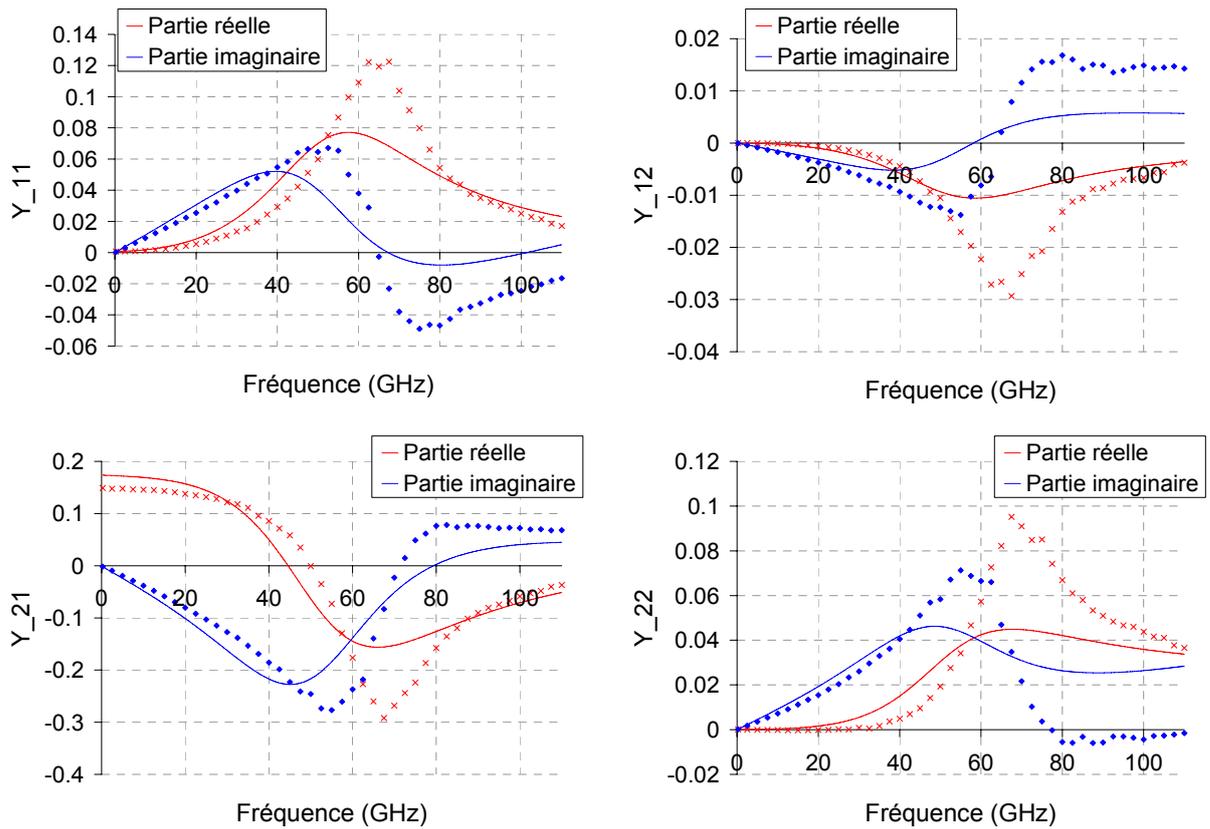


Figure 2.18 : Comparaison simulation (■) / mesures (—) des paramètres  $Y$  du transistor et de ses accès

La figure 2.17 montre une bonne adéquation entre les paramètres  $S$  petit-signal mesurés et simulés. Concernant les paramètres  $Y$  exposés figure 2.18, nous observons un décalage fréquentiel entre la simulation et la mesure d'un transistor. Ceci s'explique principalement par une surestimation des résistances d'accès du modèle du transistor.

#### 2.2.3.2.4. Stabilisation et adaptation du transistor HBT

L'étage d'amplification est de type émetteur commun. Comme expliqué dans le paragraphe 2.2.3.1, la conception de l'amplificateur doit être réalisée en plusieurs étapes.

##### 1<sup>ère</sup> étape : Etude de la stabilité du transistor non adapté

La figure 2.19 montre l'évolution fréquentielle de la stabilité et du maximum de gain du transistor Ne364A400 polarisé à  $V_{ce} = 1,53 \text{ V}$  –  $I_b = 38 \mu\text{A}$ .

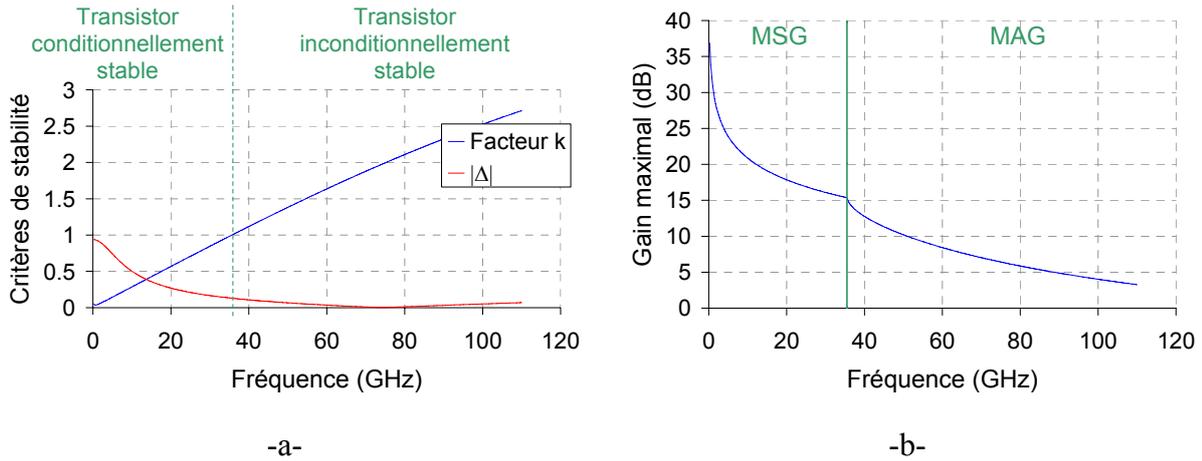


Figure 2.19 : Evolution fréquentielle du facteur de stabilité  $k$  (a) et du maximum de gain (b)

D'après la figure 2.19a, le transistor est potentiellement instable dans la bande de fréquence [DC - 35] GHz.

La figure 2.19b représente le maximum de gain que l'on peut obtenir avec le transistor. Cependant ce dernier n'étant pas stabilisé sur toute la bande de fréquence, il faut distinguer deux types de gain :

- MAG (Maximum Available Gain) =  $G_{TMAX}$ , si  $k \geq 1$

$$MAG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \left| k - \sqrt{k^2 - 1} \right| \quad (2.15)$$

- MSG (Maximum Stable Gain), si  $k < 1$

$$MSG = \left| \frac{S_{21}}{S_{12}} \right| \quad (2.16)$$

A 60 GHz, le gain maximum est de 8,4 dB. Nous pouvons d'ores et déjà conclure que l'amplificateur à un étage ne suffira pas pour obtenir les 16 dB de gain nécessaire à notre système. Il faudra donc envisager de cascader plusieurs étages d'amplificateur pour obtenir ce gain.

D'après le paragraphe 2.2.3.1.2, il existe deux façons d'adapter un transistor pour réaliser un amplificateur de puissance. La puissance en sortie de l'amplificateur doit être d'environ 10 dBm. L'adaptation permettant d'obtenir un maximum de gain sur chaque étage sera donc suffisante.

2<sup>ème</sup> étape : Stabilisation du transistor pour obtenir un maximum de gain

La stabilisation d'un transistor utilisé en gamme millimétrique est réalisée via des lignes micro ruban en série ou en parallèle du transistor.

Comme expliqué dans le paragraphe 1.2.2.2, il faut privilégier la stabilisation avec des structures parallèles afin de réduire les pertes engendrées par les lignes de propagation. Nous pouvons donc jouer sur l'impédance caractéristique et la longueur des lignes de stabilisation. Concernant la stabilisation de l'entrée, il faut tenir compte du plot d'accès RF. Il est donc intégré dans les simulations.

Etant donné que l'amplificateur comportera plusieurs étages, la stabilisation en sortie du premier étage devra non pas être réalisée sur 50 Ω mais sur l'impédance d'entrée de l'étage suivant.

La topologie de l'amplificateur à un étage est présentée sur la figure 2.20. Elle comporte la capacité de plot en entrée et les quadripôles de stabilisation / adaptation entrée et sortie.

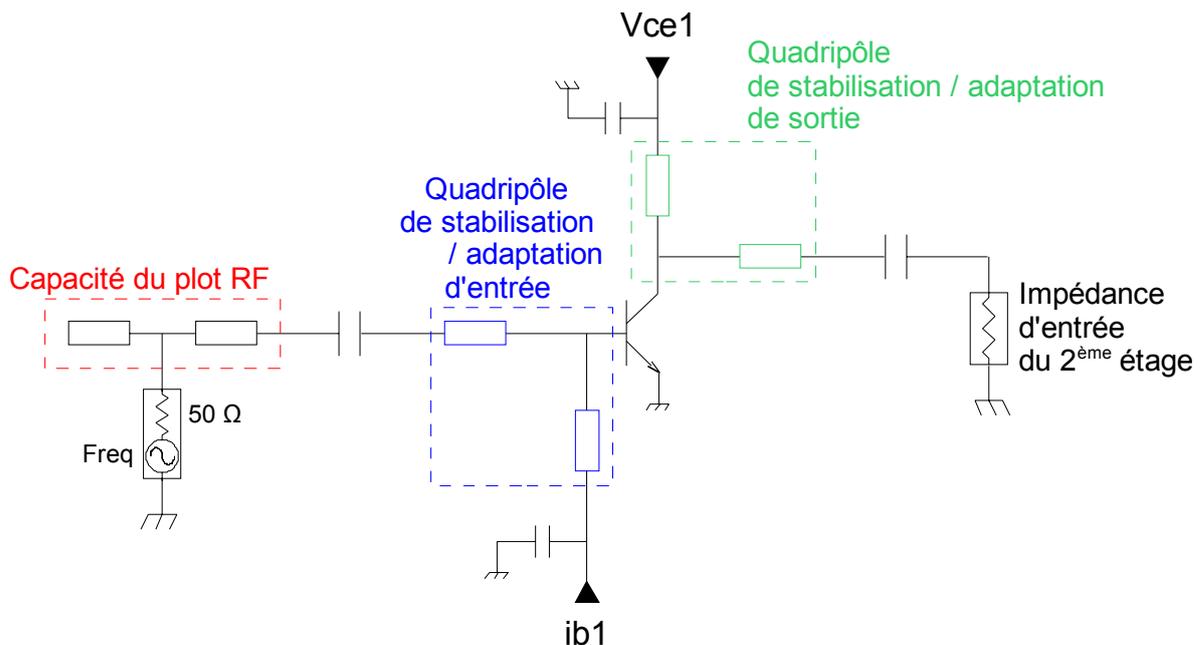


Figure 2.20 : Topologie de l'amplificateur à un étage et de ses quadripôles de stabilisation / adaptation

Afin d'obtenir le maximum de gain sur l'étage d'amplification, il faut présenter l'impédance  $\Gamma_{MS}$  en entrée et  $\Gamma_{ML}$  en sortie.

La figure 2.21a présente l'évolution de l'adaptation en entrée à 60 GHz pour différentes longueurs de ligne de stabilisation série et de polarisation parallèle pour obtenir un maximum de gain sur 50 Ω.

De même, la figure 2.21b présente l'évolution de l'adaptation en sortie à 60 GHz pour différentes longueurs de ligne de stabilisation série et de polarisation parallèle pour obtenir un maximum de gain sur  $50 \Omega$

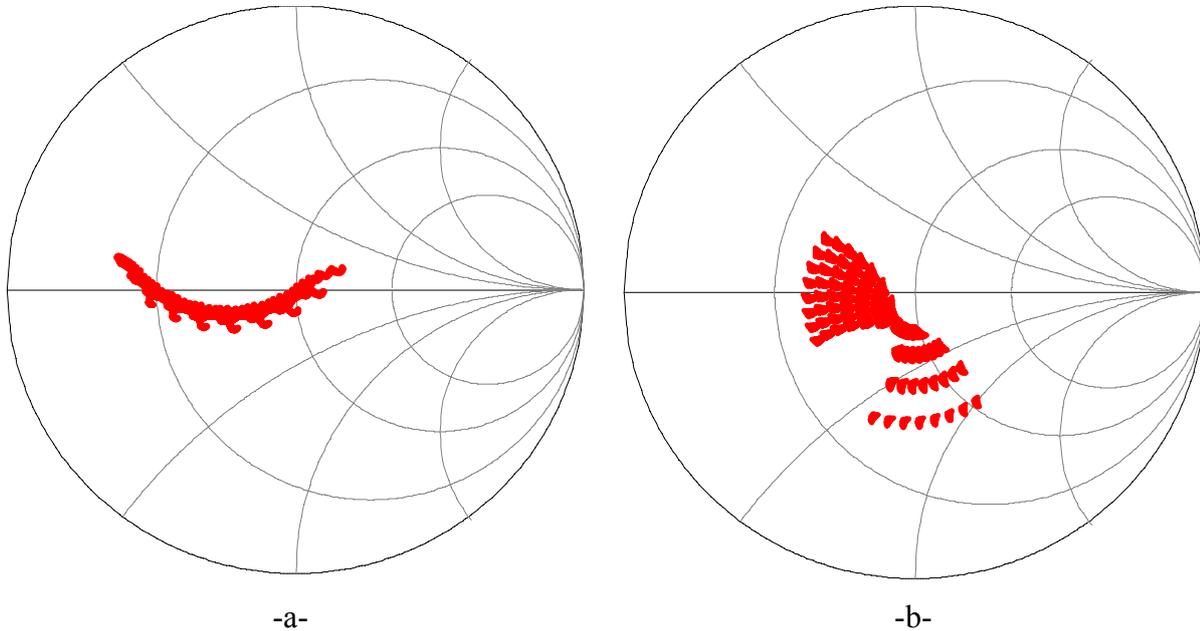


Figure 2.21 : Evolution des coefficients de réflexion  $\Gamma_{MS}$  (a) et  $\Gamma_{ML}$  (b) à 60 GHz pour différentes longueurs de lignes d'adaptation série et de polarisation parallèle

La figure 2.21 nous permet de déterminer les longueurs optimales pour stabiliser le transistor en entrée et en sortie en orientant le choix des longueurs de lignes pour obtenir le maximum de gain.

### 3<sup>ème</sup> étape : Etude de la stabilité du transistor

La figure 2.22 représente l'évolution fréquentielle du facteur de Rollett après ajout de ligne d'adaptation.

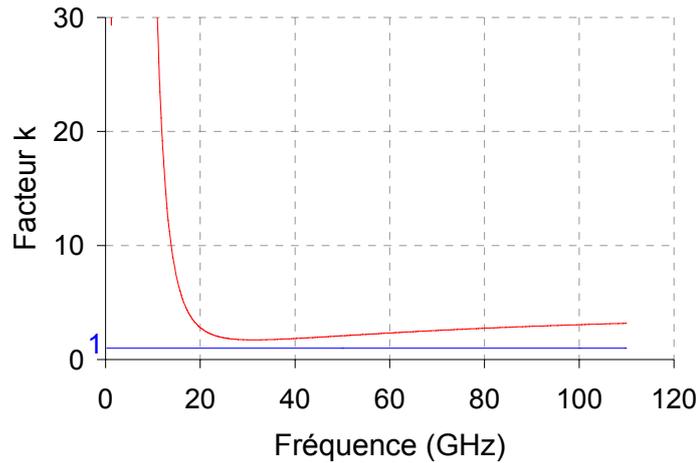


Figure 2.22 : Evolution fréquentielle du facteur de stabilité  $k$

D'après la figure 2.22, le transistor est inconditionnellement stable sur toute la bande de fréquence. Il faut maintenant vérifier l'évolution fréquentielle des paramètres de transmission et d'adaptation de ce transistor adapté.

*4<sup>ème</sup> étape :* Evolution fréquentielle des paramètres d'adaptation et de transmission du transistor adapté et stabilisé

L'adaptation de la sortie du premier étage et celle de l'entrée du deuxième seront réalisées grâce à un seul quadripôle et non pas deux, ce qui aurait été le cas si on avait adapté la sortie du premier étage sur  $50 \Omega$ . Ceci nous permet de réduire les pertes liées à l'adaptation inter-étage.

La figure 2.23 représente l'évolution fréquentielle de la transmission de l'amplificateur à un étage.

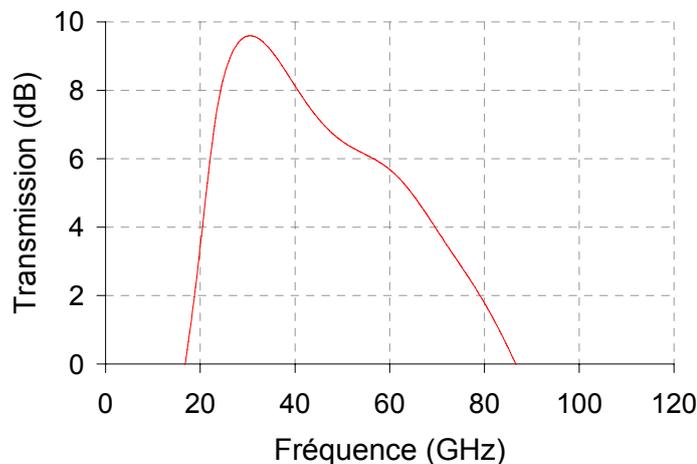


Figure 2.23 : Evolution fréquentielle du gain

D'après la figure 2.23, le gain de l'amplificateur est de 5,7 dB à 60 GHz. Nous pouvons donc conclure que l'amplificateur aura trois étages afin de répondre au cahier des charges qui nous impose 16 dB de gain.

La figure 2.24a représente l'évolution fréquentielle des coefficients de réflexion  $\Gamma_{MS}$  et  $\Gamma_{ML}$  de l'amplificateur adapté à un étage.

La figure 2.24b représente l'évolution fréquentielle de l'adaptation de l'amplificateur à un étage.

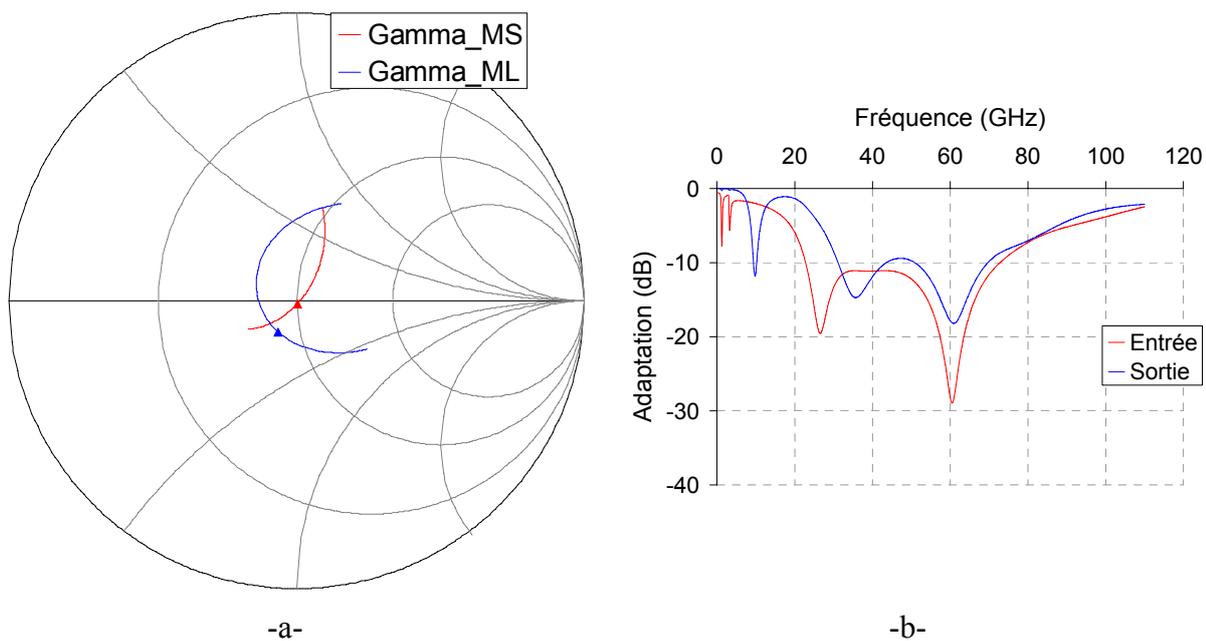


Figure 2.24 : Evolution fréquentielle des coefficients de réflexion du transistor adapté (a :  $\Gamma_{MS}$  et  $\Gamma_{ML}$  dans la bande [50-75] GHz – b : adaptation dans la bande [0,25-110] GHz)

La figure 2.24 montre que l'amplificateur est bien adapté en entrée sur 50  $\Omega$  et en sortie sur l'impédance présentée par le second étage.

Cette procédure de conception d'amplificateur à un étage est alors répété x fois pour un amplificateur à x étages.

## 2.2.4. Conception d'un amplificateur à plusieurs étages

D'après les performances obtenues avec un seul transistor, notamment en terme de gain, il est nécessaire de concevoir un amplificateur à plusieurs étages afin de satisfaire le critère de gain

et de puissance de sortie imposé par le système, à savoir 16 dB de gain et 10 dBm de puissance de sortie.

Le système à concevoir a également un critère de faible consommation. Le nombre d'étage de l'amplificateur est donc à limiter afin de ne pas augmenter de manière considérable la puissance dissipée dans cette fonction.

Comme expliqué dans le paragraphe précédent, l'amplificateur sera composé de trois étages d'émetteur commun cascades.

La figure 2.25 décrit le synoptique d'un amplificateur de puissance à trois étages d'émetteur commun cascades.

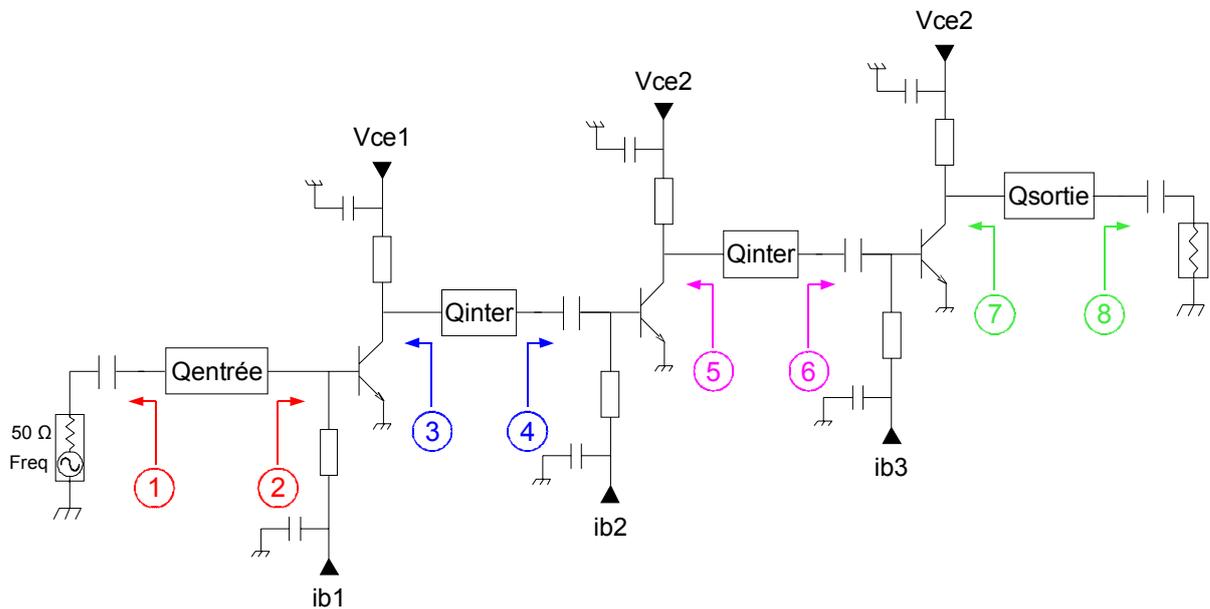


Figure 2.25 : Synoptique d'un amplificateur à trois étages d'émetteur commun cascades

La topologie des transistors des deux premiers étages a été optimisée pour obtenir un maximum de gain et une consommation minimale. Les caractéristiques du transistor utilisé dans ces deux premiers étages ont été détaillées dans le paragraphe 2.2.3.2. Par contre le transistor du dernier étage doit avoir une puissance de sortie de l'ordre de 10 dBm. Nous avons donc doublé le développement du transistor pour satisfaire ce critère.

Les topologies des deux transistors utilisés pour la conception de l'amplificateur sont :

- 1<sup>er</sup> et 2<sup>ème</sup> étage d'émetteur commun :  $n_e = 3$ ,  $n_b = 6$ ,  $n_c = 4$  et  $l_e = 4 \mu\text{m}$
- 3<sup>ème</sup> étage d'émetteur commun :  $n_e = 3$ ,  $n_b = 6$ ,  $n_c = 4$  et  $l_e = 8 \mu\text{m}$

L'amplificateur consomme 42 mA sous 1,8 V (soit 76 mW). Le courant de base est de 121  $\mu\text{A}$  sous 0,9V.

## 2.3. Résultat de mesure de l'amplificateur de puissance

La photographie l'amplificateur de puissance est présentée figure 2.26

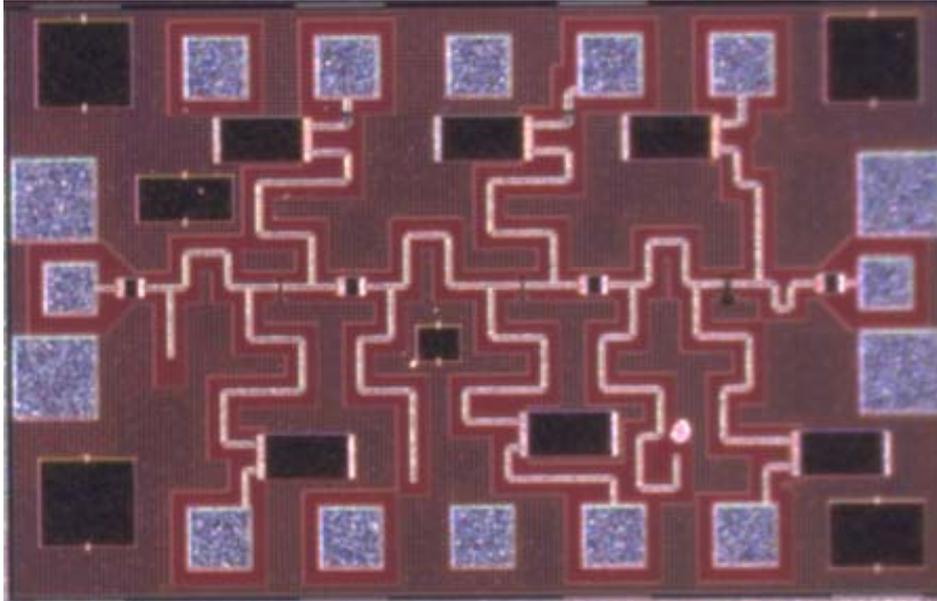


Figure 2.26 : Photographie de l'amplificateur moyenne puissance

Afin de respecter le critère de faible coût imposé par notre cahier des charges, l'encombrement du circuit est réduit au maximum et ceci tout en respectant les règles de densité des six niveaux de métallisation imposées pour la fabrication de la filière *BiCMOS* SiGe:C 0,13 $\mu$ m. La surface de cet amplificateur est de 1,0 x 0,7 mm<sup>2</sup>.

### 2.3.1. Mesure des paramètres S

La mesure des paramètres du circuit est réalisée dans le plan des sondes RF, cela signifie que les plots d'accès RF sont pris en compte lors de la simulation et de la mesure.

Nous présentons, figure 2.27, les évolutions fréquentielles des paramètres  $S_{ij}$  de l'amplificateur dans la bande de fréquence [0,25 - 110] GHz.

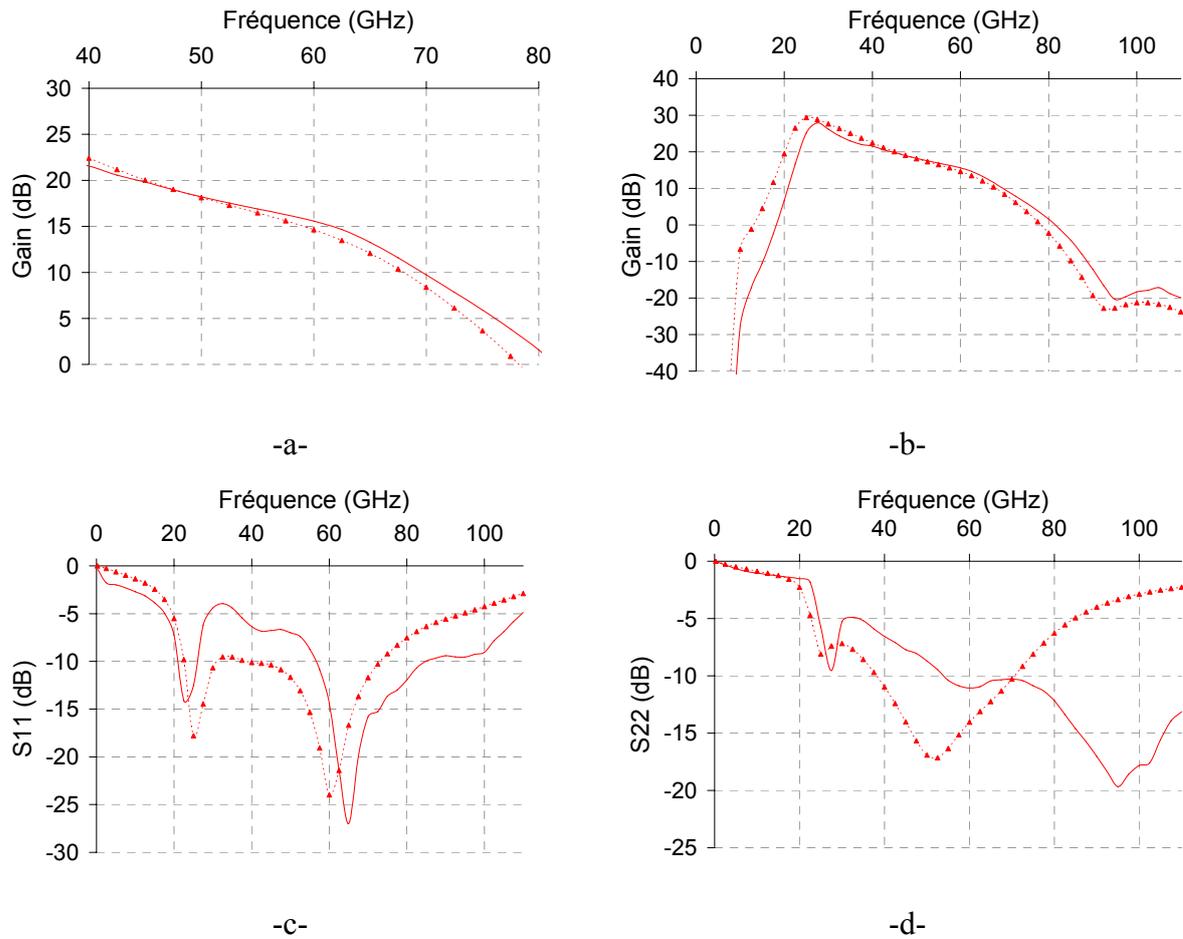


Figure 2.27 : Résultats de mesure (—) et de simulation (---▲---) de l'amplificateur (a : Gain dans la bande [40–80] GHz – b : Gain dans la bande [0.5-110] GHz – c,d : Coefficient de réflexion en entrée (c) et en sortie (d) dans la bande [0.5-110] GHz)

Nous observons une différence entre le coefficient de réflexion en sortie simulé et mesuré. Cependant les mesures de l'amplificateur ont été réalisées sur différents réticules et d'un réticule à l'autre l'adaptation en entrée et en sortie n'était pas identique. En effet, sur un autre réticule, la simulation et la mesure du coefficient de réflexion en sortie sont similaires mais le coefficient de réflexion simulé et mesuré de l'entrée sont différents. Nous avons donc conclu à une disparité des mesures sur le wafer.

D'après les graphes présentés figure 2.27 , les performances du circuit sont les suivantes :

- BP à -3dB autour de 60 GHz : [54,5 – 63,5] GHz]
- Gain à 60 GHz = 15,6 dB (17 dB @ 54,5 GHz – 14,2 dB @ 63,5 GHz)
- S11 à 60 GHz : -14,4 dB (-8,3 dB @ 54,5 GHz – -25,8 dB @ 63,5 GHz)
- S22 à 60 GHz : -11,1 dB (-10,1 dB @ 54,5 GHz – -10,9 dB @ 63,5 GHz)

L'amplificateur a un gain supérieur à 15 dB dans la bande de fonctionnement de notre système, soit [59-62] GHz.

### 2.3.2. Mesure du point de compression et des raies d'intermodulation

#### 2.3.2.1. Mesure du point de compression à -1 dB

La figure 2.28 décrit le banc de mesure du point de compression à -1 dB.

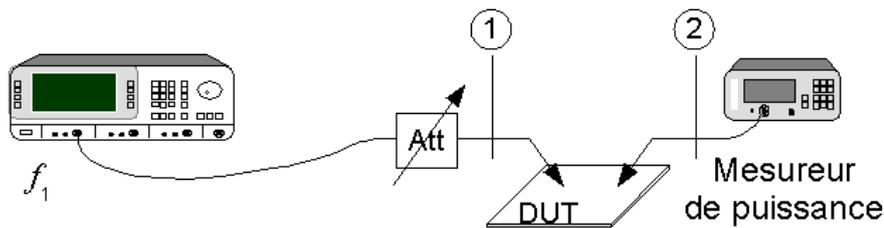


Figure 2.28 : Banc de mesure du point de compression à -1 dB

Le signal attaquant le circuit à mesurer (*DUT*: *Device Under Test*) est généré par un synthétiseur de fréquence permettant de délivrer un signal à 60 GHz (nécessite un multiplicateur de fréquence). En sortie du synthétiseur, nous avons placé un atténuateur. Ce dernier permet d'obtenir en entrée du circuit un niveau de signal variable. L'intérêt de cet atténuateur est de lever les imprécisions de puissance en sortie du synthétiseur. En effet, pour une valeur donnée d'atténuation et de niveau en sortie du synthétiseur, nous avons préalablement calibré le banc en puissance dans le plan du marqueur (1) représenté figure 2.28, c'est-à-dire avant la sonde de mesure hyperfréquence. Ce calibrage est réalisé à l'aide d'un bolomètre.

Un mesureur de puissance est connecté à la sortie du circuit à tester.

Il subsiste tout de même une incertitude à lever. Il faut déterminer les pertes apportées par les sondes hyperfréquences. Ceci peut être réalisé en mesurant le niveau de puissance en sortie d'une ligne de transmission sans perte. Les pertes des accès sont calculées via la différence du niveau de puissance dans le plan du marqueur (1) et (2) sur la figure 2.28. On suppose alors que les pertes des accès sont équilibrées et qu'elles sont identiques en entrée et en sortie. On peut alors déterminer le niveau en entrée et en sortie du composant.

Les résultats de mesure du point de compression à -1 dB de l'amplificateur sont présentés figure 2.29.

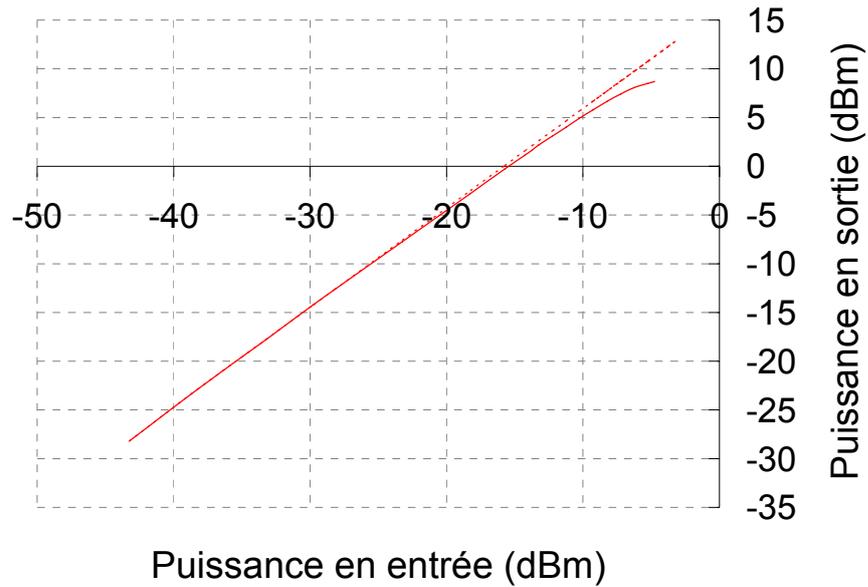


Figure 2.29: Mesure du point de compression à -1 dB de l'amplificateur

Le point de compression mesuré à -1 dB est de 8,1 dBm en sortie de l'amplificateur et de -6,5 dBm en entrée.

La valeur du point de compression en sortie est inférieure à celle attendue suite aux simulations (8,5 dBm).

La puissance saturée vaut 9 dBm en sortie de l'amplificateur.

Le type de modulation de notre système est impulsionnel (*PPM* cf chapitre 1). L'amplificateur peut donc fonctionner dans sa zone de saturation sans affecter les performances de la liaison sans fil.

### 2.3.2.2. Mesure de l'intermodulation

La figure 2.30 décrit le banc de mesure de l'intermodulation.

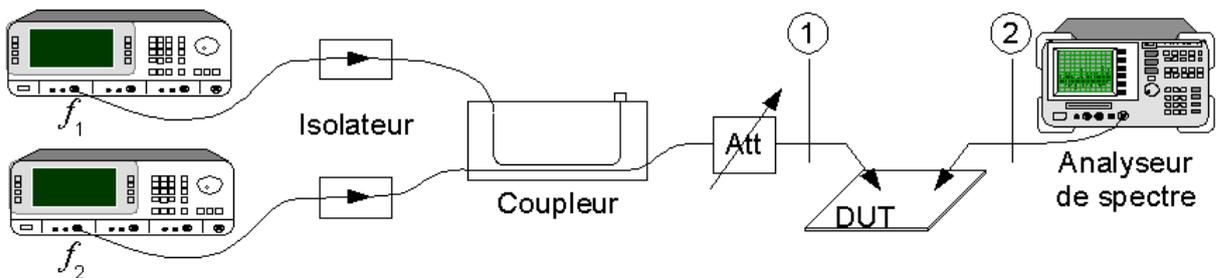


Figure 2.30: Banc de mesure de l'intermodulation

Ce banc de mesure nécessite deux sources distinctes, l'une fonctionnant à la fréquence  $f_1$  (dans notre cas 60 GHz) et l'autre à la fréquence  $f_2$  (avec  $f_2 = f_1 + \Delta f$ ). La puissance des fréquences fondamentales  $f_1$  et  $f_2$  ont été calibrées dans le plan de sortie du coupleur afin d'équilibrer les raies en entrées du composant.

Les isolateurs permettent d'éviter les réflexions du signal vers les sources hyperfréquences. Les signaux aux fréquences  $f_1$  et  $f_2$  sont ensuite additionnés à l'aide d'un coupleur 10 dB fonctionnant dans la bande [50-75] GHz. De même que pour la mesure du point de compression à -1 dB, le signal est atténué, via un atténuateur variable, avant d'être appliqué sur l'échantillon à tester.

En sortie, la puissance est mesurée avec un analyseur de spectre afin d'observer le fondamental et les raies d'intermodulation.

Le calibrage du banc est identique à celui du banc de mesure du point de compression.

Les résultats de la mesure de l'intermodulation ( $\Delta f = 50$  MHz) sont présentés figure 2.31

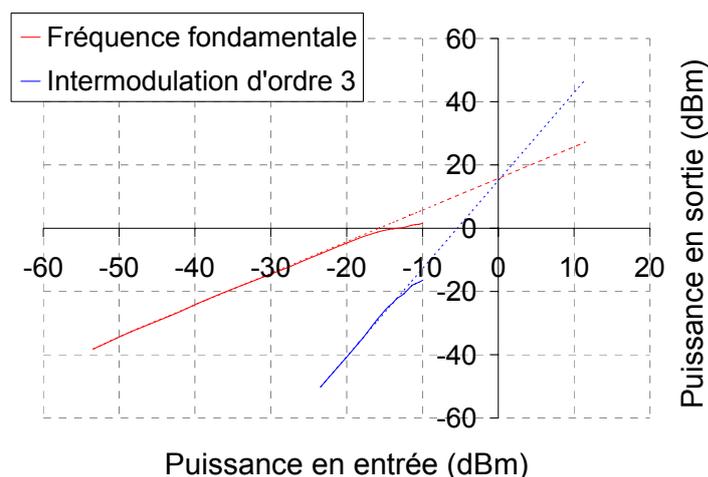


Figure 2.31: Puissance d'un signal soumis à deux raies fréquentielles ( $\Delta f = 50$  MHz) en sortie de l'amplificateur de puissance

D'après la figure 2.31, nous pouvons constater que le point de compression du fondamental ne possède pas le même niveau qu'avec la mesure de la compression avec une seule source. Ceci a constitué l'objet d'une étude dans [13]. En effet la compression du signal de sortie apparaît lorsqu'on atteint le niveau maximal de l'enveloppe. L'enveloppe d'un signal à une fréquence est constante alors que celle du signal soumis à deux raies fréquentielles est modulée en amplitude. De ce fait pour une puissance d'entrée identique, la puissance crête d'un signal soumis à deux raies est inférieure à celle d'un signal soumis à un seul fondamental. La compression d'un dispositif soumis à deux fréquences est donc plus rapide.

Lors de la mesure de l'intermodulation, nous utilisons un analyseur de spectre 50 GHz équipé d'un mélangeur permettant de caractériser les signaux dans la bande [50 - 75] GHz. Compte tenu du point de compression à -1 dB déterminé dans le paragraphe précédent, soit plus de 8 dBm en sortie, et du point de compression à -1 dB du mélangeur en entrée de 3 dBm, les signaux observés à l'analyseur de spectre reflète les non-linéarités de l'amplificateur et celles du mélangeur.

Les paramètres de l'intermodulation d'ordre 3 sont les suivants :

Point de compression à -1dB : entrée : -16 dBm / sortie : -1 dBm

Point d'interception d'ordre 3 (intersection droites linéaires figure 2.13) :

entrée : 0,6 dBm / sortie : 16,3 dBm

Intermodulation d'ordre 3 (équation (2.11)) : 29 dBc

## 2.4. Synthèse des performances expérimentales de l'amplificateur

Le tableau 2.3 synthétise les performances obtenues de l'amplificateur

Gain	IIP1	Psat	IMD3	Consommation	Encombrement
15,6 dB	-6,5 dBm	9 dBm	29 dBc	76 mW sous 1,8 V	0,7 mm <sup>2</sup>

Tableau 2.3 : Performances expérimentales de l'amplificateur

Le circuit en amont de l'amplificateur devra donc fournir une puissance en sortie d'au moins -7 dBm.

La topologie de l'émetteur a été présentée dans le paragraphe 4.1 de la première partie. Avant d'amplifier le signal, il faut réaliser une transposition du signal autour de 60 GHz. Ceci est détaillé dans le paragraphe suivant.

### 3. Modulation et transposition du signal à 60 GHz

Lors de l'émission, une porteuse 60 GHz (créée par l'oscillateur détaillé dans le paragraphe 4 de ce chapitre) est échantillonnée par le signal en sortie d'un générateur d'impulsions au travers du circuit de transposition de fréquence.

La conception de ces deux circuits est donc intimement liée puisque le premier commande le second. Il faut donc déterminer une topologie de chacun des circuits afin qu'ils fonctionnent conjointement.

Dans cette partie, nous allons présenter les différentes possibilités offertes pour concevoir ces deux circuits. Après avoir choisi les deux structures les plus adéquates, leurs conceptions et leurs performances seront détaillées.

#### 3.1. Générateur d'impulsions

##### 3.1.1. Définition des paramètres fondamentaux d'un générateur d'impulsions

Les performances d'un générateur d'impulsions sont fixées par certaines caractéristiques, à savoir :

- Forme temporelle de l'impulsion ;
- Largeur de l'impulsion ;
- Période de répétition des impulsions ;
- Amplitude de sortie crête du générateur.

De plus chaque générateur impulsionnel doit répondre à différents critères imposés par le cahier des charges du système de communication sans fil que nous devons concevoir. Dans notre cas, le générateur doit intégrer la modulation et la technique d'accès multiple. En effet, à l'entrée du générateur les données sont brutes, c'est-à-dire une suite binaire, dont l'état de chaque bit est déterminé par son amplitude.

L'étude des différents types de modulation et de technique d'accès multiples menée dans le premier chapitre, nous a conduit à nous orienter vers une modulation par position d'impulsion (*PPM : Pulse Position Modulation*) et un accès multiples à répartition temporelle (*TH : Time Hopping*).

Un chronogramme du signal en sortie du générateur d'impulsions est présenté figure 2.32.

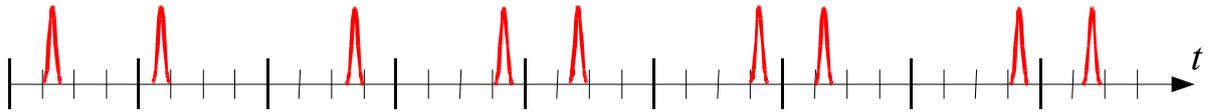


Figure 2.32 : Signal en sortie du générateur d'impulsion (données : 0-1-1-0-1-0-0-0-1-1 – Code d'accès multiple : 1-0-2-3-1-3-1-3)

L'impulsion à émettre est de type gaussienne et possède une largeur d'environ 540 ps (déterminée dans le paragraphe 4.2.1 du premier chapitre). Cette faible largeur d'impulsion est un point délicat de la conception de circuit.

On distingue deux catégories de générateur d'impulsions :

- générateur à base de diodes ;
- générateur à base de transistors

Ces deux types de générateur impulsionnel sont détaillés dans le paragraphe suivant.

### 3.1.2. Etat de l'art des générateurs d'impulsion

#### 3.1.2.1. Génération d'impulsion à base de diodes

Les générateurs d'impulsions à diodes sont historiquement les premiers à avoir été développés, en raison de leur faible consommation. Il est donc intéressant de les détailler. Cependant compte tenu de la filière technologique utilisée pour la conception de l'émetteur, il est difficile d'intégrer ce type de générateurs d'impulsion.

##### 3.1.2.1.1. Diode à effet tunnel

La diode à effet tunnel est fréquemment utilisée pour la conception d'oscillateur, dû à l'existence d'une résistance différentielle négative. Cette diode est en fait une jonction PN très fortement dopée.

L'amincissement des couches semi-conductrices a donné naissance à un nouveau type de diode tunnel, la diode à effet tunnel résonnant (*RTD* : *Resonant Tunnel Diode*). Ces diodes exploitent les effets quantiques qui apparaissent en présence de couches semi-conductrices de très faible épaisseur (quelques nm). Le temps de transit des porteurs est alors très rapide augmentant de manière considérable la fréquence de fonctionnement de ces diodes.

Les générateurs d'impulsions à base de *RTD* présentent des temps de montée de moins de 5ps avec une fréquence de répétition très élevée.

Le principe du générateur d'impulsions à base de diodes à effet tunnel a été introduit par Tan en 1973 [14]. A cette époque les matériaux permettaient de réaliser des impulsions de l'ordre du ns. En 1994, un générateur d'impulsions à base de *RTD* exploite les effets des lignes de propagation [15]. Des impulsions avec des temps de montée de quelques picosecondes sont alors créées.

Récemment, [16] décrit un générateur d'impulsions gaussiennes à base de *RTD* ayant un débit de 13,2 Gpulse/s.

### 3.1.2.1.2. Diode SRD (Step Recovery Diode)

Une diode de type *SRD* est une jonction semi-conductrice permettant de passer très rapidement de l'état passant à l'état bloqué.

La principale différence entre une diode classique et une diode *SRD* concerne la recombinaison des porteurs. En effet contrairement à une diode classique, où les porteurs minoritaires se recombinent très rapidement, la durée de vie de ces derniers est suffisamment longue pour s'assurer que les porteurs ne se recombinent pas immédiatement. Lorsque la diode passe en inverse, ces porteurs minoritaires s'orientent vers la jonction où ils deviennent porteurs majoritaires.

Le fonctionnement d'une diode idéale est détaillé dans [17].

La figure 2.33 illustre le fonctionnement d'une diode *SRD*. Nous observons sur cette figure le passage abrupt entre la polarisation directe et inverse de la diode générant ainsi des fronts très raides.

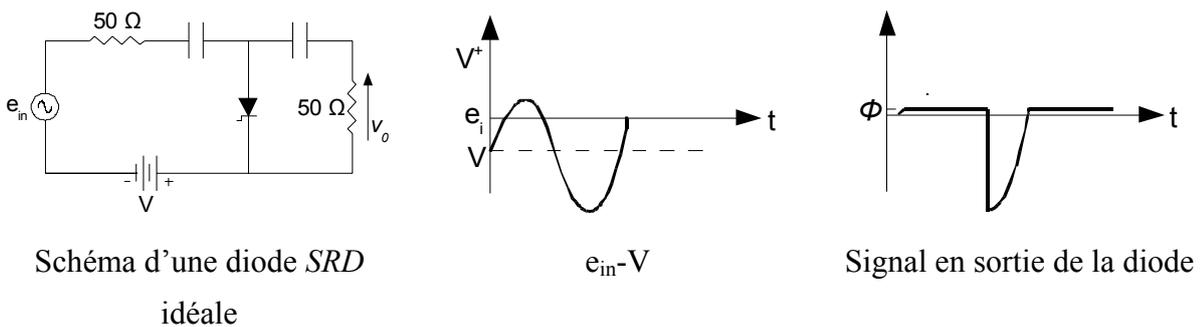


Figure 2.33 : Principe de fonctionnement d'une diode SRD idéale

Une des mises en œuvre la plus simple pour réaliser un générateur d'impulsions à base de diodes SRD, est détaillée dans [18]. Il s'agit d'une diode *SRD* connectée en sortie à une ligne de transmission en court-circuit. L'énergie emmagasinée dans la diode durant son état passant est ensuite déchargée dans cette ligne lorsque la diode est à nouveau polarisée en inverse. La largeur de l'impulsion présentée dans [18] est d'environ 150 ps.

### 3.1.2.2. Génération d'impulsion à base de transistor

#### 3.1.2.2.1. Générateur d'impulsion à base de commande de transistor

La montée en fréquence des technologies sur silicium permet depuis quelques années de générer des impulsions à base de transistors de type bipolaire ou *MOSFET*.

[19] décrit la génération d'une impulsion gaussienne à l'aide soit de deux transistors *MOSFET* soit de deux transistors *MOSFET* et un transistor bipolaire. Ces deux topologies sont présentées figure 2.34.

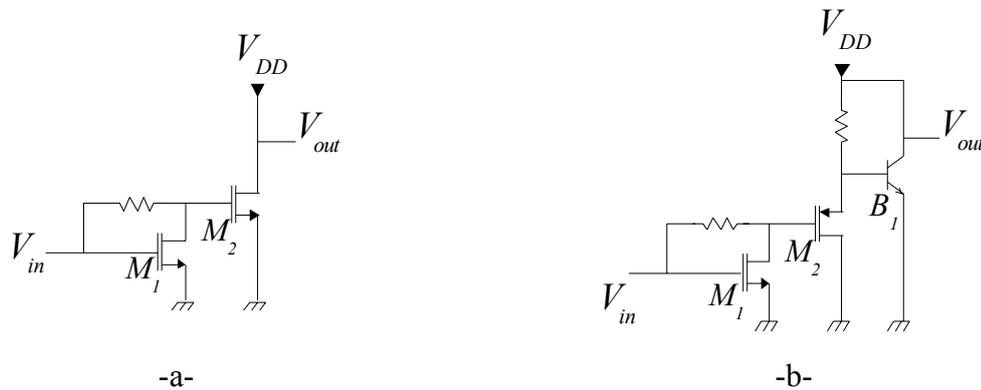


Figure 2.34 : Impulsion gaussienne à base deux *MOSFET* (a) ou à base de *MOSFET* et d'un transistor bipolaire (b)

Les transistors  $M_1$  des circuits présentés figure 2.34 sont polarisés en zone de saturation. Dans la configuration (a), le transistor  $M_2$  est polarisé en inverse alors que dans le schéma (b) il permet uniquement de fournir au bipolaire,  $B_1$ , la tension de base nécessaire. Grâce au courant de drain de  $M_2$  (pour la topologie (a)) et de collecteur de  $B_1$  (pour la topologie (b)), en sortie de ces deux structures, la forme du signal est de type gaussien.

Ces différents générateurs d'impulsions à base de transistors *MOSFET* et bipolaires peuvent être intégrés sur notre système puisque la filière technologique dont nous disposons est de type *BiCMOS*.

[19] présente un générateur d'impulsion gaussienne en utilisant des transistors *MOSFET* et bipolaire mais il est également possible de réaliser cette fonction avec des bipolaires uniquement [20]. La topologie de ce circuit est présentée figure 2.35.

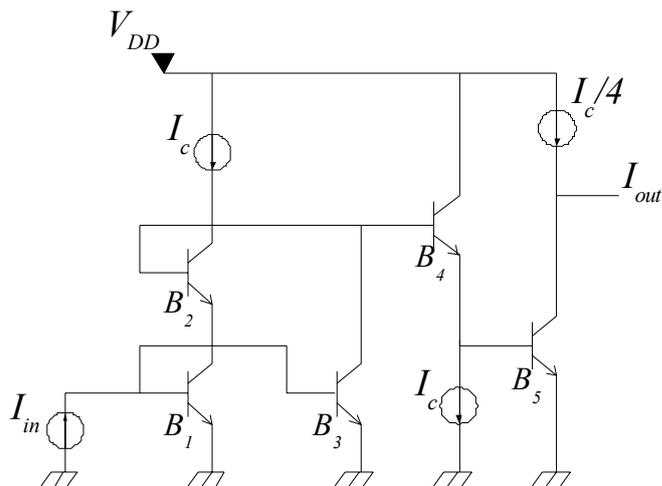


Figure 2.35: Générateur d'impulsion à base de bipolaires

Le courant en sortie de ce circuit est fonction du carré du courant d'entrée. Ainsi en appliquant un signal de type *tanh* en entrée, il est possible de créer des impulsions dont la forme est très proche de celle d'une impulsion gaussienne en sortie. Ce circuit impose tout de même la contrainte d'appliquer un signal de type *tanh* en entrée, signal qu'il faudra donc générer au préalable.

[21] décrit également une topologie de circuit d'amplificateur de puissance permettant de réaliser un générateur d'impulsion en technologie *MOSFET*. Le principe est basé sur la mise en parallèle de quatre transistors *nMOS* commandés via leur grille. En fonction de la tension appliquée sur leur grille (0 ou  $V_{DD}$ ), ces transistors sont respectivement bloqués ou passants. Le circuit est présenté figure 2.36 ainsi que les commandes à appliquer sur les grilles pour générer une impulsion gaussienne positive. En fonction de l'état des différents transistors, il est possible de générer quatre types d'impulsions gaussiennes différentes : une impulsion gaussienne positive ou négative ou un monocycle gaussien positif ou négatif

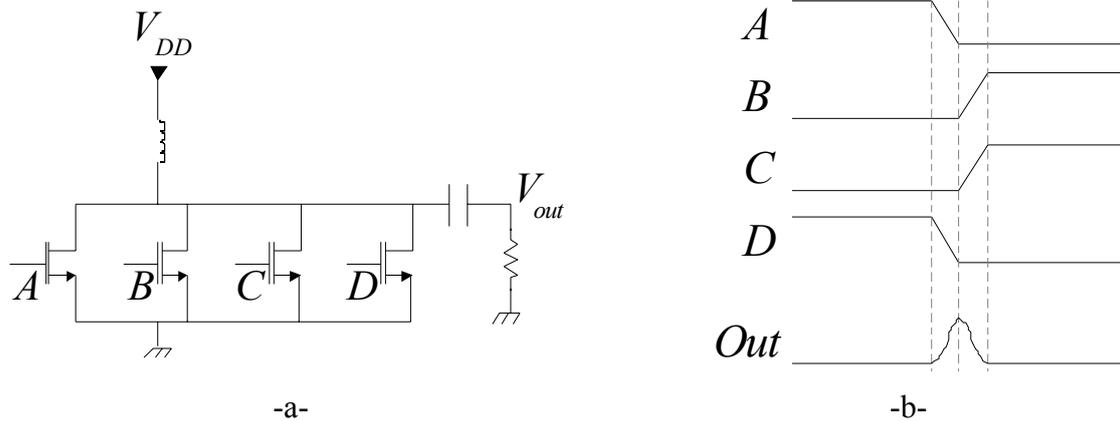


Figure 2.36 : Topologie (a) d'un générateur d'impulsions et exemple de génération d'une impulsion gaussienne positive

Ce circuit présente deux inconvénients majeurs :

- Lorsque aucune impulsion n'est générée, deux des quatre transistors sont toujours passants engendrant une consommation importante ;
- Comme démontré dans l'exemple de la figure 2.36, la commande des grilles est décalée dans le temps. Le fonctionnement de ce circuit nécessite la réalisation d'un circuit de retard.

#### 3.1.2.2.2. Utilisation de portes logiques usuelles

La filière technologique dont nous disposons est en partie dédiée au développement numérique. La réalisation de portes logiques est alors facilitée et l'encombrement réduit. De plus la consommation d'un transistor *MOS* en logique est très faible, critère également important pour notre système embarqué.

Le principe de base des générateurs d'impulsion réalisés en portes logiques [22] est présenté figure 2.37.

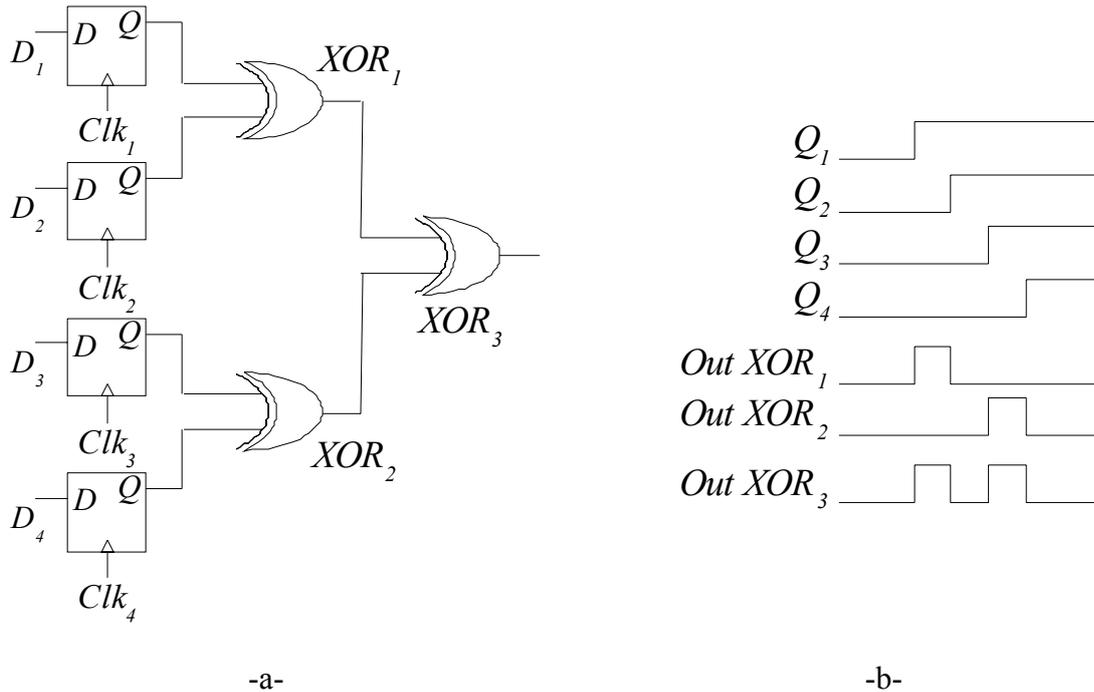


Figure 2.37 : Principe de base d'un générateur d'impulsions en portes logiques

L'idée est de générer une impulsion à l'aide de deux horloges décalées dans le temps et d'une porte *XOR*. Ceci est démontré figure 2.37b. Les horloges  $Clk_1$  et  $Clk_2$  sont décalées dans le temps. Ces horloges sont ensuite utilisées comme référence pour les bascules dont les entrées sont  $D_1$  et  $D_2$  respectivement. Les sorties de ces deux bascules sont alors appliquées sur une porte *XOR* et, comme illustré sur le chronogramme de la figure 2.37b, une impulsion est créée en sortie de cette porte (*Out XOR1*).

Il est possible de remplacer la porte *XOR* par une porte *NAND* ([23], [24]) ou une porte *NOR* ([25]).

En sortie de cette porte logique, l'impulsion présente des fronts raides (moins de 50 ps dans [22]). Celle-ci peut être filtrée pour obtenir une impulsion de type gaussienne.

### 3.1.2.3. Comparaison des différents types de générateurs d'impulsions

Nous présentons dans le tableau 2.4, un comparatif des différents générateurs d'impulsions précédemment présentés. Le comparatif se base sur différents critères permettant de respecter les contraintes de notre système, à savoir la consommation, l'encombrement et l'intégration.

	Consommation	Encombrement	Intégration
Diode effet tunnel	+	+	-
Diode SRD	+	+	-
Commande de transistors	-	+	+
Porte logique	+	+	+

Tableau 2.4 : Comparatif des générateurs d’impulsions

D’après les résultats du tableau 2.4, nous avons choisi de concevoir un générateur d’impulsions à partir de portes logiques. En effet la technologie *BiCMOS* SiGe:C 0,13 $\mu$ m a été développée pour la conception numérique. De plus cette technique est très paramétrable et permettra facilement d’intégrer la modulation et la technique d’accès multiple par l’ajout de quelques portes logiques.

### 3.1.3. Conception du générateur d’impulsions

#### 3.1.3.1. Synoptique du générateur d’impulsions

##### 3.1.3.1.1. Création du retard

Un générateur d’impulsions conçu en portes logiques nécessite une cellule créant un retard (cf. paragraphe 3.1.2.2.2). Ce retard peut être créé par un inverseur [22] ou par l’ajout d’une capacité variable parallèle [23], [25]. Les topologies de ces structures sont présentées figure 2.38.

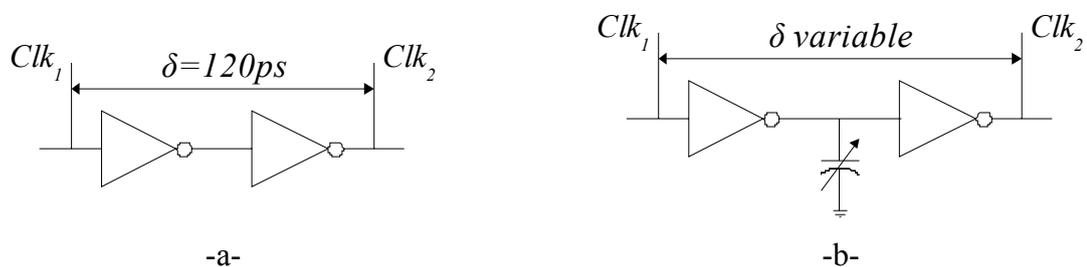


Figure 2.38 : Cellule de retard créée par un inverseur (a) ou par une capacité parallèle (b)

Toute opération réalisée par une porte logique n’est pas instantanée, celle-ci induit un retard de propagation. Plus la porte logique est rapide, plus ce retard est court. L’intérêt d’utiliser un

inverseur pour réaliser le retard réside dans la fonction même de l'inverseur puisqu'il est très facile d'ajouter un second inverseur afin de ne pas affecter la polarité du signal se propageant à travers ces deux inverseurs.

L'ajout d'une capacité variable permet de réaliser un retard variable via la polarisation de la capacité. Cette capacité est souvent réalisée avec un transistor *MOSFET* dont le drain et la source sont court-circuités [25].

### 3.1.3.1.2. Intégration de la modulation PPM et de la technique d'accès multiple

Afin de réaliser une modulation PPM, il faut introduire un retard entre les différentes valeurs de données. Dans notre cas, la modulation est de type 2-PPM.

[26] présente un modulateur PPM. Il est conçu à l'aide d'un circuit à pente variable, c'est-à-dire que les 0 ou les 1 en sortie de ce circuit sont convertis en un échelon de tension dont la pente est différente. Ces données ainsi transformées sont alors comparées à une tension de seuil. Le principe de ce circuit est représenté figure 2.39.

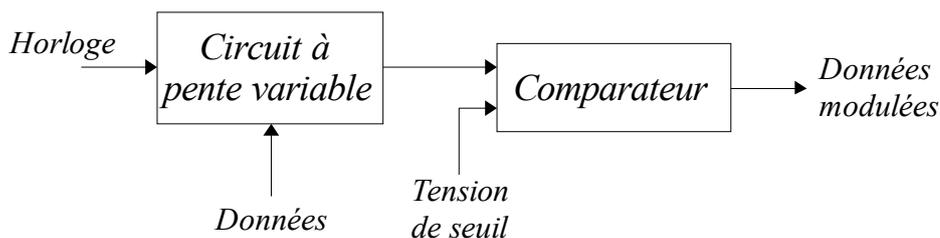


Figure 2.39 : Modulateur PPM

Enfin notre générateur d'impulsions doit intégrer la technique d'accès multiple à saut temporel via le code pseudo aléatoire appelé code PN. [27] propose d'intégrer le code PN de façon très simple en ajoutant uniquement une entrée supplémentaire à la porte NOR du générateur d'impulsions.

## 3.1.3.2. Simulation du générateur d'impulsions

### 3.1.3.2.1. Synoptique du générateur d'impulsions

Après l'étude menée sur la conception d'un générateur d'impulsions intégrant la modulation et l'accès multiple, nous avons pu définir le synoptique du générateur à concevoir. Celui-ci est présenté figure 2.40.

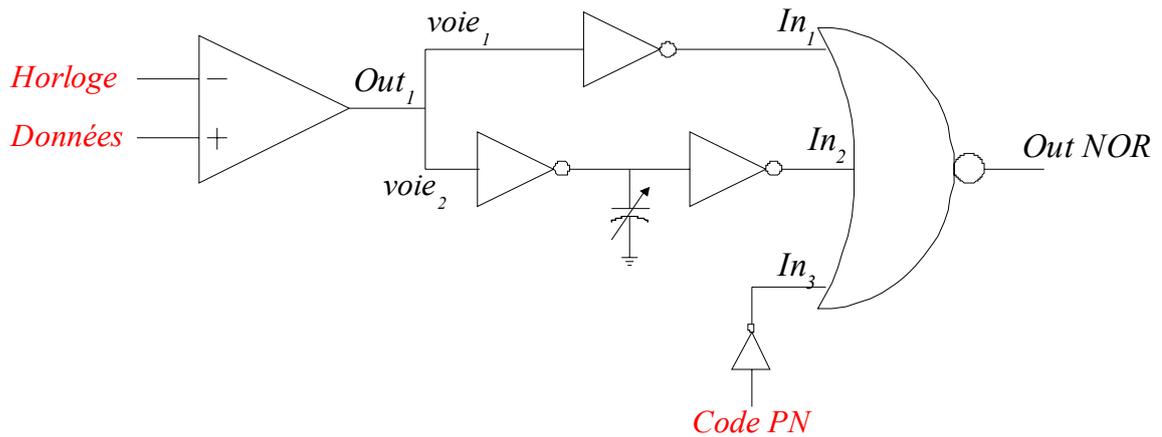


Figure 2.40 : Synoptique du générateur d'impulsion TH-PPM

Le générateur est conçu en technologie CMOS afin de bénéficier des avantages de la consommation de ces transistors. Le layout est présenté figure 2.41.

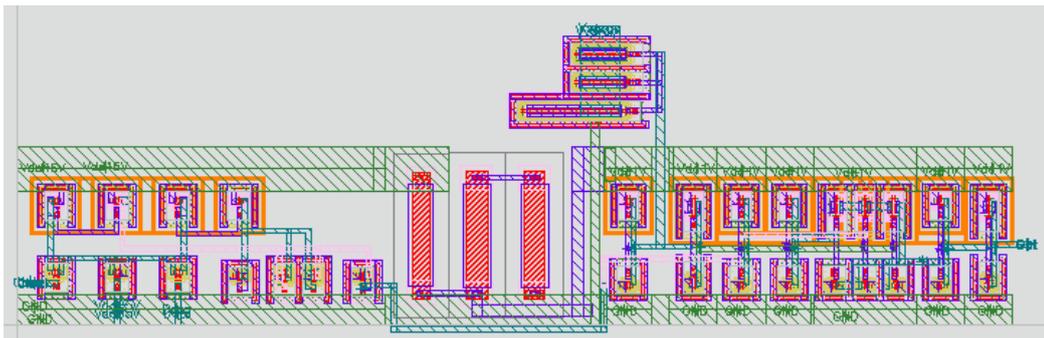


Figure 2.41 : Layout du générateur d'impulsions

Cette fonction présente un encombrement de 60 x 20  $\mu\text{m}^2$  et une consommation de moins de 2 mW.

### 3.1.3.2.2. Résultats de simulation

La modulation par position d'impulsion est réalisée à l'aide d'un comparateur. Les données à émettre sont comparées à une horloge. Le principe de fonctionnement du comparateur est le suivant :

- Si  $V_{données} > V_{horloge} \Rightarrow$  Tension de sortie du comparateur à l'état haut ;
- Si  $V_{données} < V_{horloge} \Rightarrow$  Tension de sortie du comparateur à l'état bas.

Ce fonctionnement est illustré par les chronogrammes présentés figure 2.42.

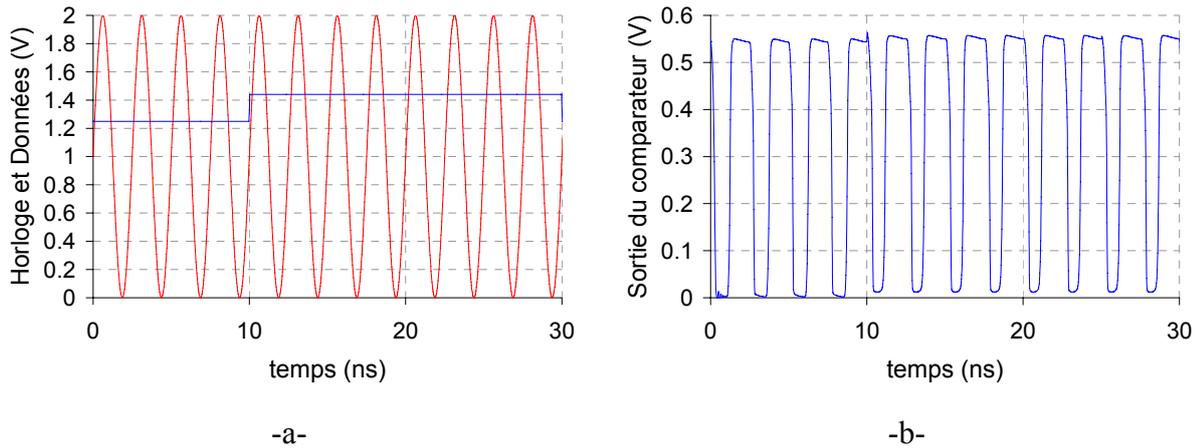


Figure 2.42 : Chronogrammes de l'entrée (a) et de la sortie (b) du comparateur

La fréquence de l'horloge est de 400 MHz et celle des données de 100 MHz. Ces fréquences sont différentes afin d'intégrer par la suite le *time hopping*. Dans le chapitre 1, nous avons vu que une trame était divisée en  $n$  intervalles (dans notre cas quatre) pour tenir compte du code *PN* (codé sur 8 bits). La fréquence d'apparition des données est donc quatre fois plus petite que l'horloge puisque celle-ci doit fonctionner à la même fréquence que le code *PN*.

En sortie du comparateur, les données sont d'une part inversées (voie 1 sur la figure 2.40) et d'autre part retardées (voie 2 sur la figure 2.40). Ces deux signaux sont alors présentés à l'entrée d'une porte *NOR*. Une troisième entrée est ajoutée à cette porte afin de mettre en œuvre l'accès multiples à saut temporel. Les trois signaux en entrée de la porte *NOR* sont présentés figure 2.43a.

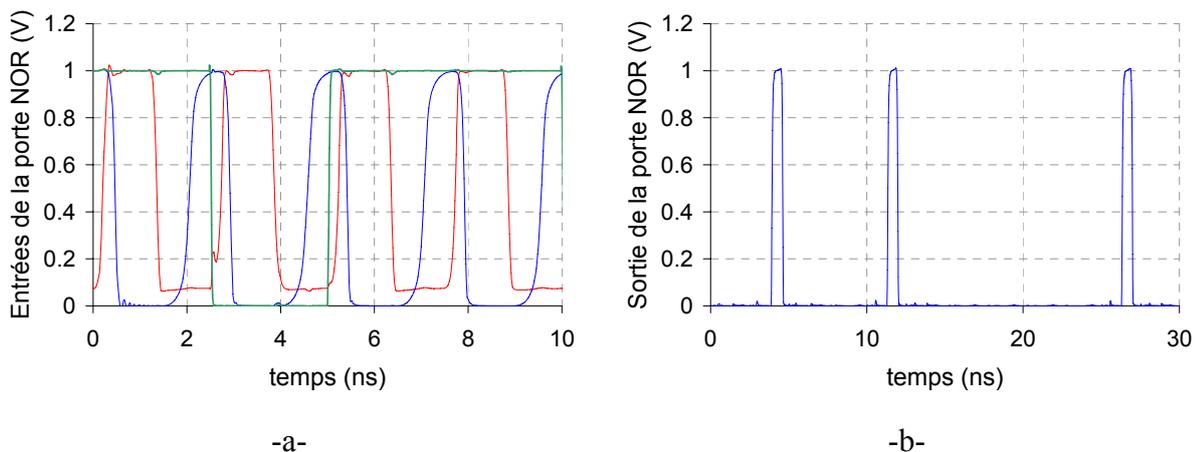


Figure 2.43 : Chronogrammes des signaux d'entrée (a) et de sortie (b) de la porte NOR

Sur la figure 2.43a, la courbe bleue représente le signal sur la voie 1 en sortie de l'inverseur. La courbe rouge représente le signal de la voie 2 après avoir été retardé. Enfin sur la troisième entrée de la porte *NOR*, nous avons appliqué le code *PN*. La porte *NOR* fonctionne de la manière suivante :

- Si  $V_{IN1} < V_{seuil}$  et  $V_{IN2} < V_{seuil}$  et  $V_{CodePN} < V_{seuil}$ , alors la sortie de la porte *NOR* est à l'état haut ;
- Dans tous les autres cas de figure, la sortie de la porte *NOR* est à l'état bas.

Le signal en sortie de la porte *NOR* et donc en sortie du générateur d'impulsions est représenté sur la figure 2.43b.

Sur la voie 2 du générateur d'impulsions, une capacité variable a été intégrée afin de pouvoir régler la largeur des impulsions. Cette capacité variable a été réalisée à l'aide d'un transistor *MOSFET* dont le drain et la source ont été court-circuités. La figure 2.44 représente des impulsions de différentes largeurs réalisables avec la capacité variable.

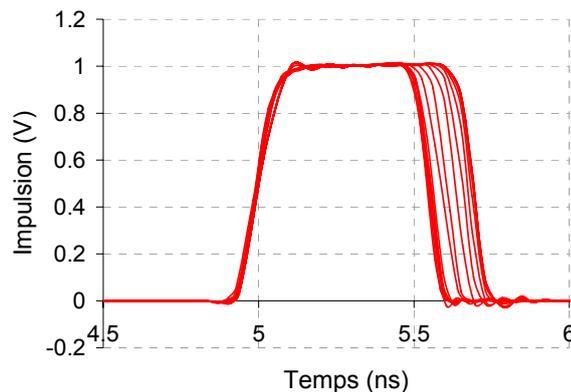


Figure 2.44 : Variation de la largeur d'impulsion

Le transistor *MOSFET* est polarisé entre 0V et +2V. Ceci permet de créer des impulsions de 545 ps à 690 ps.

### 3.2. Transposition de fréquence à 60 GHz

Les impulsions en sortie du générateur doivent être transposées autour de la fréquence utile, soit 60 GHz. La transposition de fréquence peut être réalisée par deux moyens, soit avec un mélangeur, dans ce cas précis il s'agit d'un mélangeur augmentant la fréquence du signal (*up-converter*) soit avec un commutateur. Le mélangeur exploite les non-linéarités des

composants. Afin de s’affranchir des problèmes de non-linéarité et de la fréquence image qu’ils peuvent générer, le mélangeur ne sera pas utilisé dans notre cas. La transposition sera donc réalisée à l’aide d’un commutateur. Historiquement, les commutateurs étaient réalisés à base de diodes. En raison de l’augmentation des fréquences de fonctionnement des filières technologiques, il est possible de réaliser cette fonction à base de transistor. Le commutateur exploite alors l’état passant ou bloqué du transistor.

### 3.2.1. Architecture du commutateur

Les architectures de commutateur sont très variées, transistors montés en série ou en parallèle ou utilisation de paires différentielles. Afin de ne pas trop complexifier la structure de cette fonction, nous nous sommes orientés vers une structure très conventionnelle, à savoir un transistor alimenté en émetteur commun. De plus, l’intérêt de ces travaux était d’étudier la faisabilité d’un système millimétrique. Nous avons donc opté pour une architecture simple. La topologie de cette fonction est présentée figure 2.45.

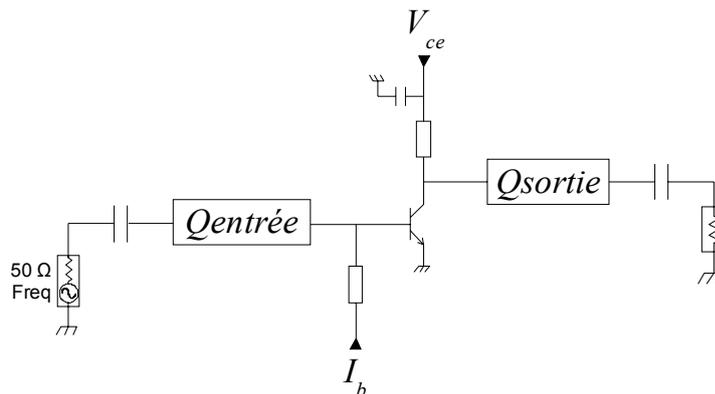


Figure 2.45 : Topologie du commutateur à un étage.

Le principe du commutateur est de piloter la polarisation de la base pour bloquer (signal non passant) ou rendre conducteur (signal passant) le transistor bipolaire.

Ce commutateur est en fait un amplificateur. L’architecture est donc identique à celle de l’amplificateur présenté précédemment. Les différences majeures sont le dimensionnement du transistor (afin de réduire la consommation), le type d’adaptation et la commutation de la base.

Au niveau de l’émission, seule la puissance d’émission nous est imposée (cf chapitre 1 paragraphe 4.3) en terme de contrainte de niveau. Le gain de chaque fonction d’émission est donc imposé par la puissance à fournir en sortie de cette même fonction. Compte tenu de la puissance du point de compression en entrée de l’étage d’amplification précédemment

présenté (paragraphe 2.3.2.1), le point de compression à -1 dB en sortie du commutateur doit être supérieur à -7 dBm.

Lors de la conception de cette fonction, nous nous sommes focalisés sur la consommation de cet étage. Nous avons donc opté pour un transistor de type Ne364A200. Le développement de l'émetteur est divisé par deux par rapport au transistor présenté dans le paragraphe 2.2.3.2.3. Le courant de collecteur et donc la consommation du transistor sont réduits d'un facteur deux lorsque celui-ci est passant.

La polarisation de ce transistor à l'état passant et bloqué est la suivante :

- Etat passant :  $V_{ce} = 1,6V$   $I_c = 7,7 mA$  et  $I_b = 24 \mu A$
- Etat bloqué :  $V_{ce} = 1,6V$   $I_c = 0 mA$  et  $I_b = 0 \mu A$

La consommation de cet étage à l'état passant est donc de 12 mW sous 1,6 V.

Dans le paragraphe suivant nous présenterons les résultats petits-signaux obtenus pour cet étage de commutation.

### 3.2.2. Simulation petit signal d'un étage émetteur commun du commutateur

L'adaptation de l'étage d'émetteur commun a cette fois-ci été réalisée en paramètres S et non pour obtenir un maximum de gain.

Les figures 2.46 et 2.47 montrent les résultats d'un étage émetteur commun adapté sur  $50 \Omega$  entrée / sortie pour l'état passant (figure 2.46) et pour l'état bloqué (figure 2.47). La polarisation du transistor est celle décrite dans le paragraphe précédent.

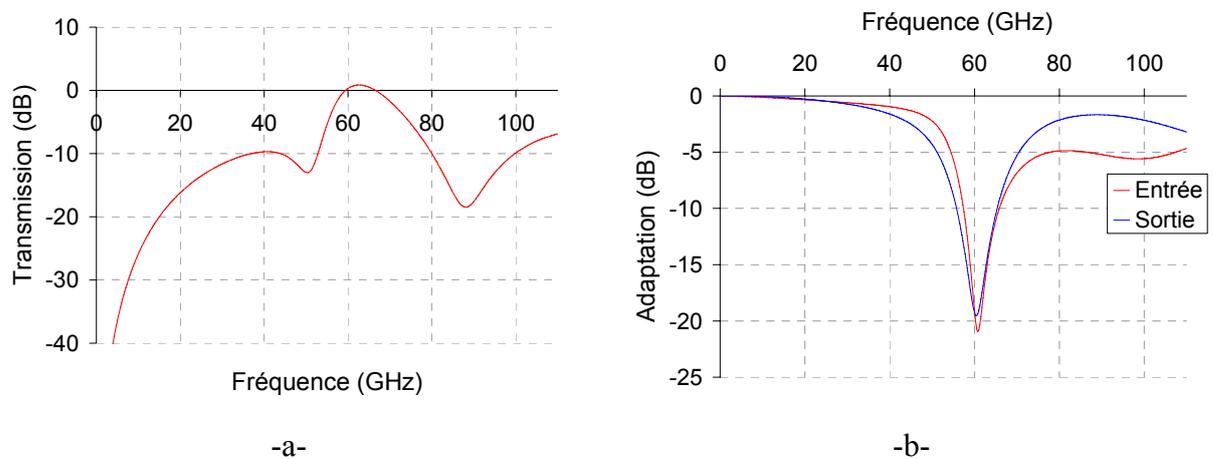


Figure 2.46 : Simulation d'un étage d'émetteur commun adapté sur  $50 \Omega$  (a : transmission – b : adaptation) pour l'état passant

D’après les graphes présentés figure 2.46 , les performances de cet étage à l’état passant sont les suivantes :

- BP à -3dB autour de 60 GHz : [58 – 69] GHz]
- Transmission à 60 GHz = 0.3 dB (-1,1 dB @ 58 GHz – -1,2 dB @ 69 GHz)
- S11 à 60 GHz : -19 dB (-12 dB @ 58 GHz – -7 dB @ 69 GHz)
- S22 à 60 GHz : -19 dB (-15 dB @ 58 GHz – -6 dB @ 69 GHz)

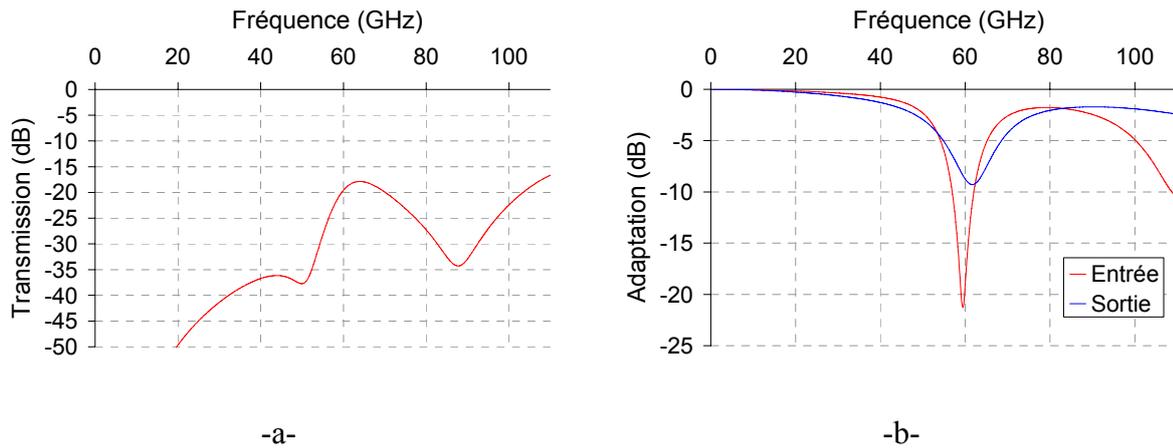


Figure 2.47 : Simulation d’un étage d’émetteur commun adapté sur 50  $\Omega$  (a : transmission – b : adaptation) pour l’état bloqué

D’après les graphes présentés figure 2.47, les performances de cet étage à l’état bloqué sont les suivantes :

- La bande passante considérée est celle de l’état passant, soit [58 – 69] GHz]
- Transmission à 60 GHz = -20 dB (-22 dB @ 58 GHz – -19 dB @ 69 GHz)
- S11 à 60 GHz : -19 dB (-14 dB @ 58 GHz – -3 dB @ 69 GHz)
- S22 à 60 GHz : -9 dB (-7 dB @ 58 GHz – -5 dB @ 69 GHz)

La dynamique entre l’état passant et l’état bloqué est de 20 dB. Or pour l’application visée, les performances du commutateur en terme de ratio *ON/OFF* doivent être supérieures à 40 dB. Le commutateur est donc composé de trois étages cascades (un seul ne permettant pas d’obtenir une isolation suffisante et deux étant limite).

### 3.3. Commutateur commandé par le générateur d'impulsions

#### 3.3.1. Conception d'un commutateur à trois étages

La topologie du commutateur à trois étages d'émetteur commun cascades est présentée figure 2.48.

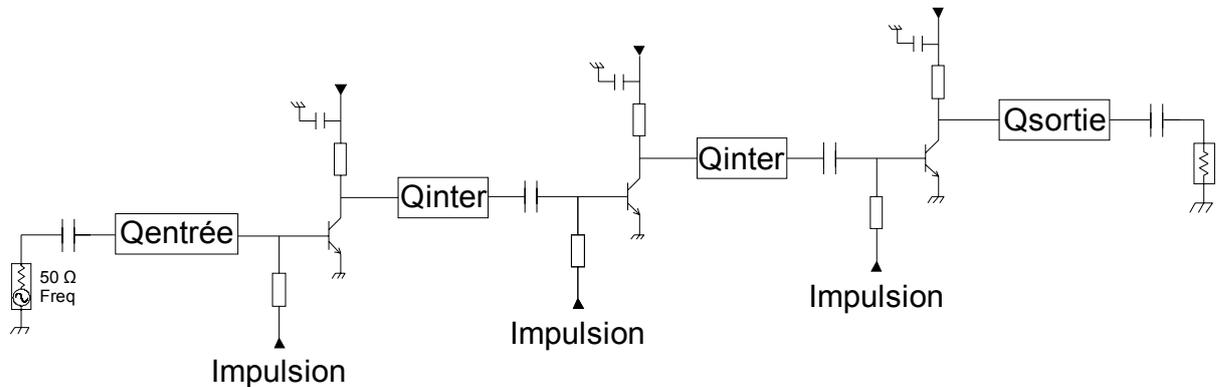


Figure 2.48 : Topologie du commutateur

En pratique, pour le commutateur à trois étages la polarisation de la base n'est pas directement réalisée avec un générateur de courant présentant une impédance infinie comme c'était le cas pour le commutateur à un étage présenté dans le paragraphe 3.2.1. Il faut en effet tenir compte de l'impédance présentée par le générateur d'impulsions présenté dans le paragraphe 3.1.3.2.1.

L'étage de sortie du générateur d'impulsions doit pouvoir fournir suffisamment de courant à la base du transistor bipolaire afin de rendre ce dernier passant. Il a donc fallu en sortie du générateur d'impulsions concevoir un étage permettant de délivrer le courant nécessaire. Cet étage est composé de deux transistors pMOS dont le développement de grille est dix fois supérieur à celui des transistors utilisés dans les fonctions numériques du générateur. La topologie de cet étage est représentée figure 2.49.

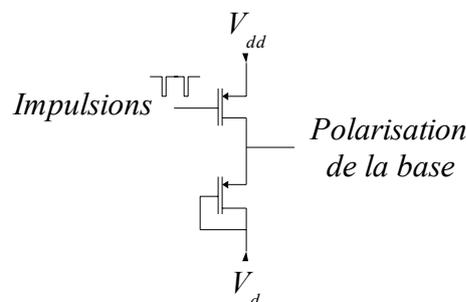


Figure 2.49 : Etage de sortie du générateur d'impulsions

Le commutateur étant à trois étages, la polarisation des trois bases doit être réalisée au même instant. Il ne peut y avoir de décalage temporel concernant la transition état passant / bloqué. Afin d'éviter tout problème de synchronisation entre les polarisations de base, nous avons intégré un seul générateur d'impulsions qui commande les trois bases. Seul l'étage de sortie représenté figure 2.49 a été triplé, sinon il aurait dû délivrer le triple de courant.

Concernant l'adaptation inter étage, elle doit être conçue de manière à éviter toute réflexion possible des impulsions entre les étages ce qui pourrait engendrer des phénomènes d'oscillation inter étage. Pour pallier à cette éventualité, nous avons décidé d'adapter chaque entrée et sortie d'étage d'émetteur commun sur  $50 \Omega$ .

La photographie du modulateur réalisé est présentée figure 2.50.

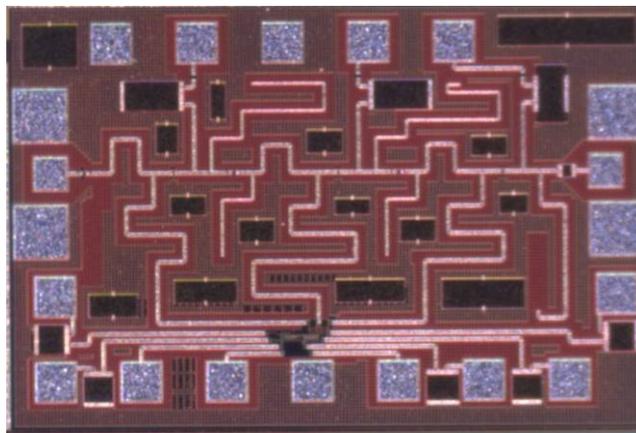


Figure 2.50 : Photographie du modulateur

L'encombrement du modulateur est de  $0,8 \text{ mm}^2$  ( $1,1 \times 0,7 \text{ mm}^2$ ) et il consomme  $36 \text{ mW}$  sous  $1,6 \text{ V}$  à l'état passant et  $0 \text{ mW}$  à l'état bloqué.

Les résultats des simulations temporelles puis des mesures petit et grand signal sont successivement présentés dans les paragraphes qui suivent.

### 3.3.2. Simulation du modulateur en régime dynamique

La sortie du générateur d'impulsions est directement connectée sur la base du transistor bipolaire via une ligne de transmission  $50 \Omega$ . La ligne de transmission connectée au transistor bipolaire nous permet de filtrer l'impulsion à fronts raides en sortie du générateur d'impulsions. La forme des impulsions se rapproche alors de celle d'une impulsion gaussienne. Une simulation temporelle de  $10 \text{ ns}$ , correspondant à une période d'apparition

d'une impulsion, a été réalisée avec le logiciel de simulation Agilent ADS. Les représentations spectrale et temporelle en sortie du modulateur de cette simulation sont représentées figure 2.51.

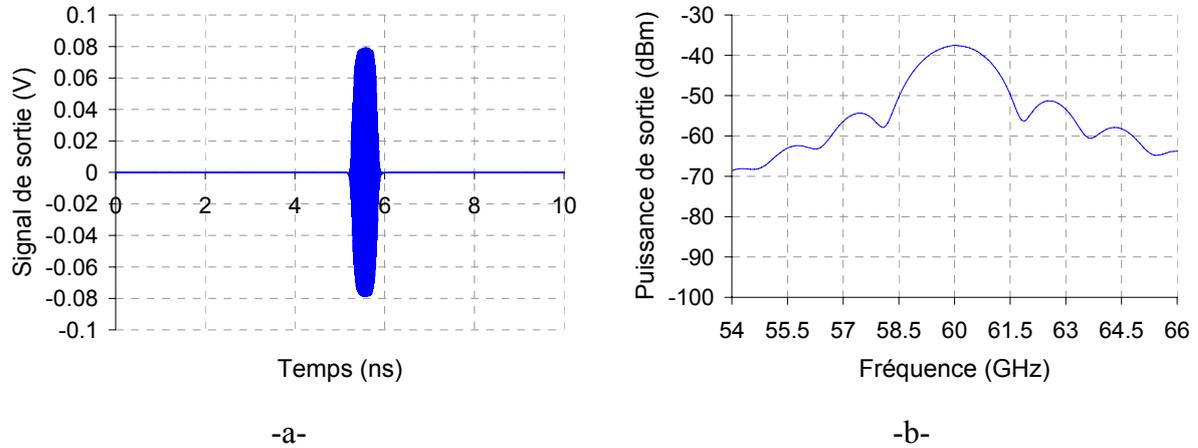


Figure 2.51 : Formes temporelle (a) et spectrale (b) d'une impulsion en sortie du modulateur

Les représentations temporelle et spectrale nous confirment que la forme de l'impulsion est proche de celle d'une gaussienne.

La durée d'une impulsion est de l'ordre de 550 ps et la bande passante à -10dB autour de 60 GHz est définie entre 58,6 GHz et 61,4 GHz

Les résultats d'une simulation temporelle de 50 ns du modulateur sont présentés figure 2.52.

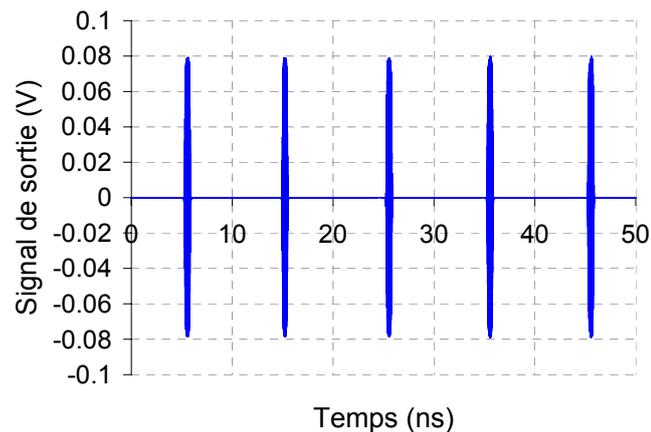


Figure 2.52 : Simulation temporelle du modulateur

Cette même simulation nous permet d'observer le spectre en sortie du modulateur. Celui-ci est présenté figure 2.53.

Cependant seule la modulation est représentée sur ce graphe. En effet, pour observer l'impact de l'accès multiple par saut temporel, il faudrait réaliser une simulation d'une durée plus importante, ce qui engendre un temps de calcul très long et une capacité de mémoire de simulation très importante.

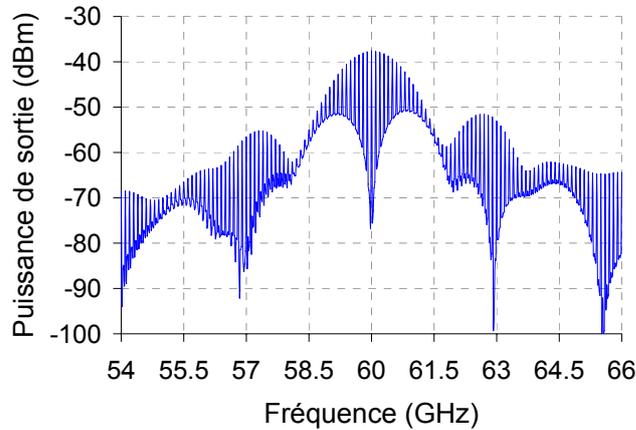


Figure 2.53 : Spectre en sortie du modulateur

Le décalage temporel entre une impulsion transportant un bit « 1 » et celle transportant un bit « 0 » est de l'ordre de la moitié d'une largeur d'impulsion (définition de la largeur d'impulsion de type *FWHM*). Nous observons donc sur la figure 2.53 un évanouissement du signal tous les 1,5 GHz.

### 3.3.3. Résultat du modulateur en mode petit signal

Les courbes des figures 2.54 et 2.55 montrent les simulations (points) et les mesures (courbes) du gain et de l'isolation du commutateur. Les plots RF d'entrée et de sortie sont inclus en mesure et en simulation.\*

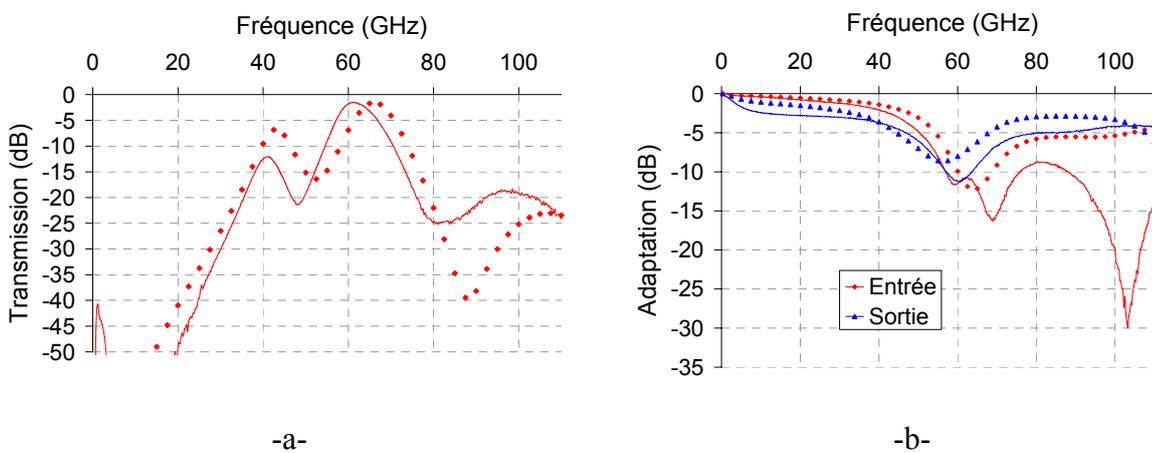


Figure 2.54 : Comparaison simulation (▪) mesure (—) du commutateur à l'état passant  
(a : transmission – b : adaptation)

D'après les graphes présentés figure 2.54, les performances mesurées de cet étage à l'état passant sont les suivantes :

- BP à -3dB autour de 60 GHz : [58,25 – 65] GHz
- Transmission à 60 GHz = -1,8 dB (-3,4 dB @ 58,25 GHz – -3,2 dB @ 65 GHz)
- S11 à 60 GHz : -12 dB (-11 dB @ 58,25 GHz – -12 dB @ 65 GHz)
- S22 à 60 GHz : -8 dB (-8 dB @ 58,25 GHz – -6 dB @ 65 GHz)

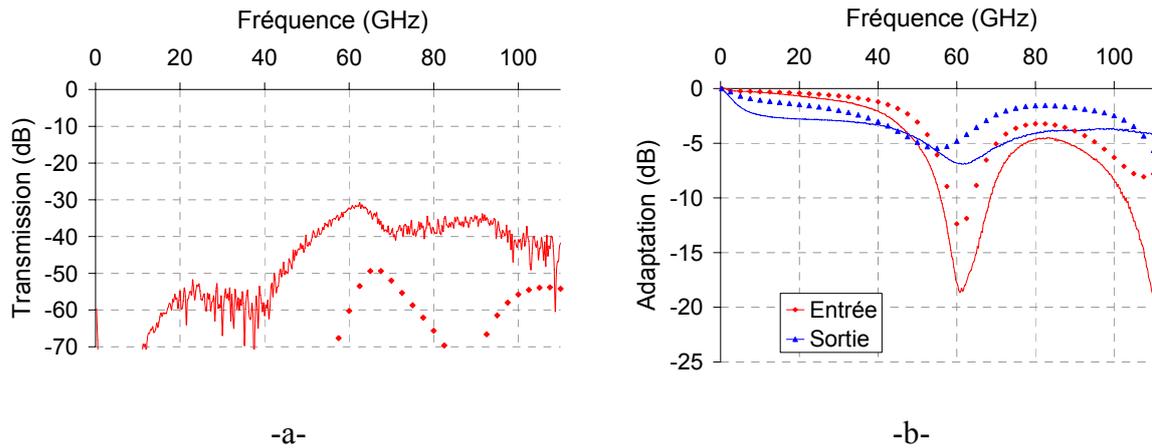


Figure 2.55 : Comparaison simulation (■) mesure (—) du commutateur à l'état bloqué  
(a : transmission – b : adaptation)

D'après les graphes présentés figure 2.54, les performances mesurées de cet étage à l'état bloqué sont les suivantes :

- La bande passante considérée est celle de l'état passant,  
soit : [58,25 – 65] GHz
- Transmission à 60 GHz > -32 dB (>-33 dB @ 58 GHz – >-33 dB @ 69 GHz)
- S11 à 60 GHz : -18 dB (-14 dB @ 58 GHz – -15 dB @ 69 GHz)
- S22 à 60 GHz : -7 dB (-7 dB @ 58 GHz – -6 dB @ 69 GHz)

On observe sur la figure 2.55a, un décalage important entre la simulation et la mesure de la transmission. Ceci s'explique par la dynamique de l'appareil de mesure. En réalité, la transmission est inférieure à ce qui est observé en mesure.

La dynamique de cette fonction est donc supérieure à 30 dB puisque le gain à l'état haut est de -1,8 dB et l'isolation à l'état bas est supérieure à 32dB.

### 3.3.4. Résultat du modulateur en mode grand signal

Afin de dimensionner le niveau de puissance en sortie de l'oscillateur, nous devons déterminer le point de compression en entrée du modulateur. Nous avons donc réalisé une mesure de ce point de compression à -1 dB de l'harmonique lorsque le commutateur est à l'état passant. Le banc de mesure est identique à celui présenté dans le paragraphe 2.3.2.1.

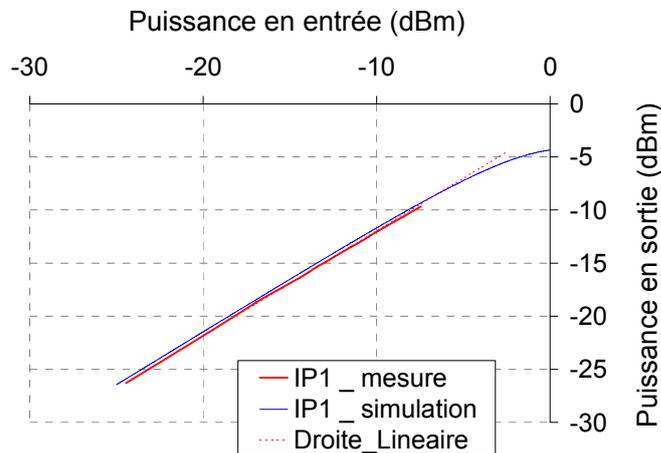


Figure 2.56 : Comparaison simulation / mesure du point de compression à -1 dB à 60 GHz

Le graphe de la figure 2.56 présente le point de compression à -1 dB simulé et mesuré. Les résultats obtenus sont les suivants :

- Simulation : IIP1 = -4 dBm / OIP1 = -6,45 dBm
- Mesure : IIP1 = -3,95 dBm / OIP1 = -6,8 dBm

Nous pouvons donc déduire le niveau en sortie de l'oscillateur. En effet le point de compression à -1 dB en entrée du commutateur nous impose le niveau maximal en sortie de l'oscillateur. Celui-ci sera donc de l'ordre de - 5 dBm. L'étude de l'oscillateur est présentée dans le paragraphe qui suit.

## 4. Oscillateur

L'oscillateur est utilisé dans les modules d'émission et de réception, à savoir :

- l'oscillateur d'une chaîne d'émission permet de générer une fréquence utilisée comme source de référence ;
- l'oscillateur d'une chaîne de réception permet la transposition du signal utile vers la bande de base.

L'oscillateur local permet de convertir une puissance continue en puissance RF. Les différents critères de conception d'un oscillateur sont :

- la fréquence de fonctionnement (Hz) ;
- la puissance de sortie de l'étage (dBm) ;
- la consommation (mW) si le système conçu a des critères de faible consommation ;
- le bruit de phase (dBc/Hz) ;
- le *pushing* (Hz/Ω) et le *pulling* (Hz/Ω).

Avant de concevoir l'oscillateur, il est intéressant de réaliser un état de l'art de cette fonction autour de la fréquence de fonctionnement, dans notre cas 60 GHz. Le bruit de phase des oscillateurs est présenté dans cet état de l'art. Il convient donc au préalable de définir le bruit de phase d'un oscillateur. Les notions de *pushing* et de *pulling* étant rarement exposées dans la littérature, elles seront définies ultérieurement.

### 4.1. Bruit de phase d'un oscillateur

Le signal délivré par un oscillateur idéal (figure 2.57a) peut être modélisé par la relation suivante :

$$v_s(t) = v_0 \cos(\omega_0 t) \quad (2.17)$$

- Avec
- $v_0$  l'amplitude de sortie (en V)
  - $\omega_0$  la pulsation de l'oscillateur (en rad/s)

En réalité, un tel oscillateur n'existe pas. Il est impacté par différentes perturbations qui affectent son amplitude et sa phase. L'expression réelle du signal de sortie d'un oscillateur est la suivante :

$$v_s(t) = [v_0 + \Delta v(t)] \cos[\omega_0 t + \Delta \varphi(t)] \quad (2.18)$$

- Avec
- $\Delta v(t)$  la fluctuation aléatoire de l'amplitude (en V),
  - $\Delta \varphi(t)$  la fluctuation aléatoire de la phase (en rad).

### 4.1.1. Bruit d'amplitude

Le bruit d'amplitude a une influence négligeable sur les instabilités fréquentielles d'un oscillateur en comparaison de l'influence du bruit de phase. Celui-ci ne sera donc pas considéré par la suite.

### 4.1.2. Bruit de phase

Le bruit de phase représente une perturbation aléatoire de la phase de l'oscillateur. Ceci provoque un élargissement de la raie fondamentale de l'oscillateur (figure 2.57b) ainsi que celles de toutes ses harmoniques.

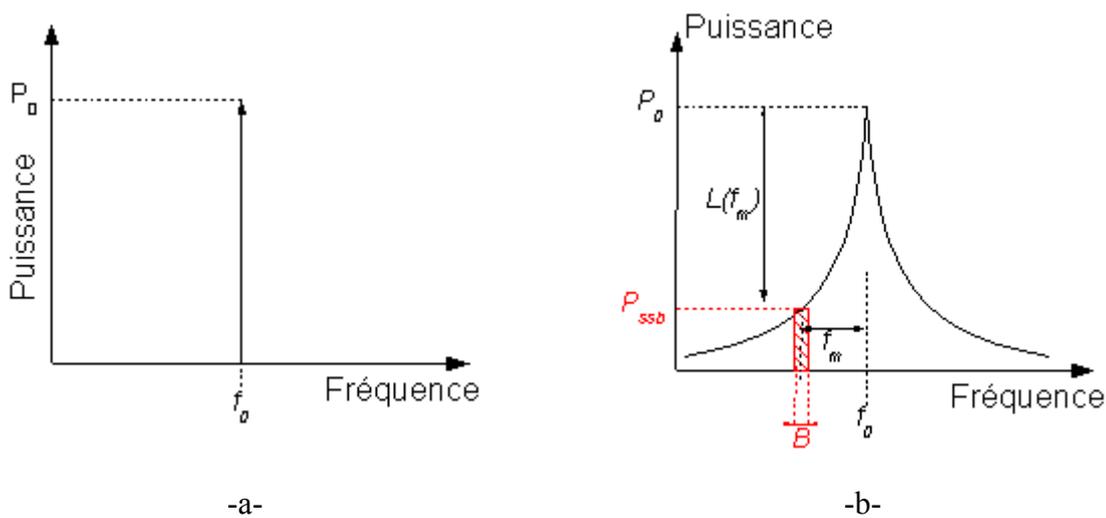


Figure 2.57 : Spectre de sortie d'un oscillateur idéal (a) et réel (b)

Le signal de sortie de l'oscillateur perturbé par un bruit de phase se formule,

$$v_s(t) = v_0 \cos[\omega_0 t + \Delta\varphi \sin(\omega_m t)] \quad (2.19)$$

- Avec
- $\Delta\varphi$  la fluctuation maximale de la phase (en rad)
  - $\omega_m$  la pulsation de la modulation de phase (en rad/s),  $f_m$  étant la fréquence correspondante

Le bruit de phase est caractérisé par le terme  $L(f_m)$ . Il est défini comme étant le rapport de la densité spectrale de puissance de bruit contenu dans une bande latérale  $B$  (fréqueemment égale à 1 Hz) située à une distance  $f_m$  de la porteuse de puissance  $P_{ssb}$  sur la puissance de la porteuse  $P_0$ . Il s'exprime en dBc/Hz.

$$L(f_m) = \frac{P_{ssb}}{P_0} = \frac{V_{ssb}^2(f_m)}{V_0^2} \quad (2.20)$$

Kurokawa [28] a démontré que pour une bande de fréquence de largeur  $B$ , à une fréquence  $f_m$  de la porteuse, la puissance du bruit de phase intégrée sur toute la fenêtre et normalisée par rapport à la puissance de la fréquence porteuse est :

$$L(f_m) = \frac{1}{2} \frac{MkT_0B}{P_0} \left( \frac{f_0}{Q_{ext}f_m} \right)^2 \quad (2.21)$$

Avec

- $M = M_0 \left( 1 + \frac{f_\alpha}{f_m} \right)$ ,  $f_\alpha$  est la fréquence de coupure du bruit en  $1/f$
- $Q_{ext}$  le coefficient de qualité externe de l'oscillateur

## 4.2. Etat de l'art des oscillateurs en gamme millimétrique

La réalisation d'oscillateur millimétrique est relativement difficile. D'une part le bruit de phase est directement lié à la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur (cf. équation (2.21)). D'autre part, les performances de puissance et de fréquence du fondamental sont fonction de la fréquence de coupure,  $f_c$ , de la filière technologique. De ce fait, nombre d'oscillateurs fonctionnent soit sur une harmonique secondaire (les structures de type push-push par exemple), soit en utilisant un multiplieur de fréquence. L'état de l'art présenté ci-après s'intéressera uniquement aux oscillateurs dont la fréquence de fonctionnement correspond au fondamental.

Publication	Fréquence d'oscillation (GHz)	Pout (dBm)	Consommation	Bruit de phase à 1MHz (dBc/Hz)	Filière technologique Ft/Fmax
[29] - A	60.3	+0.60	516 mW sous 8V	-97	MESFET AsGa
[30] - B	59,7	+6.7	90 mW sous 3V	-86	HEMT AsGa
[31] - C	62	4	40 mW sous 2,5V	-104	HBT InP 60/120 GHz
[32] - D	53	-8	25 mW sous 3V	-100	bipolaire SiGe 0,12µm 205/290 GHz
[32] - E	67	-8	25 mW sous 3V	-100	bipolaire SiGe 0,12 µm 205/290 GHz
[32] - F	85	-7.5	25 mW sous 3V	-97.5	bipolaire SiGe 0,12µm 205/290 GHz
[33] - G	60	-17	9,6 mW sous 1,2V	-94	CMOS SOI 90 nm 150/160 GHz
[34] - H	104	+ 2,5	135 mW sous 2,5 V	-98,8	HBT SiGe 0,13µm 260/270 GHz
[34] - I	77	+2,5	135 mW sous 2,5 V	-99,1	BiCMOS SiGe 0,13µm 170/210 GHz
[35] - J	104.2	-7.3	6,5 mW sous 1V	-96	CMOS 90nm 100/300 GHz

Tableau 2.5 : Etat de l'art des oscillateurs autour de 60 GHz

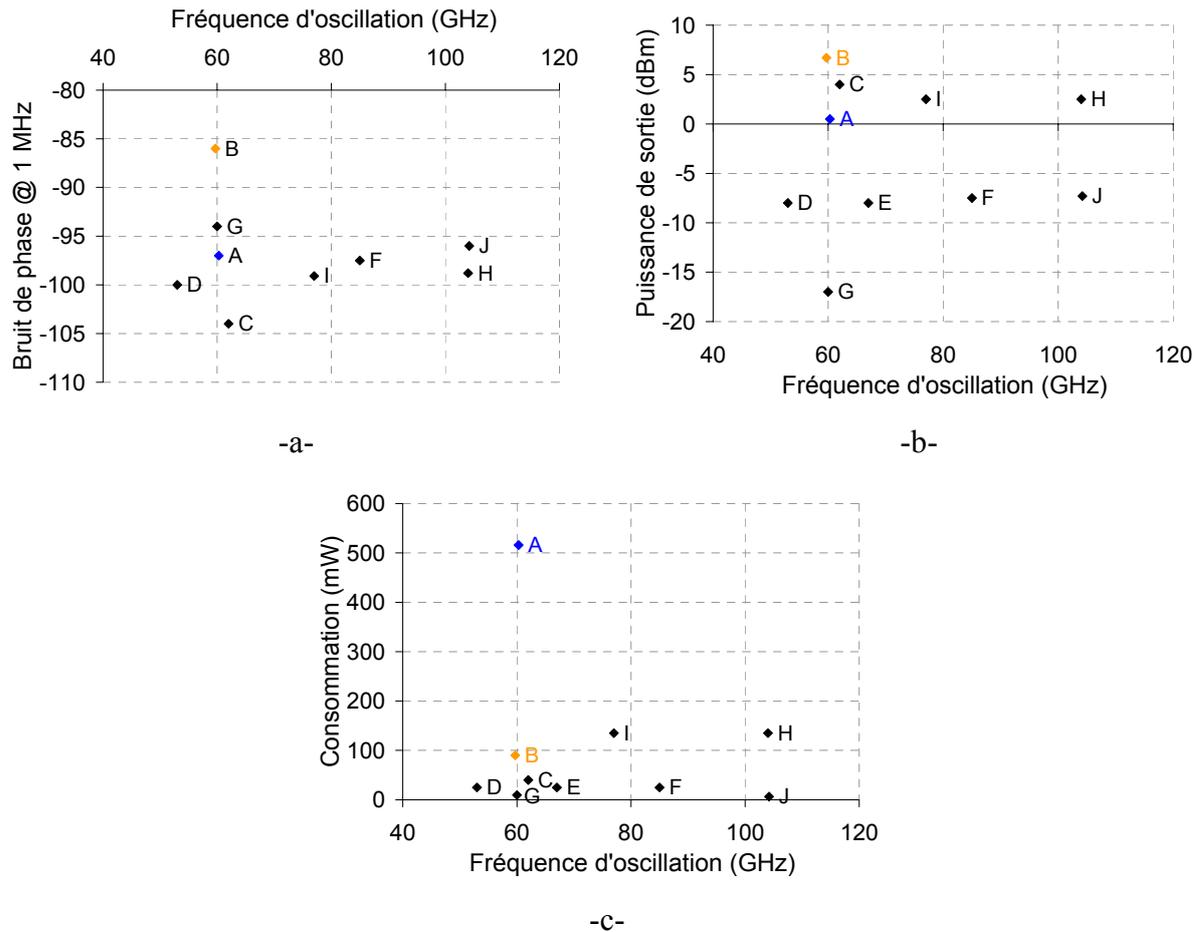


Figure 2.58 : Etat de l'art des oscillateurs à 60 GHz (a : Bruit de phase – b : puissance de sortie – c : consommation)

Les transistors de type *HEMT* génèrent plus de bruit en  $1/f$  que les transistors de type *HBT*, quelque soit la filière technologique. Le bruit de phase de ce type de transistor sera de ce fait plus important. Ceci est dû à la structure verticale des transistors à effet de champ.

### 4.3. Conception d'un oscillateur à résistance négative

Lors de la conception de l'oscillateur, deux approches ont été abordées, à savoir :

- Oscillateur libre fonctionnant à une fréquence fixe ;
- Oscillateur contrôlé en tension (OCT) fonctionnant sur une plage de fréquence.

Ce paragraphe décrit la conception d'un oscillateur libre en topologie *single-ended*. La résistance négative conçue est alors composée d'un transistor monté en émetteur commun et permet de fixer la fréquence d'oscillation.

### 4.3.1. Topologie de l'oscillateur à résistance négative

La figure 2.59 décrit la topologie de l'oscillateur présentée dans ce manuscrit.

L'oscillateur est ainsi composé d'un transistor connecté en topologie émetteur commun. La résistance négative crée une instabilité autour de la fréquence de travail (60 GHz), celle-ci est composée d'une ligne et d'une capacité connectées en parallèle et reliées à l'émetteur d'un transistor *HBT*. Le circuit d'accord relié à la base permet de fixer la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur.

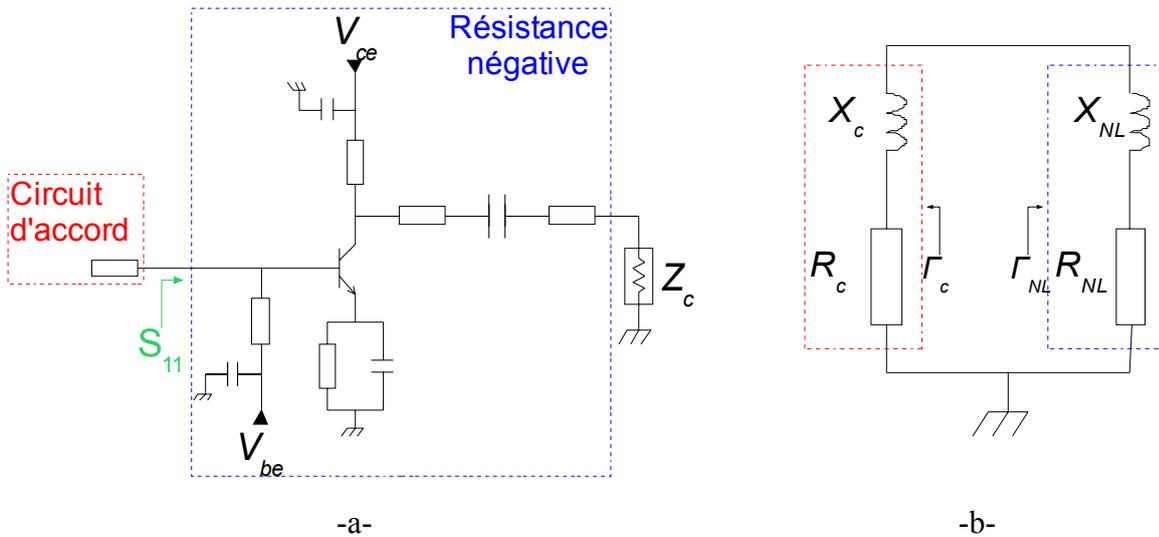


Figure 2.59 : Topologie de l'oscillateur à résistance négative

Un oscillateur peut être représenté sous la forme de deux impédances placées dans une seule maille (figure 2.59b). L'impédance  $Z_c$  ( $R_c + jX_c$ ) est alors l'impédance de charge et  $Z_{NL}$  ( $R_{NL} + jX_{NL}$ ) est l'impédance non linéaire apportée par l'élément actif de l'oscillateur.

Afin de démarrer les oscillations, l'énergie apportée par la résistance négative doit être supérieure à celle que le circuit d'accord est capable d'absorber. La condition nécessaire au démarrage des oscillations est décrite par l'équation (2.22).

$$|R_c| > R_{NL} \text{ ou } |S_{11}| \geq 1,2 \quad (2.22)$$

Suite au démarrage de l'oscillateur, il faut stabiliser ces oscillations. La condition de stabilisation est décrite par l'équation (2.23).

$$-Z_c = Z_{NL} \quad (2.23)$$

En décomposant la partie réelle et la partie imaginaire de ces impédances, on obtient deux conditions pour démarrer les oscillations :

$$-R_c = R_{NL} \text{ et } -X_c = X_{NL} \quad (2.24)$$

La résistance de charge étant positive, la résistance de la partie active ( $R_{NL}$ ) doit être négative afin de satisfaire la condition d'oscillation.

### 4.3.2. Méthode de conception de l'oscillateur

La topologie de l'oscillateur présentée figure 2.59 utilise le principe de la contre réaction série. Pour concevoir ce type d'oscillateur, une démarche en plusieurs étapes doit être réalisée :

- Définir la taille du transistor afin d'obtenir une puissance de sortie suffisante à la fréquence de fonctionnement ;
- Déterminer la valeur des éléments localisés de la résistance négative afin d'obtenir un coefficient de Rollett  $k < 1$  [12] à la fréquence de travail et concevoir le circuit de résistance négative afin de répondre au critère sur son coefficient de réflexion en entrée,  $|S_{11}| > 1,2$ ,  $S_{11}$  étant défini sur la figure 2.59 ;
- Déterminer la longueur de la ligne du circuit d'accord permettant de respecter les conditions d'oscillation de l'équation (2.24).

Au regard de l'application visée, un oscillateur à 60 GHz doit être réalisé. La puissance de sortie de cet oscillateur doit être de l'ordre de 0 dBm. Le transistor ayant trois doigts d'émetteurs de longueur  $4 \mu\text{m}$  permet de répondre à ce critère de puissance. Afin de dimensionner les lignes permettant de réaliser le circuit d'accord et la résistance négative, différentes simulations ont été réalisées à l'aide du logiciel ADS. Les résultats de ces simulations sont présentés sur les figures 2.60b et 2.61.

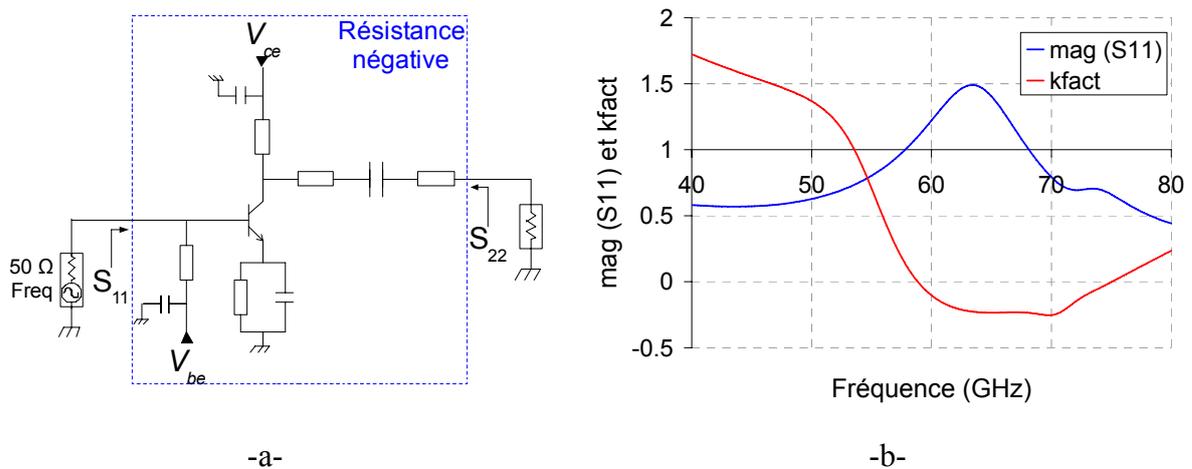


Figure 2.60 : (a) Schéma de résistance négative utilisé lors de la simulation – (b) Résultat de cette simulation, évolution du coefficient de réflexion d'entrée et du facteur de Rollett en fonction de la fréquence

La figure 2.60b permet d'observer un facteur de Rollett inférieur à 1. Cette même figure montre un module du coefficient de réflexion en l'entrée supérieur à 1. Le circuit réalisé correspond donc à une résistance négative.

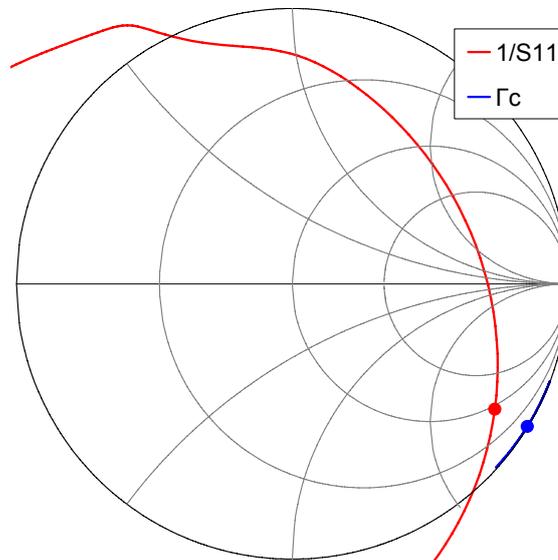


Figure 2.61 : Evolution du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative et du circuit d'accord en fonction de la fréquence

La figure 2.61 montre que la phase présentée par l'entrée de la résistance négative et la phase du circuit d'accord sont en opposition. En cascade de ces deux circuits il est donc possible d'obtenir les conditions de démarrage des oscillations (cf. équation (2.22)).

La résistance négative est composée d'une ligne et d'une capacité connectées en parallèle et reliées à l'émetteur (figure 2.59a). En fonction du processus de conception des circuits, la valeur de la capacité carrée peut varier. Sa valeur théorique est de  $2\text{fF}/\mu\text{m}^2$ . Cependant une erreur relative de 15% peut affecter la valeur de la capacité carrée. L'étude de l'impact de cette variation sur la fréquence de fonctionnement est présentée figure 2.62.

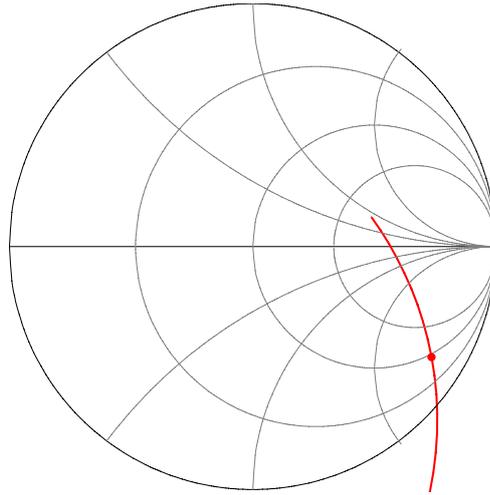


Figure 2.62 : Evolution du  $\frac{1}{S_{11}(NL)}$  en fonction de la valeur de la capacité à 60 GHz

La figure 2.62 montre l'évolution de la phase de la résistance négative. De ce fait la moindre évolution de la capacité MIM de ce circuit peut influencer la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur.

L'évolution de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur en fonction de la valeur capacité carrée de la MIM peut être déduite du graphique présenté figure 2.63, plus précisément lorsque la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative est nulle.

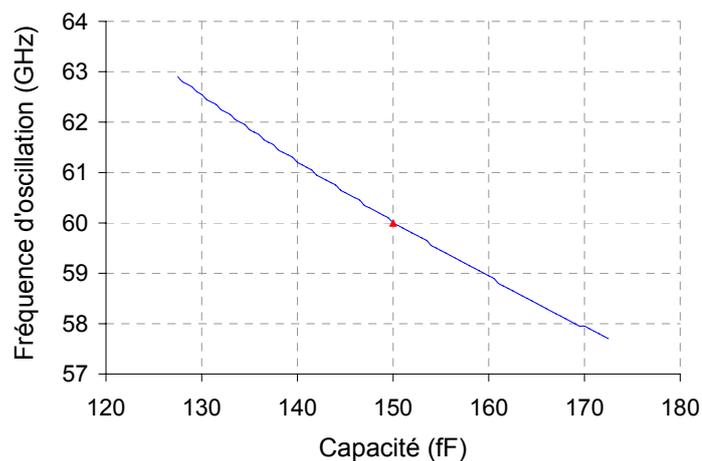


Figure 2.63 : Evolution de la fréquence d'oscillation en fonction de la valeur de la capacité

D'après le graphe de la figure 2.63, en fonction de la valeur de la capacité carrée obtenue lors de la fabrication des circuits, la fréquence de l'oscillateur peut varier entre [57,7 - 62,9] GHz

Les simulations de l'oscillateur étant réalisées avec le logiciel Agilent ADS, nous avons à disposition deux outils pour la conception du système bouclé :

- un outil d'analyse linéaire : « Osctest » ;

Cet outil réalise une simulation des paramètres S pour évaluer le gain petit signal et la phase de la boucle fermée (le paramètre S11 est alors le gain en boucle fermée de l'oscillateur).

Le circuit oscillera si le module du gain en boucle fermée est supérieur à 1 et si la phase est nulle.

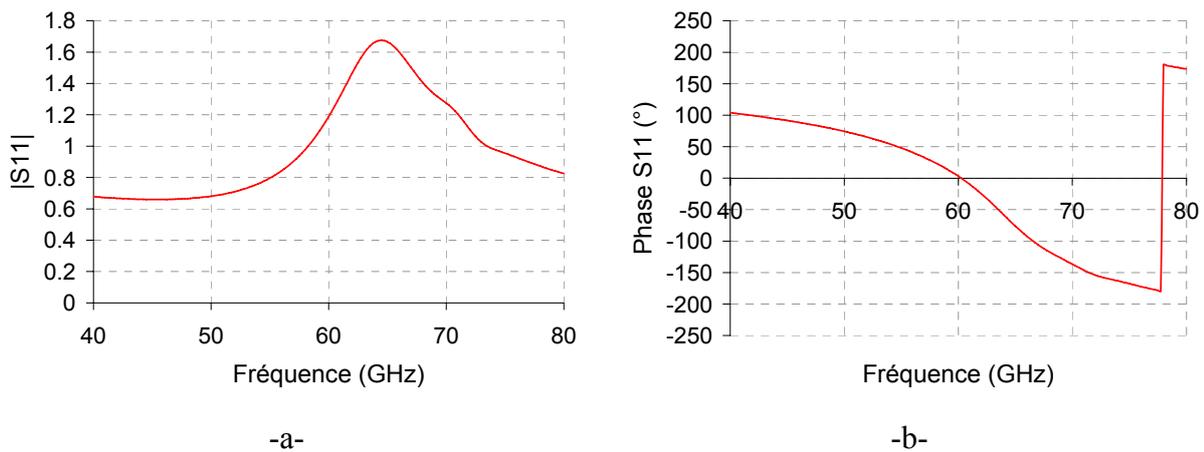


Figure 2.64 : Module et phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative

- un outil d'analyse non linéaire : « Oscport »

Ce module permet de réaliser une analyse grand signal afin de déterminer la fréquence d'oscillation ainsi que la puissance du fondamental et la puissance sur chaque harmonique.

Cette simulation fait appel au modèle non linéaire du transistor. Le moteur de simulation « Harmonic Balance », disponible sur le logiciel Agilent ADS, est utilisé. Il permet de fixer le nombre d'harmoniques dont on souhaite connaître la fréquence et la puissance en sortie de l'oscillateur.

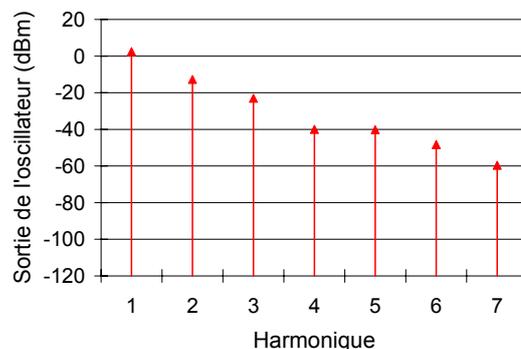


Figure 2.65 : Puissance de sortie de l'oscillateur pour différentes harmoniques

La figure 2.65 présente la puissance du fondamental et des différentes harmoniques de l'oscillateur conçu. La puissance de sortie du fondamental est de 2,4 dBm. La consommation de cet étage est de 14 mW sous 1,6 V.

Une fois l'oscillateur conçu, il faut étudier les perturbations que celui-ci peut subir. Comme décrit dans l'introduction du paragraphe, il existe trois types de perturbations, le bruit de phase, le *pulling* et le *pushing*. D'après le chapitre 1 paragraphe 2.2.1.4, grâce au choix judicieux du type de modulation, le bruit de phase n'impacte pas notre système. Il ne sera donc pas présenté. Seules les deux dernières perturbations sont étudiées dans les paragraphes suivants.

## 4.4. Etude des différents paramètres de l'oscillateur conçu

### 4.4.1. *Pushing*

Le *pushing* représente une variation de la fréquence de fonctionnement créée par une variation de la polarisation. Le facteur de *pushing* est défini par l'équation (2.25).

$$pushing = \frac{\Delta f_0}{\Delta V} \text{ ou } pushing = \frac{\Delta f_0}{\Delta I} \quad (2.25)$$

Les figures 2.66 et 2.67 représentent l'évolution de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative, et donc la fréquence d'oscillation, en fonction d'une variation des polarisations base (figure 2.66) et collecteur (figure 2.67). La polarisation de référence de l'oscillateur est la suivante :

- Courant de base 32,3  $\mu$ A ;
- Tension de collecteur : 1,6V

La figure 2.66 représente la variation de la fréquence d'oscillation lorsque le courant de base varie de 5  $\mu$ A autour du courant de référence (variation d'environ 15%).

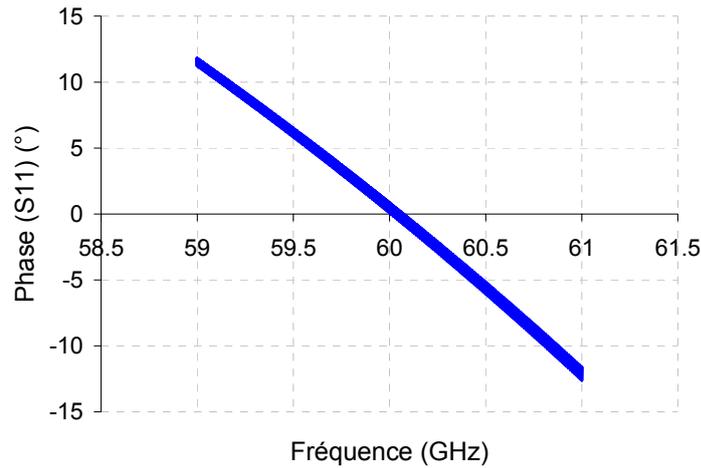


Figure 2.66 : Evolution de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative pour une polarisation de base entre 27,3  $\mu A$  et 37,3  $\mu A$

La figure 2.67 représente la variation de la fréquence d'oscillation lorsque la tension de collecteur varie de 0,1 V autour de la tension de référence (variation d'environ 6%).

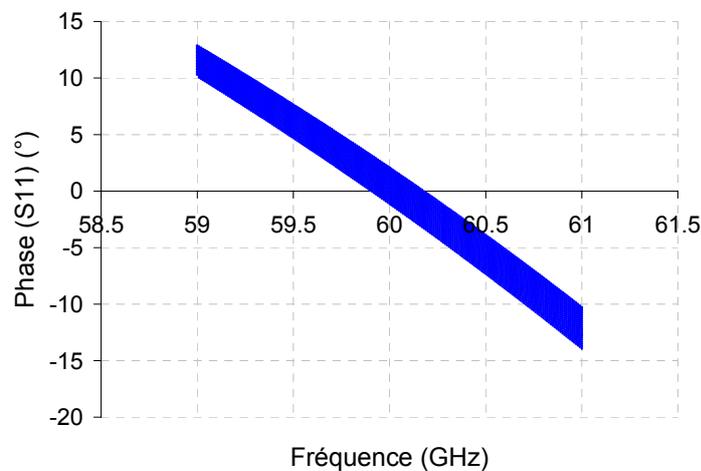


Figure 2.67 : Evolution de la phase du coefficient de réflexion en entrée de la résistance négative pour une polarisation de collecteur entre 1,5 V et 1,7 V

D'après les figures 2.66 et 2.67, pour une variation de 5 % de la polarisation de base, la fréquence de fonction varie de 0,1 % et pour une variation de 5 % de la polarisation de collecteur, la fréquence de fonction varie de 1,5 %.

Le facteur de *pushing* de la base est de 7 MHz/ $\mu$ A et le facteur de *pushing* du collecteur est de 1,3 GHz/V. L'oscillateur est donc peu sensible au *pushing*. Ce paramètre peut être négligé puisque les alimentations utilisées sont très stables (variation inférieure au  $\mu$ A).

#### 4.4.2. Coefficient de qualité externe

Le bruit de phase est fonction du coefficient de qualité externe, comme explicité par l'équation (2.21). L'expression de ce paramètre est définie par l'équation (2.26) :

$$Q_{ext} = \frac{f_0}{\Delta f} \frac{S^2 - 1}{S} \quad (2.26)$$

avec

- $\Delta f$  l'écart entre la fréquence minimale et maximale obtenue en variant l'impédance de charge de l'oscillateur ;
- $f_0$  la fréquence porteuse ;
- $S$  le taux d'ondes stationnaires apporté par l'impédance de charge.

Suite à une simulation de l'oscillateur de type « Harmonic Balance » réalisée avec le logiciel Agilent ADS, et ceci pour différentes valeurs de charge, le coefficient de qualité externe obtenu pour l'oscillateur conçu est de 27. L'oscillateur est donc fortement sensible à la charge appliquée. Il est alors important d'étudier le paramètre de *pulling* (évolution de la fréquence de fonctionnement en fonction de la charge).

#### 4.4.3. *Pulling*

Le *pulling* représente la variation de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur en fonction de la variation de la charge en sortie de cet étage. L'oscillateur conçu doit être intégré dans une chaîne d'émission décrite figure 1.19 (première partie). L'étage suivant l'oscillateur dans l'émetteur est un commutateur. Celui-ci fonctionne dans deux états différents, l'état passant et l'état bloqué. Entre ces deux états, l'impédance à l'entrée du commutateur et de ce fait en sortie de l'oscillateur peut varier. Il est donc nécessaire d'étudier l'impact de cette variation d'impédance sur le fonctionnement de l'oscillateur.

#### 4.4.3.1. Variation de l'impédance de charge de l'oscillateur

L'impédance d'entrée du commutateur varie entre l'état passant ( $Z_{ON}=0.69-0.046j$ ) et l'état bloqué ( $Z_{OFF}=1.446+0.534j$ ). Afin d'évaluer l'influence de cette impédance sur la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur, il faut étudier la variation de la phase de l'oscillateur en boucle fermée. Le module « osctest » du simulateur ADS permet d'observer cette variation. Ceci est décrit sur la figure 2.68.

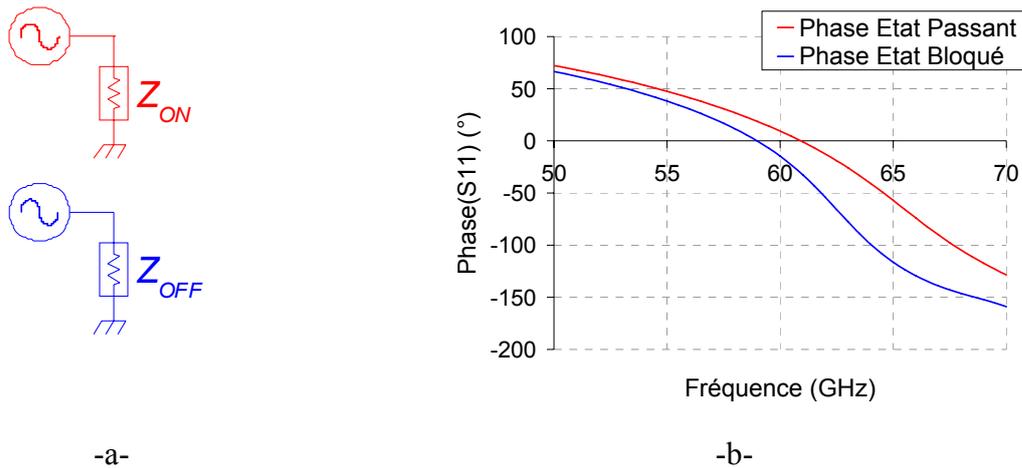


Figure 2.68 : Schéma de l'impédance de charge de l'oscillateur (a) et phase de l'oscillateur en boucle fermée pour les deux impédances de source (ON et OFF) du commutateur (b)

La fréquence de fonctionnement de l'oscillateur est de 60,9 GHz lorsque le commutateur est passant et de 59 GHz lorsqu'il est bloqué. Pour réduire le *pulling* créé par le changement d'impédance de source entre l'état passant et l'état bloqué du commutateur, il faut insérer entre ces deux étages un étage tampon permettant de maintenir une impédance de charge de l'oscillateur quasiment constante. Cet étage tampon permet d'isoler le commutateur de l'oscillateur et peut être réalisé à l'aide de transistor ou d'un atténuateur. La consommation du système étant un critère fondamental, l'utilisation d'un atténuateur à base d'éléments distribués a été retenue.

#### 4.4.3.2. Réduction du phénomène de pulling

La topologie de cet atténuateur est présentée figure 2.69. Il s'agit d'un atténuateur en PI composé de trois résistances.

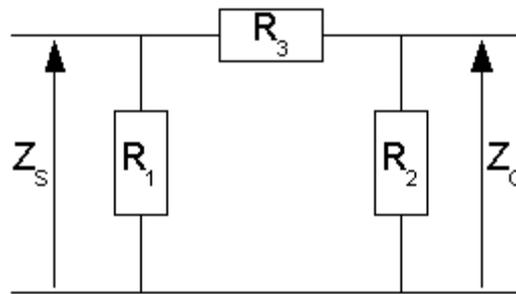


Figure 2.69 : Atténuateur en PI

Les équations permettant de déterminer la valeur des résistances en fonction de l'atténuation linéaire ( $\alpha$ ) et des impédances d'entrée ( $Z_S$ ) sortie ( $Z_C$ ) sont présentées ci-dessous (équation (2.27)).

$$\begin{aligned} \frac{I}{R_1} &= \frac{I}{Z_S} \left( \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \right) - \frac{I}{R_3} \\ \frac{I}{R_2} &= \frac{I}{Z_C} \left( \frac{\alpha+1}{\alpha-1} \right) - \frac{I}{R_3} \\ R_3 &= \left( \frac{\alpha-1}{2} \right) \sqrt{\frac{Z_S \cdot Z_C}{\alpha}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Le niveau d'atténuation fourni par cet étage permet d'adapter la puissance en entrée du commutateur afin de ne pas saturer de manière trop importante l'étage d'amplification situé après le commutateur. Lors de cette étude, l'oscillateur présente une puissance en sortie de 2,4 dBm à la fréquence fondamentale. Le point de compression à -1 dB en entrée de l'amplificateur est de -5 dBm. Compte tenu du gain du commutateur à 60 GHz à l'état passant (# 4dB), l'atténuateur doit abaisser le signal d'environ 7,5 dB.

Les impédances d'entrée et de sortie de l'atténuateur sont considérées à  $50 \Omega$  afin de déterminer les valeurs des résistances utilisées pour l'atténuateur.

L'impédance d'entrée de cet atténuateur est également influencée par les impédances de source du commutateur (état passant et bloqué).

Afin d'évaluer l'efficacité de cet étage, il faut observer l'évolution de la phase de l'oscillateur en boucle fermée pour ces deux impédances de charge. La simulation est identique à celle présentée en début de paragraphe 4.4.3.1. Les résultats de cette simulation sont présentés figure 2.70.

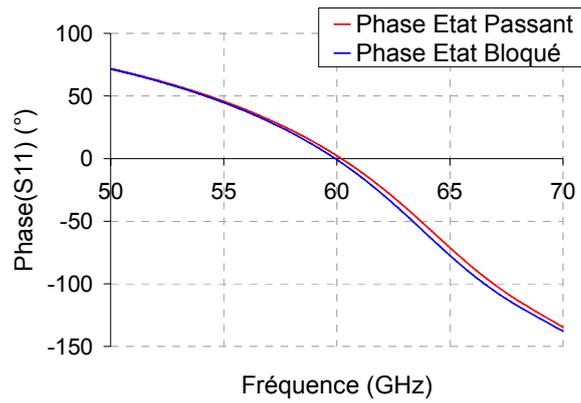


Figure 2.70 : Phase de l'oscillateur en boucle fermée pour deux impédances de source de l'atténuateur

En intégrant l'atténuateur entre l'étage d'oscillation et de commutation, la variation de fréquence entre les deux états du commutateur est nettement réduite. En effet, la fréquence d'oscillation à l'état passant est de 60,2 GHz contre 59,9 GHz à l'état bloqué. Cette variation de fréquence est négligeable pour l'application visée.

## CONCLUSION – CHAPITRE 2

Ce chapitre a présenté les différentes spécificités des circuits de la chaîne d'émission avant d'en détailler la conception.

L'amplificateur le commutateur et l'oscillateur ont été conçus en utilisant des transistors *HBT* en topologie d'émetteur commun. Ceci nous permettait de simplifier les architectures des fonctions car l'objectif était d'étudier la faisabilité de l'émetteur.

La technologie *BiCMOS* s'est révélée très intéressante lors de la conception du générateur d'impulsions. Nous avons pu ainsi minimiser la consommation de cette fonction de manière drastique puisque celle-ci est en fait une succession d'éléments logiques.

La figure 2.71 présente un résumé des différentes performances détaillées dans ce chapitre.

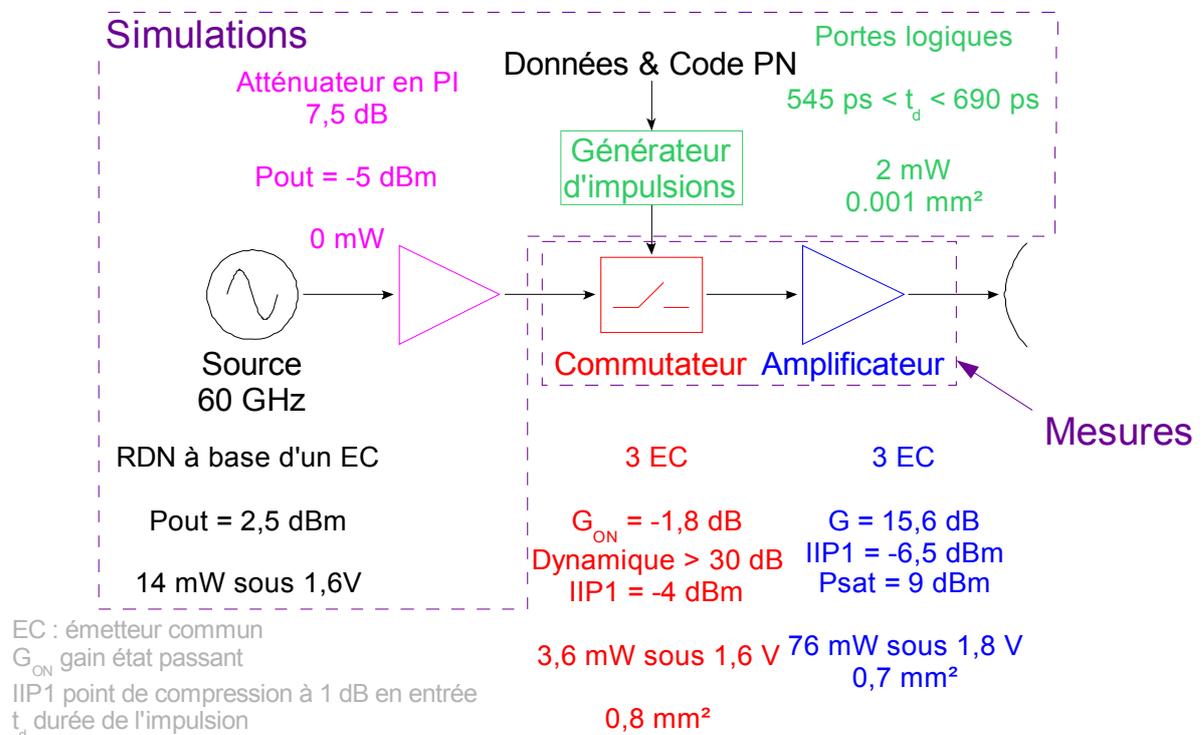


Figure 2.71 : Récapitulatif des performances des blocs de l'émetteur

Ces différentes fonctions seront intégrées sur une seule puce, les résultats seront présentés dans le chapitre 4.

## BIBLIOGRAPHIE – CHAPITRE 2

---

- [1] S. Pruvost, « Etude de faisabilité de circuits pour systèmes de communication en bande millimétrique, en technologie BiCMOS SiGeC 0,13  $\mu\text{m}$  », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Nov. 2005
- [2] O.S.A. Tang, « Design and Fabrication of a Wideband 56- to 63-GHz Monolithic Power Amplifier With Very High Power-Added Efficiency », IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 35, n°9, Sept 2000
- [3] M. Varonen « Integrated Power Amplifier for 60 GHz Wireless Applications », IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Vol. 2, June 2003, pp. 915-918
- [4] S. Handa, « 60 GHz-band Low Noise Amplifier and Power Amplifier Using InGaP/GaAs HBT Technology », IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, Nov. 2003, pp. 227-230
- [5] B. A. Floyd, « SiGe Bipolar Transceiver Circuits Operating at 60 GHz », IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 40, N°1, Jan. 2005
- [6] H. Doan, « Millimeter-Wave CMOS Design », IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 40, N°1, Jan. 2005, pp. 144-155
- [7] R. Pfeiffer, « A 20dBm Fully-Integrated 60GHz SiGe Power Amplifier with Automatic Level Control », Proceedings of the 32nd European Solid-State Circuits Conference, Sept. 2006, pp. 356-359
- [8] T. Yao, « 60-GHz PA and LNA in 90-nm RF-CMOS », IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, June 2006
- [9] M. Varonen, « Millimeter-Wave Amplifiers in 65-nm CMOS », 33rd European Solid State Circuits Conference, Sept. 2007, pp. 280-283
- [10] M. Boers, « A 60GHz transmitter in 0.18 $\mu\text{m}$  Silicon Germanium », The 2nd International Conference on Wireless Broadband and Ultra Wideband Communications, Aug. 2007
- [11] V.H. Do, « A 60 GHz SiGe-HBT Power Amplifier with 20% PAE at 15 dBm Output Power », IEEE Microwave Components Letters, Vol. 18, N°3, March 2008, pp. 209-211

- [12] J. Rollett, « Stability and Power-Gain Invariants of Linear Two ports », IRE Transactions on Circuit Theory, Vol. 9, Issue 1, March 1962, pp. 29-32
- [13] F. Bué, « Réalisation d'un banc de mesure d'intermodulation biton en bande Ka : Application à l'analyse des causes technologiques de non-linéarité des HEMTs de puissance », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Avril 2003
- [14] Z.C. Tan, « Tunnel Diode Narrow Pulse Generator », Proceedings of the IEEE, Vol. 61, Issue 11, Nov. 1973, pp. 1659-1660
- [15] R.Y.Yu, « A travelling-wave resonant tunnel diode pulse generator », IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.4, Issue 7, July 1994, pp.220-222
- [16] A. Matiss, « Sub-Nanosecond Pulse Generation using Resonant Tunnelling Diodes for Impulse Radio », IEEE International Conference on Ultra-Wideband, Sept. 2007, pp. 354-359
- [17] J.L. Moll, « Physical Modeling of the Pulse and Harmonic Step Recovery Diode for Generation Circuits », Proceedings of the IEEE, Vol. 87, n°7, July 1969, pp. 1250-1259
- [18] J.S. Lee, « Uniplanar picosecond pulse generator using step-recovery diode », Electronics Letter, Vol. 37, n°8, April 2001, pp. 504-508
- [19] Y. Zheng, « A Novel CMOS/BiCMOS UWB Pulse Generator and Modulator », IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Vol. 2, June 2004, pp. 1269-1272
- [20] H. Kim, « Design of CMOS Scholtz's monocycle pulse generator », IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Nov. 2003, pp. 81-85
- [21] K. Marsden, « Low Power CMOS Re-programmable Pulse Generator for UWB Systems », IEEE Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies, Nov. 2003, pp. 443-447
- [22] L. Smaïni, « Single-Chip CMOS Pulse Generator for UWB Systems », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, N°7, July 2006, pp. 1551-1561
- [23] B. Jung, « Pulse Generator Design for UWB IR Communication Systems », IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 5, May 2005, pp. 4281-4384
- [24] M. Azaga, « Design of UWB Pulse Generator Circuit Using Source Couple Logic (SCL) », IEEE Conference on electron Device and Solid-State Circuits, Dec. 2007, pp. 921-924

- [25] M. Miao, « On the Development of an Integrated CMOS-Based UWB Tunable-Pulse Transmit Module », IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 54, n°10, Oct. 2006, pp. 3681-3687
- [26] S. Bagga, « A PPM Gaussian Pulse Generator for Ultra-Wideband Communications », International Symposium on Circuits and Systems, Vol. 1, May 2004, pp.109-112
- [27] N. Deparis, « Pulse generator for UWB communication and radar applications with PPM and Time Hopping possibilities », International Symposium on Circuits and Systems, May 2006, pp.661-665
- [28] S. Hamilton, « FM and AM Noise in Microwave Oscillators », Microwave Journal, June 1978, pp. 104-109
- [29] A.L. Springer, « A 60- GHz MMIC-compatible TED-oscillator », IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 5, Issue 4, April 1995, pp. 114-116
- [30] Y. Kawasaki, « 60-GHz monolithic oscillator using InGaP/InGaAs/GaAs HEMTtechnology », IEEE International Microwave Symposium Digest, May 1995, Vol. 2, pp. 541-544
- [31] H. Wang, « Low phase noise millimeter-wave frequency sources using InP-based HBT MMIC technology », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Oct. 1996, Vol. 31, Issue 10, pp. 1419-1425
- [32] B.A. Floyd, « V-band and W-band SiGe bipolar low-noise amplifiers and voltage-controlled oscillators », Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, June 2004, pp. 295-298
- [33] F. Ellinger, « 60 GHz VCO with wideband tuning range fabricated on VLSI SOI CMOS technology », IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol. 3, June 2004, pp. 1329-1332
- [34] S.T. Nicolson, « Design and Scaling of W-Band SiGe BiCMOS VCO », IEEE Journal of Solid State Circuits, Vol. 42, Issue 9, Sept. 2007, pp. 1821-1833
- [35] B. Heydari « Millimeter-Wave Devices and Circuit Blocks up to 104 GHz in 90 nm CMOS », Vol. 42, Issue 12, pp. 2893-2903





---

## **TROISIEME CHAPITRE**

### **CONCEPTION DU RECEPTEUR**

---



## TABLE DES MATIERES

Table des Matières.....	161
Table des Illustrations.....	162
Liste des Tableaux.....	164
1. Amplificateur faible bruit.....	166
1.1. Origine du bruit dans les composants.....	166
1.1.1. Bruit thermique.....	166
1.1.2. Bruit de grenaille.....	167
1.1.3. Influence de la filière technologique sur le facteur de bruit.....	167
1.2. Modélisation du bruit dans les composants.....	168
1.2.1. Définition des sources de bruit d'un quadripôle.....	168
1.2.2. Bruit d'un transistor bipolaire à hétérojonction.....	169
1.2.3. Définition des quatre paramètres de bruit.....	170
1.3. Etat de l'art des LNA à 60 GHz.....	171
1.4. Conception d'un LNA.....	173
1.4.1. Influence de la topologie des transistors.....	174
1.4.2. Stabilisation et adaptation du transistor du premier étage.....	177
1.4.3. Etude du facteur de bruit d'un composant.....	178
1.5. Réalisation d'un LNA à 60 GHz.....	180
1.5.1. Mesure petit signal.....	181
1.5.2. Mesure du facteur de bruit.....	183
1.5.3. Mesure grand signal.....	184
2. Détecteur.....	187
2.1. Conception du détecteur.....	188
2.1.1. Détecteur d'enveloppe.....	188
2.1.2. Filtre coupe bande à 60 GHz.....	192
2.1.3. Amplificateur bande de base.....	193
2.2. Résultats du détecteur intégré sur Silicium.....	194
2.2.1. Adaptation d'entrée.....	196
2.2.2. Caractérisation dynamique du détecteur d'enveloppe.....	196
2.2.3. Caractérisation de la sensibilité du détecteur.....	200
3. Démodulation.....	202
Conclusion – Chapitre 3.....	205
Bibliographie – Chapitre 3.....	206

## TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 3.1 : $NF_{min}$ et Gain associé en fonction du courant de polarisation à la fréquence de 36 GHz (MOSFET de 130 nm, HBT SiGe et InP) [1].....	168
Figure 3.2 : Représentation d'un quadripôle bruyant sous la forme admittance.....	168
Figure 3.3 : Représentation d'un quadripôle bruyant sous la forme admittance avec les sources de bruit sont en entrée.....	169
Figure 3.4 : Schéma équivalent d'un transistor bipolaire à hétérojonction.....	169
Figure 3.5 : Méthode de conception de l'amplificateur faible bruit.....	173
Figure 3.6 : Evolution du facteur de bruit minimum (a), du maximum de gain (b) et de la consommation (c) à 60 GHz en fonction de la longueur $l_e$ et du nombre $n_e$ de doigts d'émetteur.....	175
Figure 3.7 : Cercles de bruit (trait plein) et de gain (pointillés) à 60 GHz des transistors ayant 2 (—) et 3 (—) doigts d'émetteur de 3 $\mu m$ de longueur.....	176
Figure 3.8 : Evolution fréquentielle du maximum de gain et du facteur de bruit minimum (a) et de la stabilité (b) d'un transistor.....	177
Figure 3.9 : Evolution de l'impédance de source (a) pour obtenir un maximum de gain et un minimum de bruit et de l'impédance de charge pour obtenir un maximum de gain (b) à 60 GHz.....	178
Figure 3.10 : Banc de mesure de bruit.....	178
Figure 3.11 : Simulation du $NF_{min}$ - Topologie : $n_e = 2$ $l_e = 3 \mu m$ - $V_{ce} = 1,6 V$ et $I_b = 13 \mu A$ .....	180
Figure 3.12 : Topologie de l'amplificateur faible bruit à six étages d'émetteur commun.....	181
Figure 3.13 : Photographie de l'amplificateur faible bruit de la chaîne de réception.....	181
Figure 3.14 : Comparaison simulation ( $\blacktriangle$ ) mesure (—) des paramètres S de l'amplificateur faible bruit (a : adaptation d'entrée – b : adaptation de sortie – c, d : gain de l'amplificateur).....	182
Figure 3.15 : Simulation du facteur de bruit du LNA.....	184
Figure 3.16 : Mesure du point de compression à -1 dB de l'amplificateur faible bruit.....	184
Figure 3.17 : Puissance d'un signal soumis à deux raies fréquentielles ( $\Delta f = 50 MHz$ ) en sortie de l'amplificateur faible bruit (a : simulation – b : mesure).....	185
Figure 3.18 : Synoptique du détecteur.....	187
Figure 3.19 : Modèle Ebers-Moll.....	188
Figure 3.20 : Caractéristique courant - tension de la jonction base-émetteur pour un transistor de développement 3x2 $\mu m$ .....	189

Figure 3.21 : Evolution du temps de montée en fonction de la résistance (a) et de la capacité (b) du réseau RC .....	190
Figure 3.22 : Evolution de la sensibilité en fonction de la résistance (a) et de la capacité (b) du réseau RC.....	191
Figure 3.23 : Evolution du niveau de la porteuse pour différentes valeurs de résistance et de capacité .....	192
Figure 3.24 : Simulation du filtre coupe-bande à 60 GHz .....	193
Figure 3.25 : Topologie de l’amplificateur bande de base.....	193
Figure 3.26 : Evolution fréquentielle du gain (a) et de l’adaptation (b) de l’amplificateur DC	194
Figure 3.27 : Architecture détaillée du détecteur 60 GHz .....	195
Figure 3.28 : Photographie du détecteur .....	195
Figure 3.29 : Adaptation d’entrée du détecteur.....	196
Figure 3.30 : Forme temporelle simulée du signal en sortie de l’émetteur.....	197
Figure 3.31 : Forme temporelle simulée du signal en entrée du détecteur .....	197
Figure 3.32 : Forme temporelle simulée du signal en sortie du détecteur .....	198
Figure 3.33 : Impulsion d’entrée (—) et de sortie (—) du détecteur .....	198
Figure 3.34 : Signal mesuré en sortie du détecteur (Puissance en entrée du détecteur de l’ordre de -12 dBm) .....	199
Figure 3.35 : Signal mesuré en sortie du détecteur (Puissance en entrée du détecteur de l’ordre de -12 dBm) après optimisation du circuit de polarisation.....	199
Figure 3.36 : Sensibilité du détecteur simulée .....	200
Figure 3.37 : Niveau du signal mesuré en sortie du détecteur pour différents niveaux de puissance en entrée .....	200
Figure 3.38 : Corrélateurs temporel (a) et fréquentiel (b).....	202
Figure 3.39 : Synoptique du corrélateur fréquentiel .....	202
Figure 3.40 : Principe de la corrélation glissante.....	203
Figure 3.41 : Moment d’échantillonnage.....	204
Figure 3.42: Performances des circuits millimétriques du récepteur.....	205

## **LISTE DES TABLEAUX**

---

Tableau 3.1 : Etat de l'art des LNA en bande V .....	172
Tableau 3.2: Comparaison simulation / mesure du facteur de bruit d'un transistor .....	180
Tableau 3.3 : Comparaison simulation / mesure du facteur de bruit d'un transistor .....	183
Tableau 3.4 : Comparaison des non-linéarités mesurées et simulées .....	185

---

## TROISIEME CHAPITRE : CONCEPTION DU RECEPTEUR

---

En sortie de l'émetteur, c'est-à-dire en aval de l'antenne, le signal est transmis dans l'air. Comme expliqué dans le chapitre 1 paragraphe 3.1.1, la formule de Friis définit les pertes du signal utile dans l'espace libre. Dans le cas d'une communication sans fil à 60 GHz, le signal est atténué de 88 dB dans le canal de propagation. Le niveau du signal obtenu en entrée de la chaîne de réception est alors proche du plancher de bruit. Ceci impose la présence d'un amplificateur faible bruit en entrée de toute chaîne de réception afin de distinguer l'information transmise du bruit ambiant. Le niveau du signal utile est alors augmenté tout en réduisant au maximum l'élévation du plancher de bruit. Le facteur de bruit minimum du *LNA* a été déterminé dans le chapitre 1 paragraphe 4.3. Cette fonction doit également fournir un niveau de signal suffisant en sortie afin que le détecteur puisse ensuite transposer le signal utile en bande de base. Le compromis sensibilité du détecteur et gain du *LNA* a été détaillé dans le chapitre 1 au paragraphe 4.3. Les principales contraintes des deux circuits millimétriques de la chaîne de réception sont rappelées ci-dessous :

- *LNA* : Facteur de bruit de 6,5 dB  
Gain de 30 dB
- Détecteur : Sensibilité de 1mV/μW

Ce chapitre détaillera la démarche de conception de ces deux fonctions, ainsi que les performances obtenues sur ces deux éléments.

En sortie du détecteur, nous obtenons un signal en bande de base. Afin de convertir le signal analogique en signal numérique et de déterminer la polarité de l'information transmise, un corrélateur doit être intégré à la chaîne de réception. Ce corrélateur permet de synchroniser et de démoduler le signal en bande de base. Dans ce chapitre nous aborderons uniquement les différentes méthodologies de corrélation.

## 1. Amplificateur faible bruit

Etant donné l'importance en réception de l'amplificateur faible bruit, il faut étudier précisément les différentes origines du bruit ajouté par les composants et étudier son impact sur un transistor seul. Nous nous intéresserons ensuite à la démarche de conception d'un *LNA* avant de présenter les différents résultats obtenus lors de sa caractérisation.

### 1.1. Origine du bruit dans les composants

Tout dispositif actif est soumis au phénomène de bruit qui est en fait un signal aléatoire venant se superposer au signal utile vecteur de l'information. Il est toujours lié à des fluctuations dues au déplacement aléatoire des charges mais peut être classé sous différentes catégories en fonction du phénomène à l'origine du bruit. Les principales sources de bruit, à savoir le bruit thermique et le bruit de grenaille, sont détaillées dans les paragraphes suivants.

#### 1.1.1. Bruit thermique

Ce bruit est généré par l'agitation thermique des porteurs de charge dans les corps conducteurs. Cette agitation thermique provoque des collisions aléatoires et affecte les trajectoires des porteurs. Le bruit thermique subsiste en l'absence de champ électrique appliqué sur le conducteur. Ce bruit est généré par tous les éléments résistifs.

Afin d'évaluer le bruit apporté par une résistance  $R$ , celle-ci peut être assimilée à une représentation de Thévenin (une résistance en série avec une source de bruit) ou de Norton (une résistance en parallèle avec une source de bruit). Nous pouvons alors définir la densité spectrale de bruit de cette résistance. Elle est définie par l'équation (3.1).

$$\begin{array}{ll}
 \text{Représentation de Thévenin} & S_{vR} = 4kTR \\
 \text{Représentation de Norton} & S_{iR} = 4kT/R
 \end{array} \tag{3.1}$$

Avec -  $k$  la constante de Boltzmann ( $1,38 \cdot 10^{23} \text{ J.K}^{-1}$ )  
 -  $T$  la température ambiante

### 1.1.2. Bruit de grenaille

Ce type de bruit apparaît dans les dispositifs à semi-conducteurs pour lesquels le courant électrique résulte du transport individuel des porteurs de charge sous l'action d'un champ électrique au travers d'une jonction.

La densité spectrale de ce type de bruit est définie par l'équation (3.2).

$$S_G = 2qI \quad (3.2)$$

Avec -  $q$  la charge élémentaire d'un électron ( $1,6 \cdot 10^{-19}$  C)  
 -  $I$  la valeur moyenne du courant traversant la jonction (A)

### 1.1.3. Influence de la filière technologique sur le facteur de bruit

La topologie et la polarisation du transistor influent de manière très importante sur le facteur de bruit minimum pouvant être atteint. [1] décrit une comparaison des différentes technologies notamment en terme de bruit.

Les transistors à effet de champ *FET* (*Field Effect Transistor*) sont majoritairement impactés par le bruit thermique en raison de l'absence de jonction. En plus du bruit « intrinsèque » généré par le *FET*, la résistance de grille a une forte incidence sur le facteur de bruit du composant. Cette résistance augmentant avec la largeur de doigt unitaire de grille du transistor, nous pouvons en conclure qu'afin d'optimiser le facteur de bruit du composant, il est préférable de s'orienter vers des topologies offrant une largeur de doigt unitaire de grille minimale  $W_u$  (toutefois, en fixant une largeur de grille totale adéquate pour l'adaptation en bruit, on se limitera à un nombre de doigts de grille qui ne dégrade pas la fréquence de coupure du gain en courant  $F_t$ )

Les transistors bipolaires sont eux majoritairement affectés par le bruit de Grenaille dû aux deux jonctions PN du composant. Le bruit thermique dans un transistor bipolaire provient essentiellement de la résistance d'accès de la base. Le facteur de bruit d'un tel composant est fonction de la largeur de l'émetteur, qui ne varie pas d'un transistor à l'autre pour une même filière technologique. Cependant, la longueur de l'émetteur est modulable et influence donc le facteur de bruit.

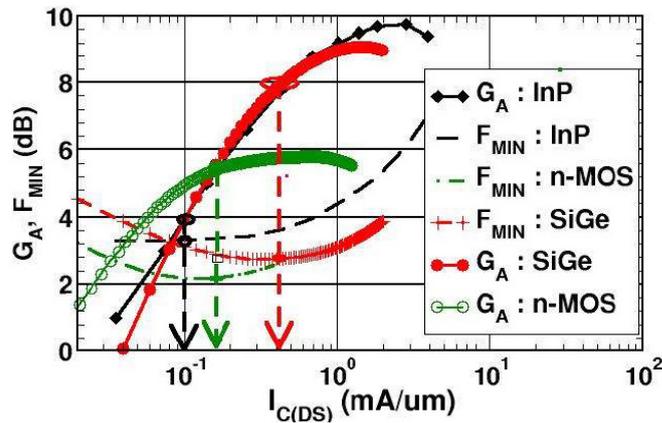


Figure 3.1 :  $NF_{min}$  et Gain associé en fonction du courant de polarisation à la fréquence de 36 GHz (MOSFET de 130 nm, HBT SiGe et InP) [1]

Dans l'exemple présenté figure 3.1, on note que la polarisation du courant de drain DC pour un HBT lorsque nous avons un pic de gain associé est éloignée de celle qui permet d'obtenir un facteur minimum de bruit. Un compromis entre le gain associé et le facteur minimum de bruit est donc nécessaire lors de la conception d'un amplificateur faible bruit avec des transistors HBT.

## 1.2. Modélisation du bruit dans les composants

### 1.2.1. Définition des sources de bruit d'un quadripôle

Un quadripôle bruyant peut être représenté à l'aide des matrices admittance, chaîne ou impédance. Dans le cas d'un transistor bipolaire, les sources de bruit étant fortement liés aux jonctions base émetteur et base collecteur, la représentation admittance est mieux adaptée. Le quadripôle d'un dispositif bruyant peut alors être défini par un quadripôle non bruyant auquel est associé deux générateurs de courant de bruit. Cette représentation est introduite figure 3.2.



Figure 3.2 : Représentation d'un quadripôle bruyant sous la forme admittance

Les sources de bruit peuvent toutes être ramenées sur l'entrée du quadripôle non bruyant. Dans ce cas, la représentation des sources est définie figure 3.3.

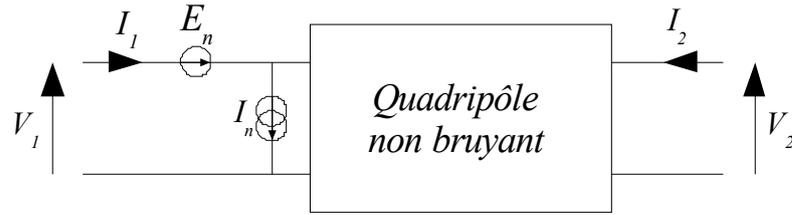


Figure 3.3 : Représentation d'un quadripôle bruyant sous la forme admittance avec les sources de bruit sont en entrée

Les sources de tension et de courant en entrée du quadripôle sont alors définies par les équations (3.3) et (3.4).

$$E_n = -\frac{I_{n2}}{Y_{21}} \quad (3.3)$$

$$I_n = I_{n1} - \frac{Y_{11}}{Y_{21}} I_{n2} \quad (3.4)$$

Cette représentation admittance peut être adaptée au transistor bipolaire. Dans la partie suivante, nous étudierons comment intégrer les sources de bruit au transistor bipolaire ce qui nous permettra d'établir les différents paramètres de bruit d'un *HBT*.

### 1.2.2. Bruit d'un transistor bipolaire à hétérojonction

La représentation des sources de bruit d'un transistor nécessite l'exploitation du schéma équivalent de ce même composant. Il est donc indispensable de définir ce schéma au préalable. Ce dernier est présenté figure 3.4 lorsque le transistor est monté en émetteur commun.

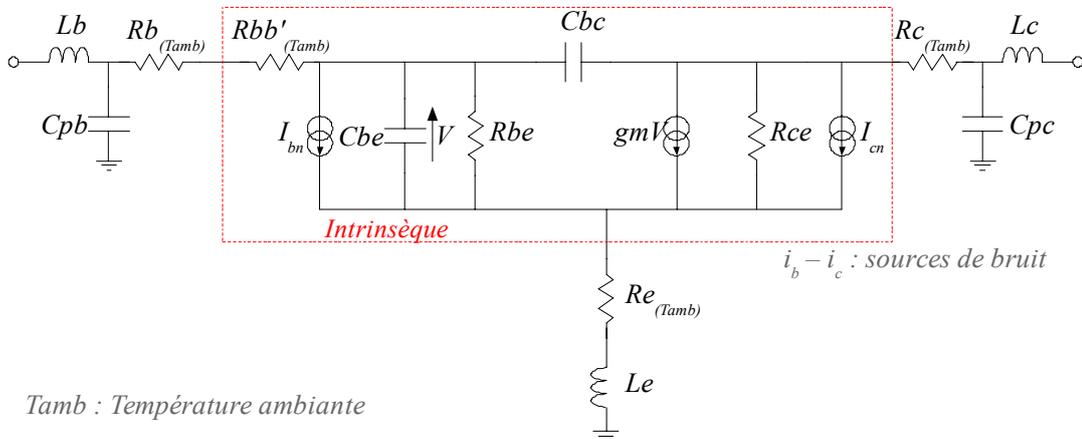


Figure 3.4 : Schéma équivalent d'un transistor bipolaire à hétérojonction

Tout schéma équivalent peut être scindé en deux parties :

- les éléments décrivant la partie extrinsèque du transistor ;  
 Ces éléments représentent les accès au transistor, à savoir les capacités de plot ( $C_{pb}$  et  $C_{pc}$ ), les résistances d'accès ( $R_b$ ,  $R_c$  et  $R_e$ ) et les selfs des lignes d'accès ( $L_b$ ,  $L_c$  et  $L_e$ ). Ces différents éléments évoluent avec la topologie du transistor mais sont constants vis à vis de la polarisation du transistor ;
- les éléments décrivant la partie intrinsèque du transistor,  
 La partie intrinsèque du transistor est définie par le carré rouge sur la figure 3.4. Les différents éléments le constituant sont les capacités et résistance de jonction ( $C_{be}$ ,  $R_{be}$  et  $C_{bc}$ ), la transconductance ( $g_m$ ) et la résistance de collecteur émetteur ( $R_{ce}$ ).

Les différents éléments du schéma équivalent, figure 3.4, permettent de déterminer le facteur de bruit pour une topologie de transistor donnée et pour une impédance de source réelle donnée  $Z_s (= R_s)$  en négligeant les inductances et les capacités d'accès. Ce facteur est défini par l'équation (3.5).

$$NF = 1 + \frac{I}{R_s} \left[ R_b + \frac{R_e}{2} + \left( \frac{I}{\beta} + \frac{f^2}{F_T^2} \right) \frac{R_b^2 + R_s^2}{2R_e} \right] \quad (3.5)$$

Avec  $\beta$  le gain en courant du transistor

De cette équation (3.5), il est possible de calculer l'impédance optimale de bruit afin d'obtenir  $NF_{min}$  [1]. Il résulte que  $NF_{min}$  peut être optimisé en augmentant le gain en courant  $\beta$  et en réduisant  $R_b$ .

### 1.2.3. Définition des quatre paramètres de bruit

La représentation du quadripôle bruyant figure 3.3 permet de déterminer le facteur de bruit d'un quadripôle en fonction de quatre paramètres de bruit, à savoir :

- le facteur de bruit minimum  $NF_{min}$  ;
- la résistance équivalente de bruit  $R_n$  ;
- la partie réelle  $G_{opt}$  de l'impédance optimale de bruit  $Y_{opt}$  à présenter en entrée d'un quadripôle bruyant pour obtenir son minimum de bruit ;
- la partie imaginaire  $B_{opt}$  de  $Y_{opt}$ .

A partir de ces quatre paramètres, il est possible de déterminer le facteur de bruit linéaire d'un quadripôle en fonction de l'admittance de source  $Y_s$ , équation (3.6).

$$NF = NF_{min} + \frac{R_n |Y_s - Y_{opt}|^2}{\Re(Y_s)} \quad (3.6)$$

Avec  $Y_{opt}$  admittance optimale de bruit,  $Y_{opt} = G_{opt} + j B_{opt}$

La relation entre un coefficient de réflexion et une admittance est la suivante :

$$Y = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma} \quad (3.7)$$

En combinant les équations (3.6) et (3.7), le facteur de bruit du quadripôle peut être décrit par la relation :

$$NF = NF_{min} + \frac{4R_n |\Gamma_s - \Gamma_{opt}|^2}{\left(1 - |\Gamma_s|^2\right) |1 + \Gamma_{opt}|^2} \quad (3.8)$$

Avec  $\Gamma_s$  et  $\Gamma_{opt}$  les coefficients de réflexion de la source et optimal de bruit respectivement.

### 1.3. Etat de l'art des LNA à 60 GHz

Les principaux critères d'un amplificateur faible bruit sont :

- fréquence de fonctionnement (Hz)
- facteur de bruit du circuit (dB)
- gain (dB) ;
- linéarité.

Pour répondre au cahier des charges de notre application, il faut également optimiser la consommation et l'encombrement.

Le tableau montre un état de l'art des amplificateurs faible bruit fonctionnant dans la bande V.

Les acronymes employés pour les types de topologie sont les suivants :

- BC : étage base commune
- EC : étage émetteur commun
- SC : étage source commune
- C : étage cascode

	Fréq (GHz)	Gain (dB)	NF (dB)	IIP3 (dBm)	Consom- mation (mW)	Encom- brement (mm <sup>2</sup> )	Topologie	Filière technologique F <sub>T</sub> /F <sub>MAX</sub> (GHz)
[2]	60	15,5	3,3		62 sous 2,5V	1,0 x 0,7	2xS	<i>pHEMT</i> AsGa 0,15 μm 110 / 170 GHz
[3]	61,5	15	4,5	-8,5	10,8 sous 1,8 V	0,6x0,9	1xB+1C	<i>HBT</i> SiGe 0,12μm 200/290 GHz
[4]	60	25	5,8		140 sous 2V	1x1,9	4xE	<i>HBT</i> AsGa 96 : 211 GHz
[5]	58	14,6	4,5	-6,8	24 sous 1,5	0,35x0,4	2xC	<i>RF-CMOS</i> 90-nm 140/170 GHz
[6]	60	22	5,5	-7,5	72 sous 2,4V		3xC	<i>CMOS</i> 65nm SOI HR 160/200 GHz
[7]	63	12,2	6,5		10,5 sous 1V	1,3x0,4	2xS	<i>CMOS</i> 90 nm 100/300 GHz
[8]	65	35	6,5	-8	16,2 sous 1,8V		2xC	<i>HBT</i> SiGe 0,12μm 200/290 GHz

Tableau 3.1 : Etat de l'art des LNA en bande V

Cet état de l'art des amplificateurs faible bruit met en évidence les facteurs de bruit que l'on peut aujourd'hui atteindre en gamme millimétrique. Ceci est en grande partie dû à l'augmentation des fréquences de coupure des transistors. Les performances en bruit des composants silicium dans la bande V sont récentes et commencent à concurrencer les facteurs de bruit des transistors III-V.

Les facteurs de bruit présentés dans le tableau 3.1 montrent également la validité du facteur de bruit que nous avons fixé lors de l'étude système, premier chapitre paragraphe 4.3, de la liaison que nous souhaitons réaliser.

## 1.4. Conception d'un LNA

La conception de l'amplificateur a suivi la procédure décrite figure 3.5.

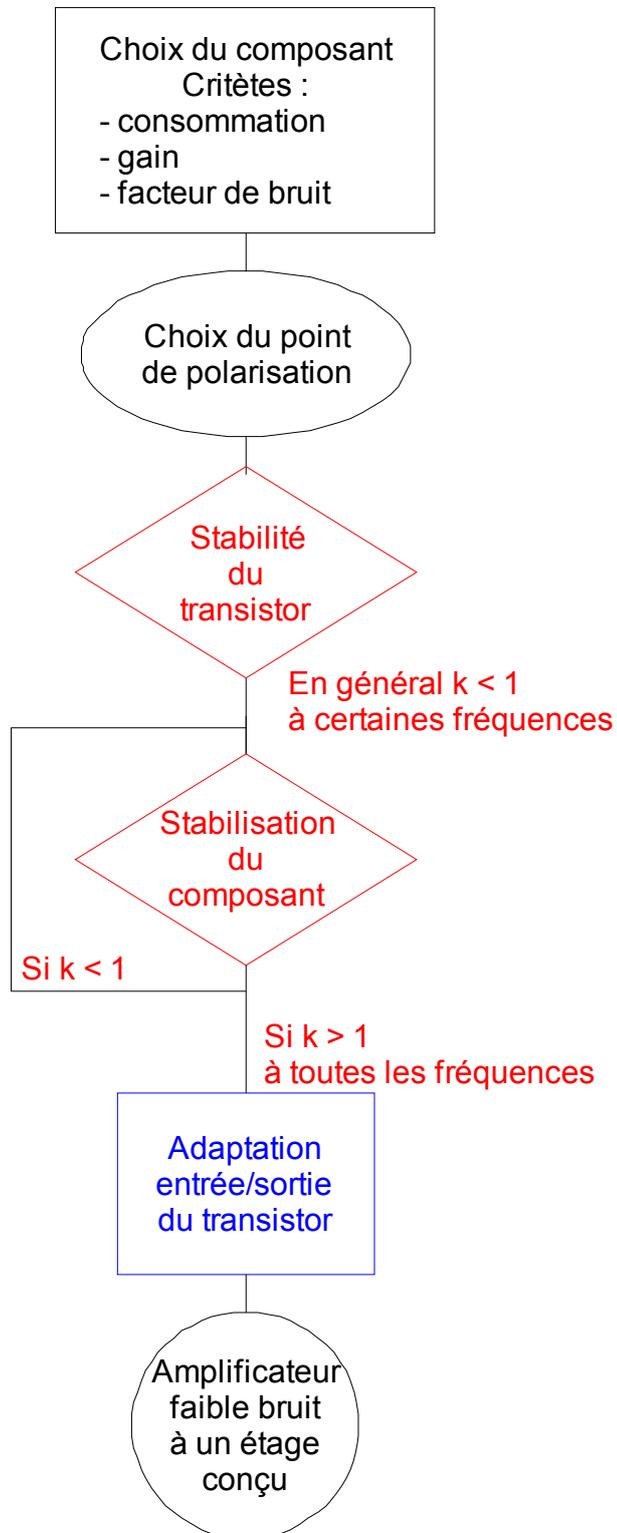


Figure 3.5 : Méthode de conception de l'amplificateur faible bruit

La méthode de conception présentée figure 3.5 est quasiment identique à celle présentée lors de la conception de l'amplificateur en sortie de la chaîne d'émission (cf chapitre 2 paragraphe 2.2.3.1). La différence majeure réside dans l'impédance optimale à présenter en entrée du composant. Contrairement à l'amplificateur moyenne puissance, nous devons présenter en entrée du composant l'impédance optimale de bruit, soit  $\Gamma_{opt}$ .

Les paragraphes suivants présentent les simulations des différentes étapes de la conception du *LNA*.

### 1.4.1. Influence de la topologie des transistors

L'amplificateur à intégrer dans notre récepteur doit avoir un facteur de bruit minimum (idéalement moins de 6,5 dB) et un gain d'environ 30 dB. Comme expliqué dans le chapitre 2, paragraphe 2.2.3.2.4, pour répondre au critère de gain, il faut cascader plusieurs étages d'amplification. Trois étages d'amplification nous ont permis d'obtenir environ 15 dB de gain lors de la conception du *MPA* (chapitre 2). Le *LNA* doit donc avoir deux fois plus d'étages pour doubler le gain.

La formule de Friis (équation (3.9)) permet d'observer l'impact des différents étages sur le facteur de bruit global de l'amplificateur. Si l'on considère un amplificateur à  $n$  étages, l'étage  $i$  (avec  $i \in \mathbb{N} \cap [1, n]$ ) ayant un gain disponible et un facteur de bruit associé de  $G_i$  et  $NF_i$  respectivement, le facteur de bruit linéaire total  $NF_{tot}$  de l'amplificateur est défini par l'équation (3.9).

$$NF_{tot} = NF_1 + \sum_{i=2}^n \frac{NF_i - 1}{i-1} \prod_{j=1}^{i-1} G_j \quad (3.9)$$

L'équation (3.9) met en évidence l'importance de facteur de bruit et du gain du premier étage d'un amplificateur à plusieurs étages. Le premier étage doit avoir un maximum de gain afin de masquer le bruit des étages en aval. Ainsi lors de la conception d'un *LNA* à plusieurs étages, le premier étage, voire le deuxième si le gain fourni par le premier étage n'est pas suffisant, doit être optimisé en bruit tout en fournissant un gain suffisant pour s'affranchir du bruit des étages suivants.

La figure 3.6 montre l'évolution du facteur de bruit minimum, du maximum de gain et de la consommation de différentes topologies de transistor à la fréquence de 60 GHz. Pour cette étude, nous avons fixé une polarisation de référence soit 1,6 V de tension de collecteur et

13  $\mu\text{A}$  de courant de base. Pour les différentes topologies de transistor, nous avons étudié leur stabilité (ie  $k>1$ ) à la fréquence de fonctionnement.

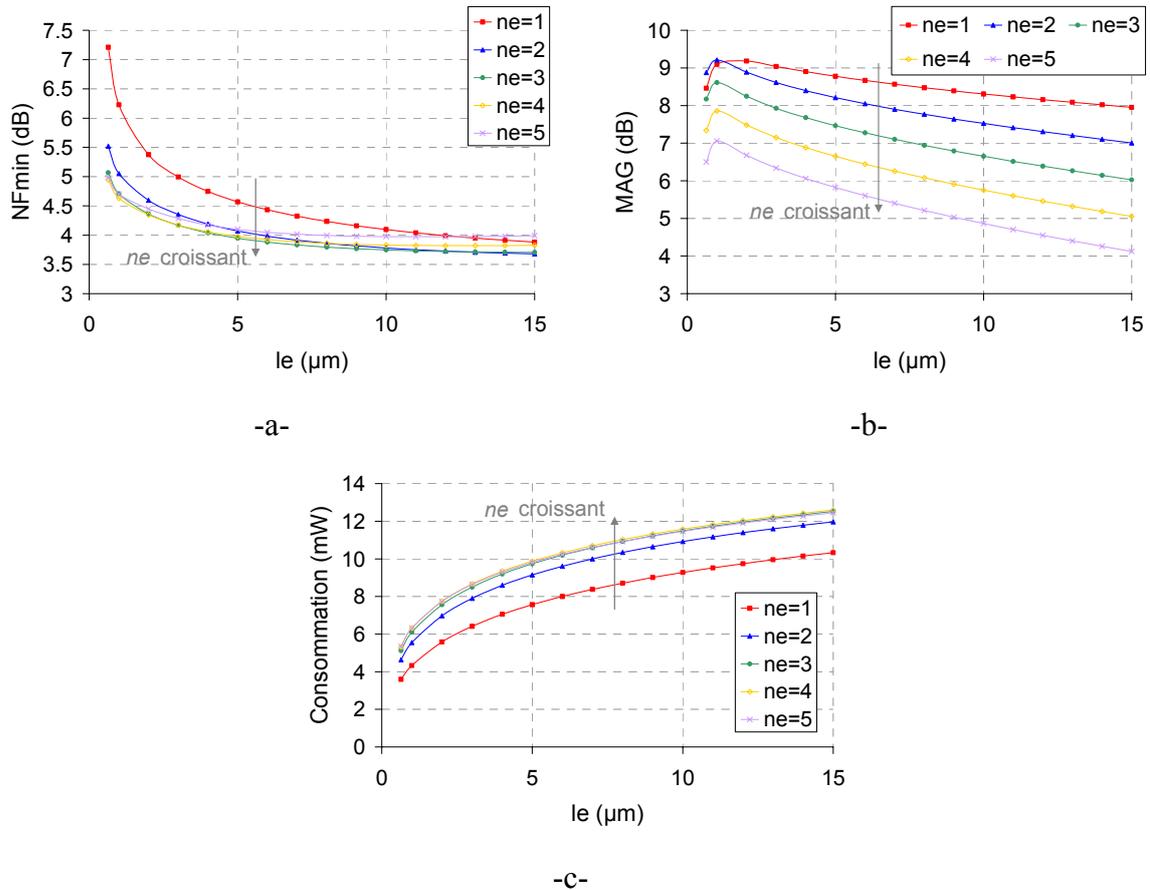


Figure 3.6 : Evolution du facteur de bruit minimum (a), du maximum de gain (b) et de la consommation (c) à 60 GHz en fonction de la longueur  $l_e$  et du nombre  $n_e$  de doigts d'émetteur

D'après la figure 3.6, le facteur de bruit minimum diminue avec l'augmentation du nombre de doigts et l'augmentation de la longueur du doigt d'émetteur. Inversement, le maximum de gain, diminue avec l'augmentation du nombre et de la longueur de doigt d'émetteur. Nous pouvons donc conclure qu'il est impossible de déterminer une topologie de transistor permettant d'obtenir un minimum de bruit pour un maximum de gain. Un compromis doit donc être effectué.

Lors de la conception du LNA, une contrainte supplémentaire est à prendre en compte. Notre cahier des charges nous impose d'optimiser la consommation du système. Il est donc indispensable d'observer l'évolution de la consommation avant de fixer la topologie du transistor. En augmentant le nombre de doigts en parallèle, la résistance d'accès ( $R_c$  sur la figure 3.4) diminue ce qui engendre une augmentation du courant de collecteur et de ce fait la consommation pour une tension  $V_{ce}$  donnée.

Au regard des différents graphiques présentés figure 3.6, deux topologies de transistors nous paraissent intéressantes :

- un transistor ayant 3 doigts d'émetteur de longueur  $3 \mu\text{m}$  ;
- un transistor ayant 2 doigts d'émetteur de longueur  $3 \mu\text{m}$ .

Une étude des impédances à présenter en entrée de ces deux transistors, pour obtenir d'une part un minimum de facteur de bruit et d'autre part un maximum de gain, a été menée. Pour cela, nous avons tracé les cercles de bruit et de gain pour les deux topologies de transistor à un point de polarisation donné. Ces cercles sont représentés figure 3.7. Afin de ne pas alourdir la figure, tous les cercles de bruit et de gain n'ont pas été tracés. Les cercles de gain permettent de situer les impédances à présenter en entrée du transistor pour avoir un gain compris entre 7 dB et le maximum de gain (de 7,7 dB et de 8,5 dB pour 2 et 3 doigts d'émetteur respectivement). Les cercles de bruit permettent de situer les impédances à présenter en entrée du transistor pour avoir un facteur de bruit compris entre NFmin (soit 4,2 dB et 4,4 dB pour 2 et 3 doigts d'émetteur respectivement) et 5dB.

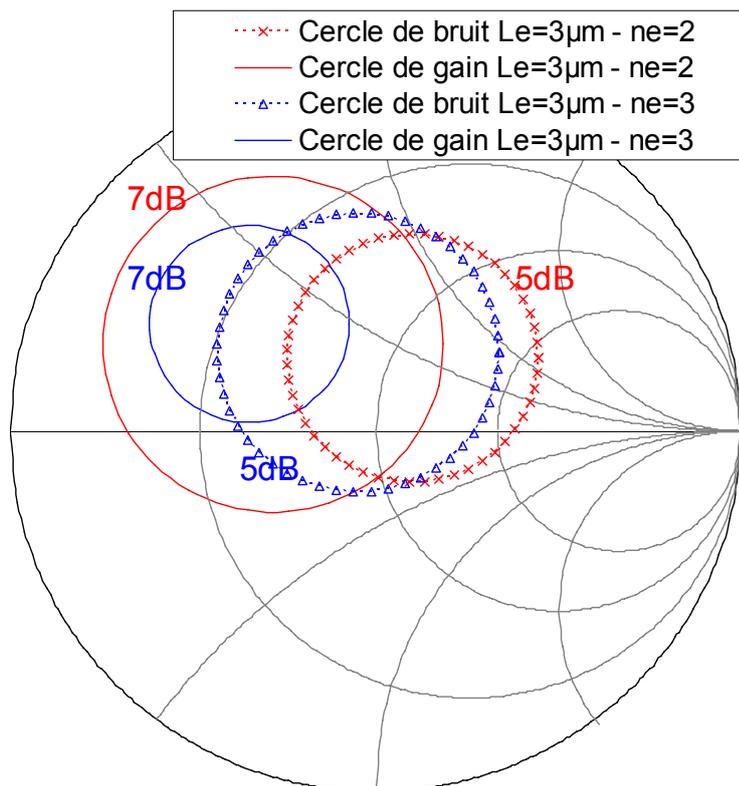


Figure 3.7 : Cercles de bruit (trait plein) et de gain (pointillés) à 60 GHz des transistors ayant 2 (—) et 3 (---) doigts d'émetteur de  $3 \mu\text{m}$  de longueur

D'après la figure 3.7, nous pouvons conclure que le transistor ne peut pas être adapté à la fois en bruit et en gain.

La figure 3.7 montre qu'il est possible d'adapter le transistor ayant deux doigts d'émetteur de  $3\ \mu\text{m}$  pour obtenir 7 dB de gain pour 5 dB de bruit contrairement à l'autre topologie. La topologie et la polarisation du transistor étant déterminées, il faut stabiliser et adapter le composant.

### 1.4.2. Stabilisation et adaptation du transistor du premier étage

La figure 3.8 montre l'évolution fréquentielle du facteur de stabilité, du maximum de gain et du minimum de bruit pour un transistor de deux doigts d'émetteur de  $3\ \mu\text{m}$  de long pour le point de polarisation  $V_{ce}=1,6\text{V}$  et  $I_b=13\ \mu\text{A}$ .

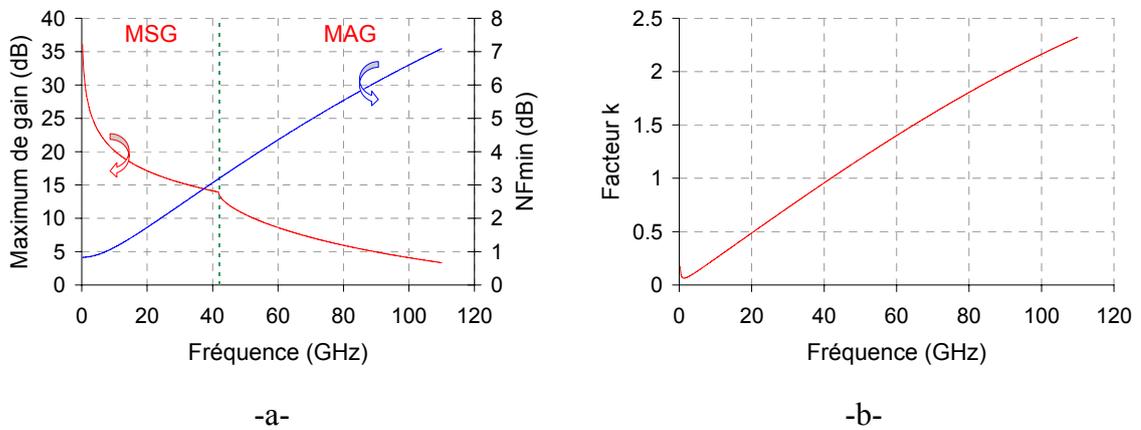


Figure 3.8 : Evolution fréquentielle du maximum de gain et du facteur de bruit minimum (a) et de la stabilité (b) d'un transistor

Le facteur de bruit minimum de ce composant est de 4,2 dB à 60 GHz. Le transistor devant être stabilisé puis adapté, le facteur de bruit sur  $50\ \Omega$  sera supérieur à cette valeur.

D'après la figure 3.8a, le composant n'est pas stable sur toute sa bande. Il convient donc au préalable de stabiliser cet élément. Cette étape nécessite l'ajout de lignes séries et parallèles, ces dernières étant préférables en raison des pertes élevées des structures passives sur silicium.

Les graphiques présentés figure 3.9 montrent l'évolution à 60 GHz des impédances optimales de gain ( $\Gamma_{MS}$ ,  $\Gamma_{ML}$ ) et de bruit ( $\Gamma_{opt}$ ) pour différentes longueurs de lignes séries et parallèles, le facteur de stabilité étant supérieur à 1 sur toute la bande de fréquences et ceci pour toutes les longueurs de ligne.

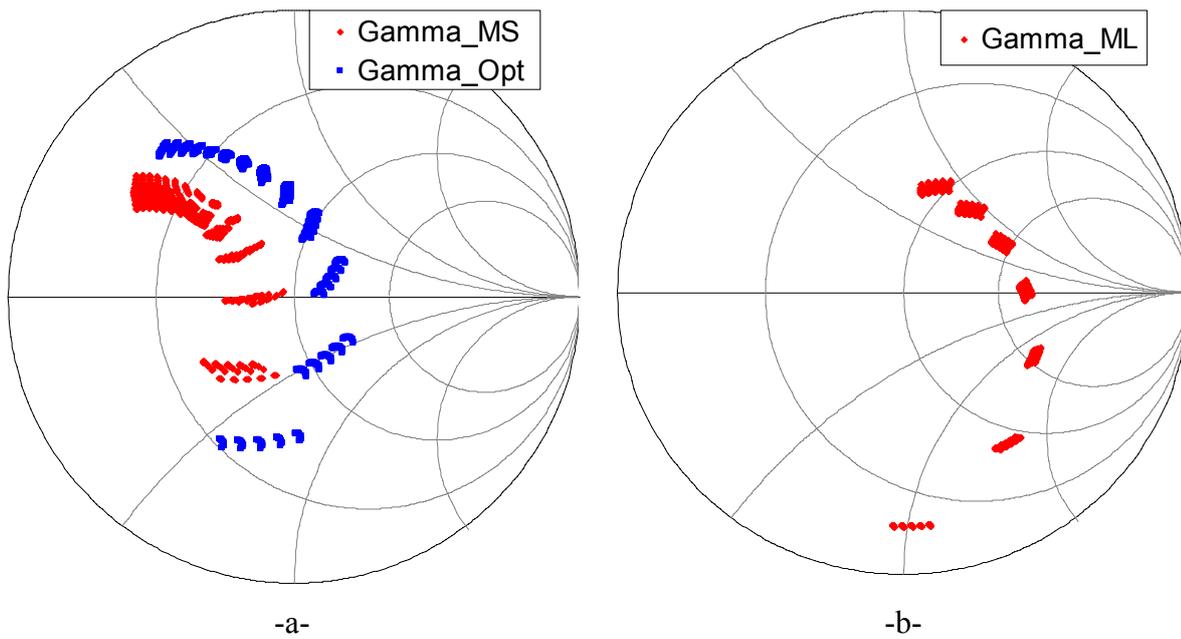


Figure 3.9 : Evolution de l'impédance de source (a) pour obtenir un maximum de gain et un minimum de bruit et de l'impédance de charge pour obtenir un maximum de gain (b) à 60 GHz

D'après ces graphiques, il est possible de stabiliser le composant tout en s'orientant vers une adaptation qui permet d'obtenir un minimum de bruit sur l'étage.

### 1.4.3. Etude du facteur de bruit d'un composant

#### 1.4.3.1. Méthode de mesure

Le bruit d'un composant peut être mesuré de deux façons différentes, à savoir :

- méthode NF50, en présentant une impédance de 50  $\Omega$  en entrée ;
- méthode multi-impédance, en présentant différentes impédances en entrée.

Ne disposant pas de tuner d'impédance fonctionnant à 60 GHz à l'IEMN, nous avons utilisé la méthode NF50. La figure 3.10 décrit le banc de mesure de bruit.

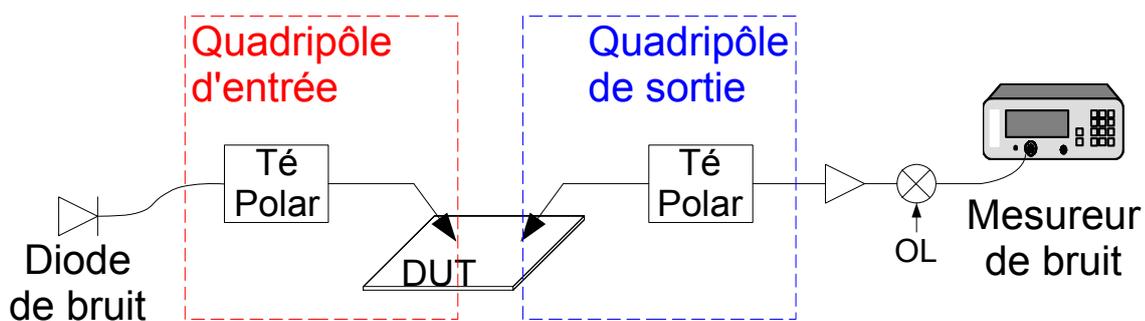


Figure 3.10 : Banc de mesure de bruit

Plusieurs points doivent être déterminés avant de réaliser la mesure du facteur de bruit, à savoir :

- Impédance réelle de la source de bruit qui n'est pas parfaitement  $50 \Omega$  ;
- Paramètres S du quadripôle d'entrée (afin de déterminer ses pertes, donc son facteur de bruit, et l'impédance présentée en entrée du transistor à caractériser) ;
- Paramètres S du quadripôle de sortie (afin de déterminer ses pertes, donc son facteur de bruit).

En tenant compte de la formule de Friis, équation (3.9), ces différentes mesures permettent de calculer le bruit du composant dans le plan des pointes. La mesure du quadripôle de sortie est nécessaire uniquement si le transistor à mesurer n'a pas suffisamment de gain. Dans ce cas, les paramètres  $S_{ij}$  du transistor doivent également être caractérisés afin de déterminer le gain disponible du composant et ainsi extraire son facteur de bruit.

#### 1.4.3.2. Mesure d'un transistor en bruit

La mesure du bruit d'un transistor a été réalisée dans le plan des pointes. La comparaison simulation / mesure présentée dans ce paragraphe tient compte des lignes d'accès et des plots RF. Ceci permet de limiter les erreurs qui pourraient être introduites lors de la correction des accès.

Le modèle de bruit des transistors bipolaires à hétérojonction de la filière *BiCMOS* SiGe:C  $0,13 \mu\text{m}$  a été préalablement validé [9] pour les bandes de fréquences [ 6 -20 ] GHz et [ 26-40 ] GHz. Notons que dans ces travaux le modèle de bruit n'a pas été validé à 60 GHz, fréquence de fonctionnement de notre système. Cette validation a été réalisée sur un transistor ayant deux doigts d'émetteur de  $3 \mu\text{m}$  de longueur. Le choix de ce transistor a été expliqué dans le paragraphe 1.4.1.

La source de bruit à 60 GHz disponible au laboratoire fonctionne dans une bande de fréquence très étroite. La mesure n'a donc été effectuée qu'à 60 GHz et 61 GHz.

Le tableau 3.2 présente le facteur de bruit sur  $50 \Omega$  d'un transistor de topologie  $n_e = 2$   $l_e = 3 \mu\text{m}$ ,  $n_b = 4$  et  $n_c = 3$  au point de polarisation  $V_{ce} = 1,6 \text{ V}$  et  $I_b = 13 \mu\text{A}$ .

Fréquence (GHz)	Impédance de source ( $\Omega$ )	Facteur de bruit simulé (dB)	Facteur de bruit mesuré (dB)
60	52,9-12j	6,76	6,60
61	53,8+0,5j	6,33	6,35

Tableau 3.2: Comparaison simulation / mesure du facteur de bruit d'un transistor

Le tableau 3.2 montre une bonne adéquation entre la mesure et la simulation du facteur de bruit d'un transistor, et valide la modélisation en bruit du transistor à 60GHz. Afin d'observer l'évolution fréquentielle du facteur de bruit minimum, nous avons simulé le transistor sans plots ni lignes d'accès. Le résultat est présenté figure 3.11.

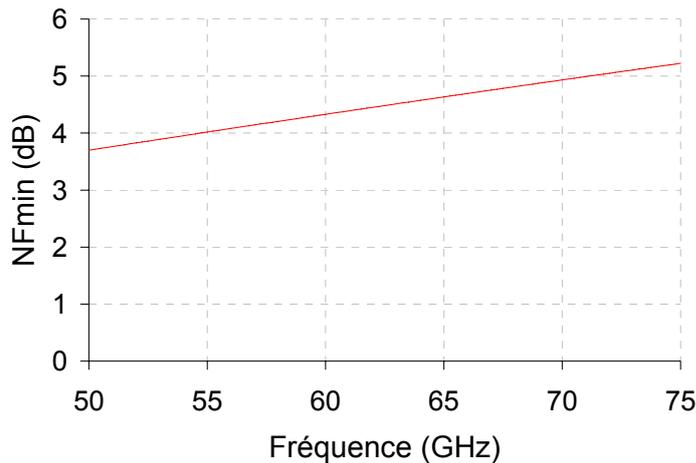


Figure 3.11 : Simulation du NFmin - Topologie :  $n_e = 2$   $l_e = 3 \mu m$  -  $V_{ce} = 1,6 V$  et  $I_b = 13 \mu A$

D'après la courbe présentée figure 3.11, le facteur de bruit minimum obtenu pour un développement d'émetteur de  $2 \times 3 \mu m$  varie entre 3,7 et 5,3 dB dans la bande de fréquence [50-75] GHz. Ces valeurs confirment la possibilité de réaliser un LNA ayant un facteur de bruit d'environ 6,5 dB autour de 60 GHz.

### 1.5. Réalisation d'un LNA à 60 GHz

D'après la formule de Friis (équation (3.9)) et compte tenu du facteur de bruit et du maximum de gain d'un composant à 60 GHz, nous pouvons conclure que le deuxième étage d'amplification du LNA doit également être adapté en bruit. Les étages suivants sont adaptés en gain (cf chapitre 2 paragraphe 2.2.3.2.4) afin d'obtenir un amplificateur de 30 dB. Le LNA à concevoir devant fournir deux fois plus de gain que l'amplificateur réalisé pour l'émetteur, il possède une topologie de six étages d'émetteur commun cascades. La topologie et la photographie de cette fonction sont présentées figure 3.12 et figure 3.13 respectivement.

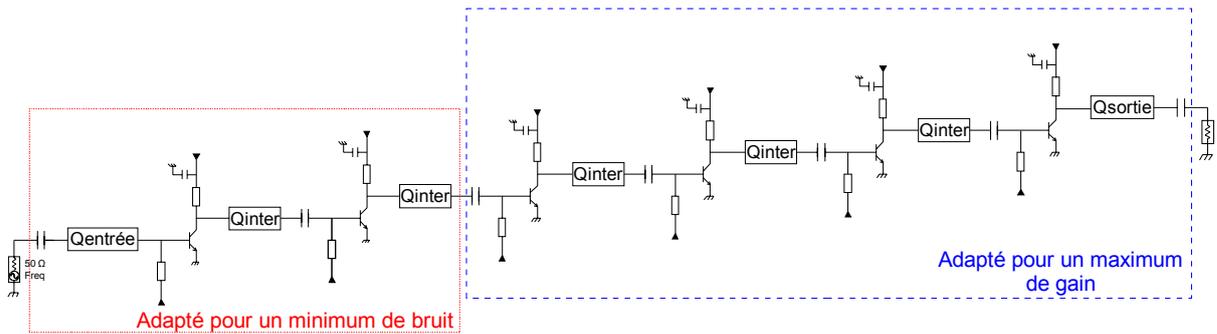


Figure 3.12 : Topologie de l'amplificateur faible bruit à six étages d'émetteur commun

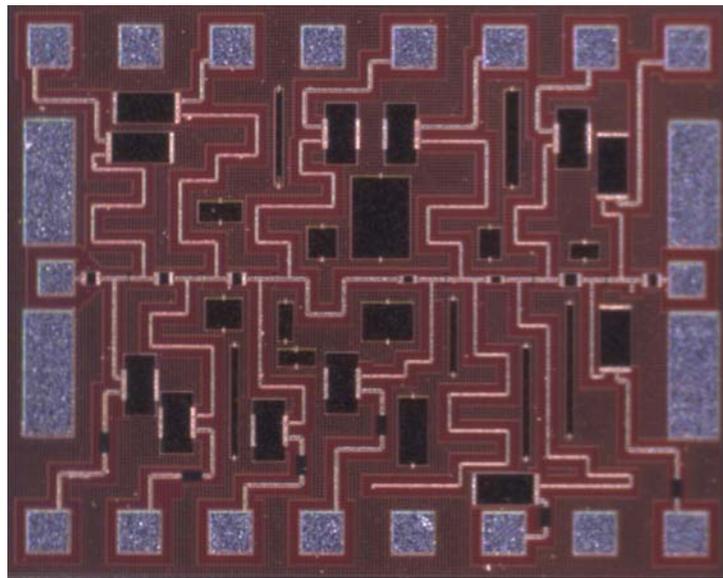


Figure 3.13 : Photographie de l'amplificateur faible bruit de la chaîne de réception

L'amplificateur faible bruit présenté figure 3.13 a un encombrement de 1,13 mm<sup>2</sup> et une consommation de 59,4 mW sous 1,6 V.

### 1.5.1. Mesure petit signal

La figure 3.14 montre l'évolution fréquentielle des paramètres S de l'amplificateur faible bruit.

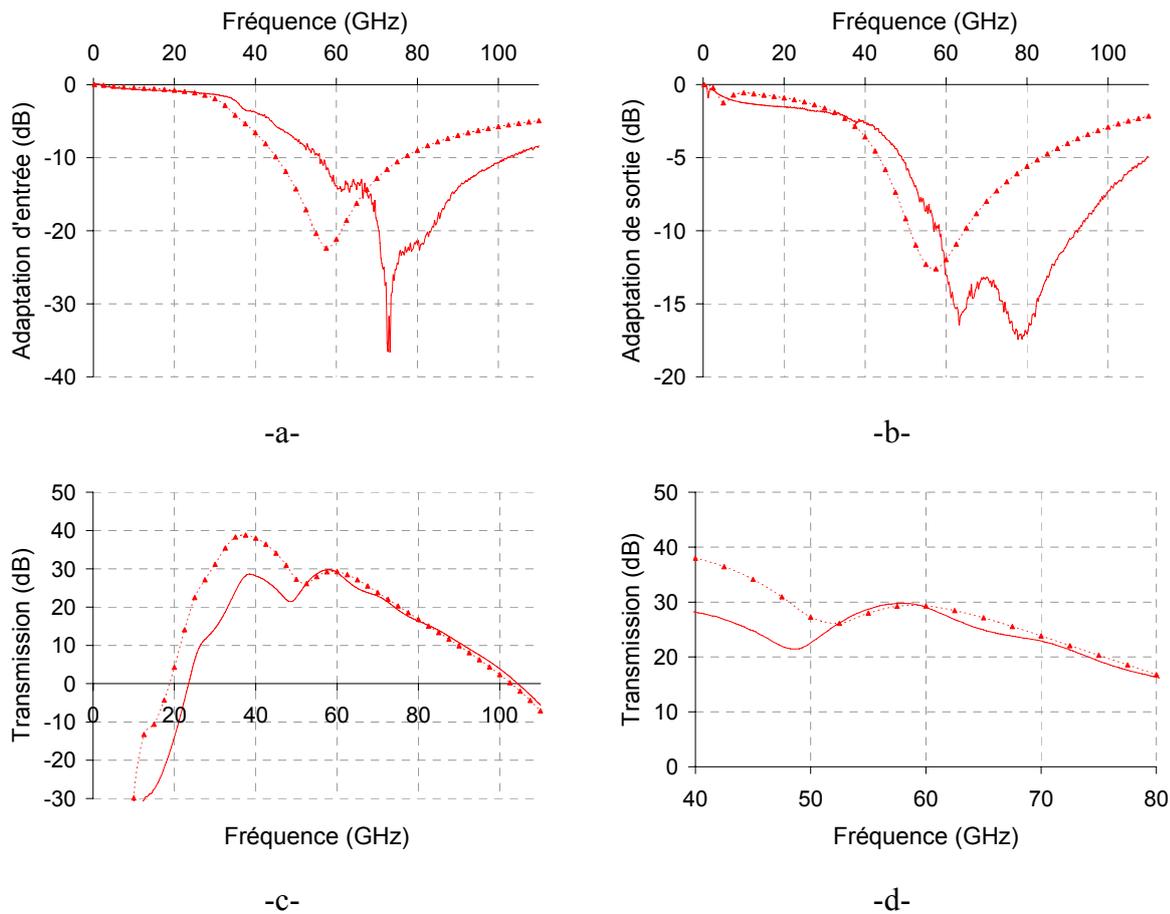


Figure 3.14 : Comparaison simulation ( $\blacktriangle$ ) mesure ( $\text{—}$ ) des paramètres S de l'amplificateur faible bruit (a : adaptation d'entrée – b : adaptation de sortie – c, d : gain de l'amplificateur)

Les graphiques a et b de la figure 3.14 montrent un décalage fréquentiel de l'adaptation entrée / sortie du LNA.

Concernant la mesure du gain de l'amplificateur présentée figure 3.14 (c, d), nous observons une bonne adéquation simulation / mesure dans la bande de fréquence [ 52 - 110 ] GHz. Par contre, en dessous de cette bande de fréquence, le gain mesuré est plus faible que lors de la simulation. Ceci est principalement dû à la compression de l'amplificateur. Par exemple à 40 GHz, le point de compression à -1 dB est obtenu pour une puissance en entrée d'environ - 44 dBm. La mesure des paramètres S s'effectue pour une puissance en entrée de - 40 dBm, l'amplificateur est en fonctionnement non linéaire et le gain mesuré est donc inférieur au gain à très faible niveau.

D'après les graphes présentés figure 3.14, les performances mesurées de cet étage sont les suivantes :

- Bande passante à -3dB autour de 60 GHz : [52,25 – 63,5] GHz]
- Gain de transmission à 60 GHz = 29 dB (26 dB @ 52,25 GHz – 26 dB @ 63,5 GHz)

- S11 à 60 GHz : -14 dB (-8 dB @ 52,25 GHz – -14 dB @ 63,5 GHz)
- S22 à 60 GHz : -13 dB (-7 dB @ 52,25 GHz – -16 dB @ 63,5 GHz)

### 1.5.2. Mesure du facteur de bruit

Pour les mêmes raisons évoquées dans le paragraphe 1.4.3, le facteur de bruit n'est mesuré qu'à 60 et 61 GHz. Le tableau 3.3 montre la comparaison simulation - mesure du facteur de bruit de l'amplificateur.

Fréquence (GHz)	Impédance de source ( $\Omega$ )	Facteur de bruit simulé (dB)	Facteur de bruit mesuré (dB)
60	52,9-12j	6,25	8,65
61	53,8+0,5j	6,34	8,30

Tableau 3.3 : Comparaison simulation / mesure du facteur de bruit d'un transistor

Le tableau 3.3 met en évidence un écart important du facteur de bruit obtenu entre la mesure et la simulation.

Les travaux [10] ont démontré un écart important entre la simulation et la mesure de la résistance équivalente de bruit  $R_n$ , qui se reporte sur la détermination de  $G_{opt}$ . Il en résulte une désadaptation en bruit (cf. équation 3.6) qui contribue à augmenter le facteur de bruit.

La différence observée sur la résistance  $R_n$  peut donc expliquer le décalage entre la simulation et la mesure du facteur de bruit du *LNA*.

La figure 3.15 présente le résultat de la simulation du facteur de bruit du *LNA* chargé par une impédance de 50  $\Omega$ .

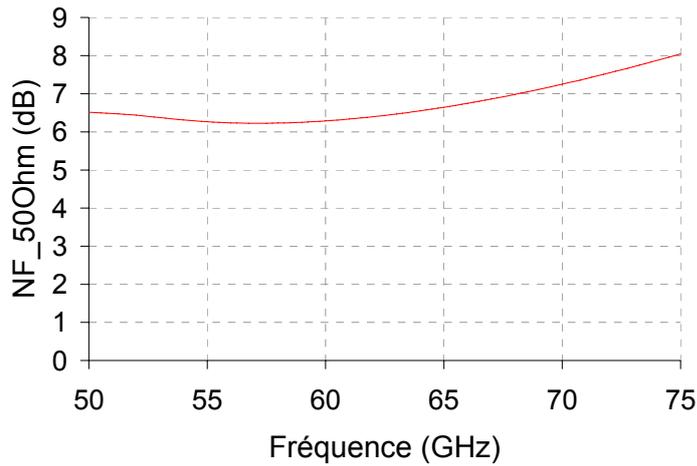


Figure 3.15 : Simulation du facteur de bruit du LNA

Le facteur de bruit du LNA est inférieur à 6,5 dB dans la bande de fonctionnement du système à concevoir. Plus exactement le facteur de bruit est compris entre 6,3 et 6,4 dB dans la bande de fréquence [59-62] GHz.

### 1.5.3. Mesure grand signal

Les résultats de la mesure du point de compression à -1 dB et de l'intermodulation d'ordre 3 de l'amplificateur sont présentés figure 3.16 et figure 3.17 respectivement.

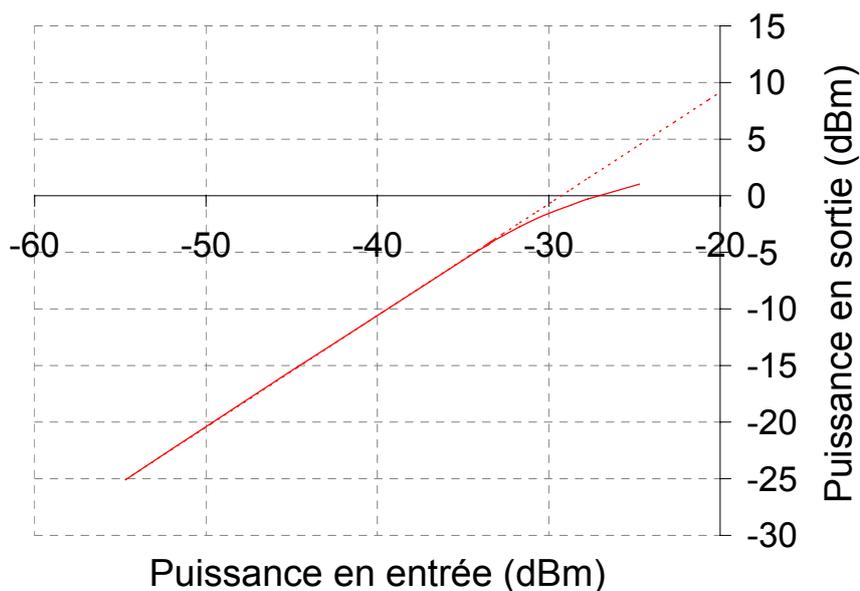


Figure 3.16 : Mesure du point de compression à -1 dB de l'amplificateur faible bruit

Le point de compression à -1 dB est de -29 dBm en entrée de l'amplificateur et de -1dBm en sortie. Compte tenu du niveau de puissance théorique en entrée du *LNA*, ie -63 dBm, le *LNA* ne fonctionnera pas en mode non-linéaire.

Nous avons également simulé puis caractérisé le point d'intermodulation d'ordre 3 ( $\Delta f = 50$  MHz) de l'amplificateur en utilisant le banc de mesure décrit dans le chapitre 2 paragraphe 2.3.2.2. Les résultats sont présentés figure 3.17.

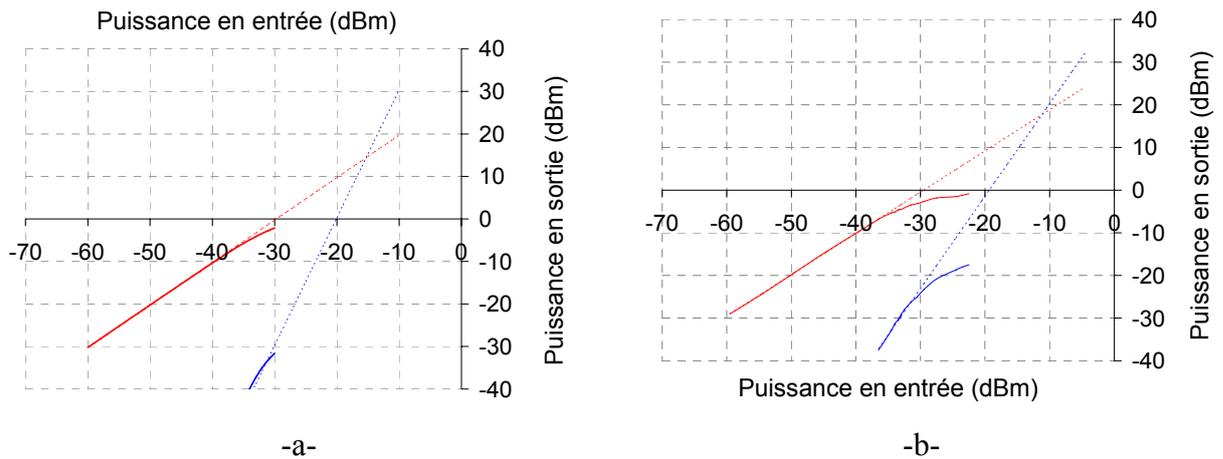


Figure 3.17 : Puissance d'un signal soumis à deux raies fréquentielles ( $\Delta f = 50$  MHz) en sortie de l'amplificateur faible bruit (a : simulation – b : mesure)

Les figures 3.16 et 3.17 montrent une comparaison entre la mesure et la caractérisation du point de compression à -1 dB. Les figures 3.17a et 3.17b nous permettent d'observer un écart entre la simulation et la mesure de l'intermodulation d'ordre 3. Le tableau 3.4 dresse la synthèse de ces deux comparaisons.

	Simulation	Mesure
Point de compression à -1dB en entrée (dBm)	-29	-30
Puissance en entrée au point d'interception d'ordre 3 (dBm)	-15	-11
Intermodulation d'ordre 3, équation (2.11) (dBc)	32	25

Tableau 3.4 : Comparaison des non-linéarités mesurées et simulées

Le tableau 3.4 montre un décalage entre les caractéristiques mesurées et simulées. Ce décalage est dû aux non-linéarités du mélangeur en amont de l'analyseur de spectre comme expliqué dans le chapitre 2 paragraphe 2.3.2.2.

## 2. Détecteur

En sortie de l'amplificateur faible bruit, nous devons récupérer l'enveloppe du signal hyperfréquence. Ceci peut être réalisé au moyen d'un détecteur d'enveloppe. Ce type de détecteur, fréquemment utilisé dans le cadre d'une démodulation d'amplitude, est composé d'une diode en série avec un filtre passe-bas RC. Les intérêts majeurs de ce type de fonction sont la consommation (l'utilisation d'une diode engendre un faible courant d'alimentation) et l'encombrement (lié à la simplicité de l'architecture). En sortie de ce détecteur d'enveloppe et afin d'améliorer la sensibilité du détecteur, nous utilisons un filtre coupe-bande à 60 GHz afin d'atténuer au maximum les résidus de cette fréquence en sortie du détecteur d'enveloppe. Enfin un amplificateur en bande de base permet d'amplifier l'enveloppe du signal reconstituée. Le synoptique du détecteur complet est présenté sur la figure 3.18.

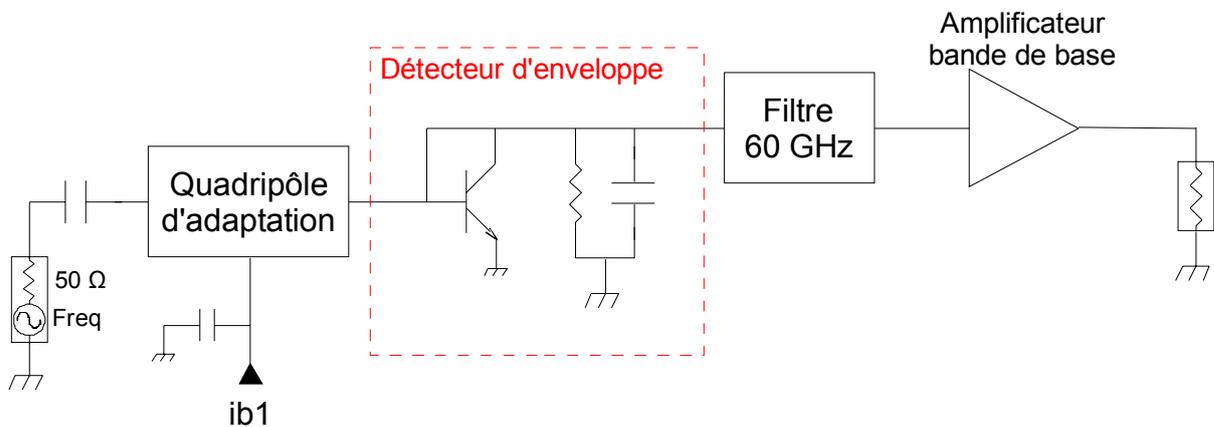


Figure 3.18 : Synoptique du détecteur

Les principales caractéristiques du détecteur sont :

- la sensibilité ;
- le temps de montée (déterminé entre 10% et 90% de la croissance du signal) ;
- la consommation.

Les différentes fonctions composant le détecteur sont présentées dans les paragraphes suivants.

## 2.1. Conception du détecteur

### 2.1.1. Détecteur d'enveloppe

Le transistor bipolaire est composé de deux jonctions PN, l'une entre la base et le collecteur (diode inverse), l'autre entre la base et l'émetteur (diode directe). Le modèle d'Ebers-Moll, figure 3.19, décrit les deux diodes d'un transistor bipolaire de type NPN.

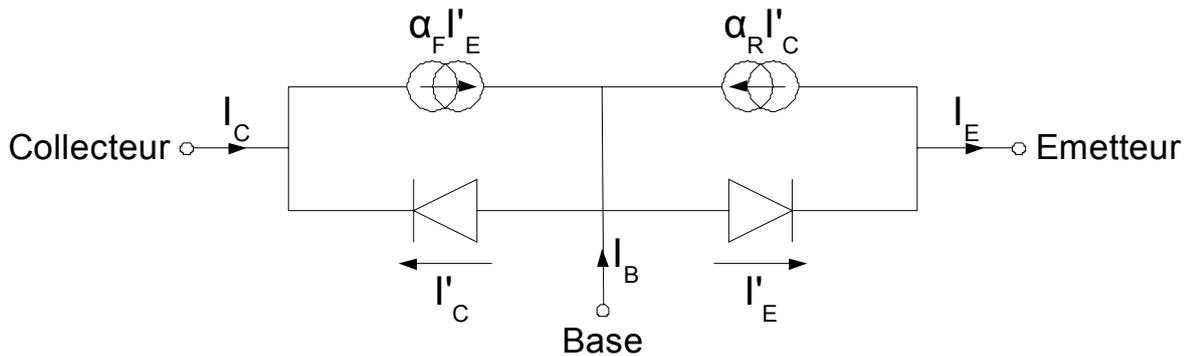


Figure 3.19 : Modèle Ebers-Moll

D'après la figure 3.19, pour réaliser une jonction PN à partir d'un transistor bipolaire, nous disposons de deux solutions :

- Jonction collecteur-base en court-circuit (diode inverse) ;
- Jonction émetteur-base en court-circuit. (diode directe).

Lorsque la jonction collecteur-base est en court-circuit, le courant de collecteur est défini par l'équation :

$$I_C = \alpha_F I'_E = \alpha_F I_{SE} \left( e^{\frac{qV_{be}}{k_B T}} - 1 \right) \quad (3.10)$$

- Avec
- $\alpha_F$  le gain en courant direct du transistor à  $V_{bc} = 0V$
  - $I_{SE}$  le courant de saturation dans la jonction en directe
  - $q$  la charge de l'électron ( $-1,602 \cdot 10^{-19} C$ )
  - $k_B$  la constante de Boltzmann ( $1,3806 \cdot 10^{-23} J.K^{-1}$ )
  - $T$  la température en K

Si l'on considère  $V_{be}$  nulle, le courant d'émetteur est directement fonction du gain en courant de la jonction en inverse et peut être défini par :

$$I_E = -\alpha_R I'_C = -\alpha_R I_{SC} \left( e^{\frac{qV_{bc}}{k_B T}} - 1 \right) \quad (3.11)$$

- Avec
- $\alpha_R$  le gain en courant inverse du transistor à  $V_{be} = 0V$
  - $I_{SC}$  le courant de saturation dans la jonction en inverse
  - $q$  la charge de l'électron ( $-1,602 \cdot 10^{-19}$  C)
  - $k_B$  la constante de Boltzmann ( $1,3806 \cdot 10^{-23}$  J.K<sup>-1</sup>)
  - $T$  la température en K

Les jonctions base émetteur et base collecteur sont dissymétriques en terme de géométrie (zone de collecteur plus large) et de dopage (jonction base-émetteur plus fortement dopée). Les gains en courant inverse et direct sont donc différents.

$$\alpha_F > \alpha_R \quad (3.12)$$

La diode nécessaire à la conception du détecteur est réalisée au moyen d'un transistor bipolaire auquel la tension appliquée entre la base et le collecteur est nulle. Ainsi seule la jonction base-émetteur du transistor fonctionne et permet de détecter le signal.

### 2.1.1.1. Caractéristique statique de la jonction base-émetteur

La tension de polarisation de la diode doit être déterminée afin de se situer dans la zone quadratique. La caractéristique courant-tension de la jonction est représentée figure 3.20.

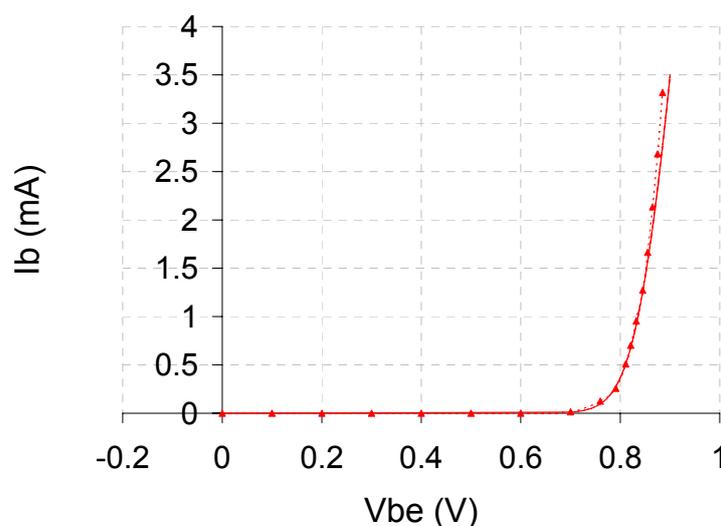


Figure 3.20 : Caractéristique courant - tension de la jonction base-émetteur pour un transistor de développement  $3 \times 2 \mu m$

La figure 3.20 montre une bonne concordance entre la simulation (triangle) et la mesure (trait rouge) de la caractéristique courant-tension de la diode.

D’après la courbe présentée figure 3.20, pour polariser la diode dans sa zone quadratique, la tension de base-émetteur doit être d’environ 0,8 V.

La polarisation de la diode étant fixée, il faut déterminer la valeur de la résistance et de la capacité composant le filtre passe-bas du détecteur.

### 2.1.1.2. Influence du réseau RC du détecteur

Le principe du réseau RC peut être résumé en deux temps :

- la capacité C se charge tant que la tension de la porteuse augmente ;
- la capacité se décharge dans la résistance R dès que la tension de la porteuse décroît pendant une durée  $\tau$ , grandeur caractéristique d’un détecteur, telle que

$$\tau = R.C \tag{3.13}$$

Afin d’assurer le bon fonctionnement du détecteur, cette constante de temps doit répondre à certains critères, à savoir :

- $\tau > fp$ , avec  $fp$  la fréquence de la porteuse ;
- $\tau \ll fe$ , avec  $fe$  la fréquence de l’enveloppe du signal.

Le choix des composantes du réseau RC va influencer sur deux paramètres du détecteur, le temps de montée et la sensibilité. Les figures 3.21 et 3.22 présentent l’impact de la résistance et de la capacité sur ces deux paramètres.

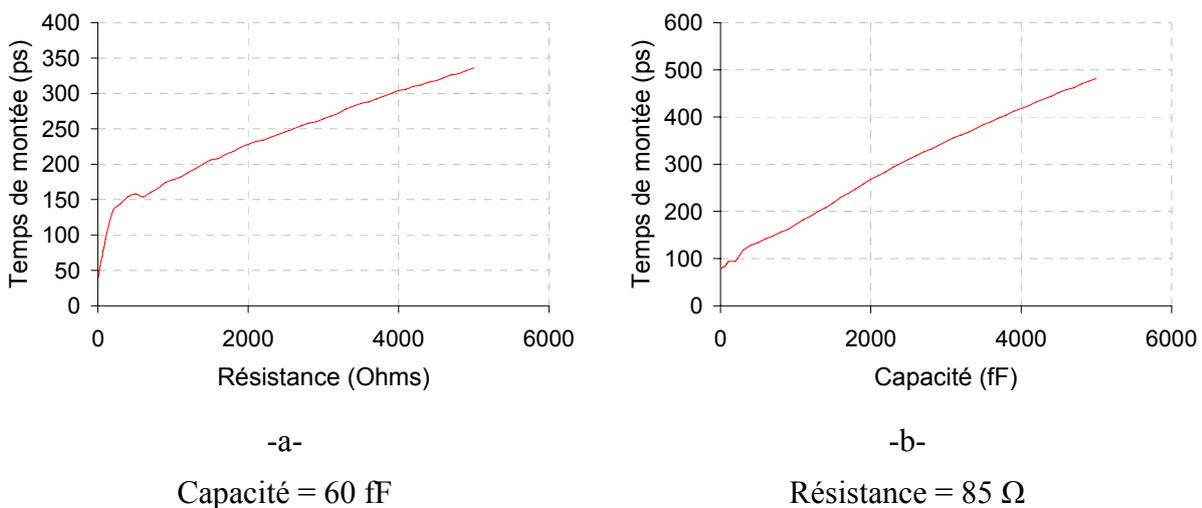


Figure 3.21 : Evolution du temps de montée en fonction de la résistance (a) et de la capacité (b) du réseau RC

La figure 3.21 montre que le temps de montée augmente que ce soit avec une augmentation de la valeur de la résistance ou celle de la capacité. Il faut donc choisir une résistance et une capacité de valeur minimale.

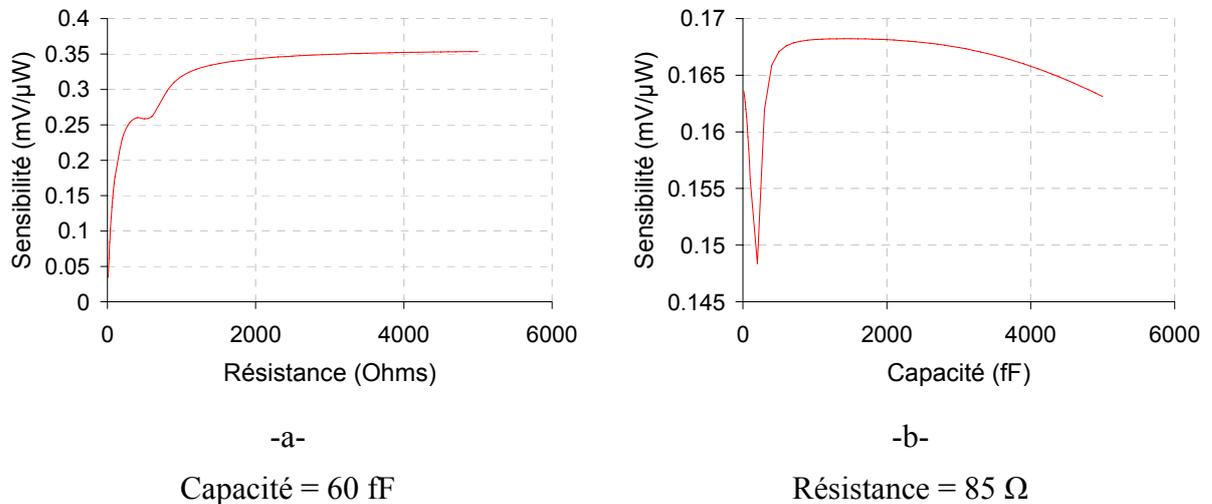


Figure 3.22 : Evolution de la sensibilité en fonction de la résistance (a) et de la capacité (b) du réseau RC

La figure 3.22 montre que la sensibilité est fortement dépendante du choix de la résistance. La capacité quant à elle n'influe que très peu sur ce paramètre. Pour augmenter la sensibilité, il faudrait choisir une valeur de résistance relativement importante, ce qui est en désaccord avec le temps de montée alors obtenu. De plus la sensibilité du détecteur peut être améliorée par le biais d'un amplificateur basse fréquence. Il est donc plus important à ce stade de tenir compte du temps de montée que de la sensibilité (car les impulsions traitées sont très courtes).

La résistance et la capacité du filtre passe-bas influent également sur le niveau de la porteuse en sortie. Ce niveau doit en effet être minimum afin de récupérer l'enveloppe du signal non déformée. La figure 3.22 montre l'évolution de ce niveau pour différentes valeurs de résistance et de capacité.

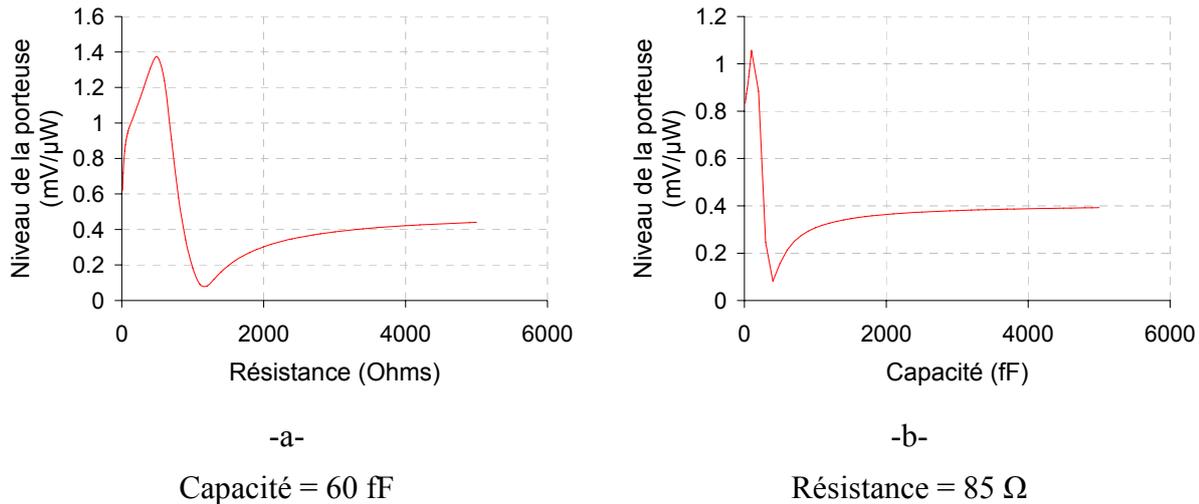


Figure 3.23 : Evolution du niveau de la porteuse pour différentes valeurs de résistance et de capacité

La figure 3.23 montre qu’il existe un couple de valeur permettant de minimiser le niveau de la porteuse en sortie du détecteur. Seulement ce couple de valeur n’est pas compatible avec un faible temps de montée. Il est alors nécessaire d’appliquer un filtre passe-bande en sortie du détecteur permettant d’éliminer les raies de fréquences autour de 60GHz et ainsi transposer le signal dans la bande de base.

### 2.1.2. Filtre coupe-bande à 60 GHz

Afin de ne pas augmenter la consommation globale du détecteur, le filtre coupe-bande est réalisé à l’aide d’éléments distribués. En effet, les pertes que peuvent introduire les passifs à hautes fréquences ne sont plus un élément contraignant puisque le signal en sortie du filtre est en bande de base.

Ce filtre est constitué de trois *stub-co*. La figure 3.24 montre l’évolution fréquentielle de la transmission du filtre coupe-bande.

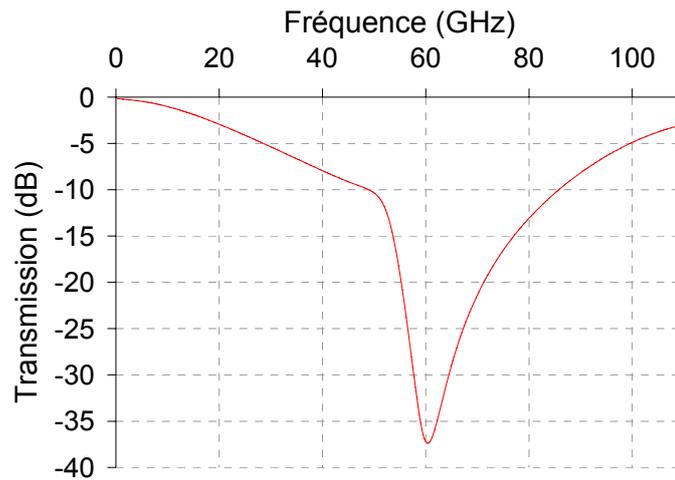


Figure 3.24 : Simulation du filtre coupe-bande à 60 GHz

D'après la figure 3.24, le signal autour de 60 GHz est atténué de plus de 30 dB.

### 2.1.3. Amplificateur bande de base

D'après la figure 3.22, le niveau du signal en bande de base en sortie du détecteur d'enveloppe est faible, nous devons donc amplifier ce signal avant de réaliser la démodulation.

Le synoptique de l'amplificateur est présenté figure 3.25. Il s'agit d'un amplificateur cascode.

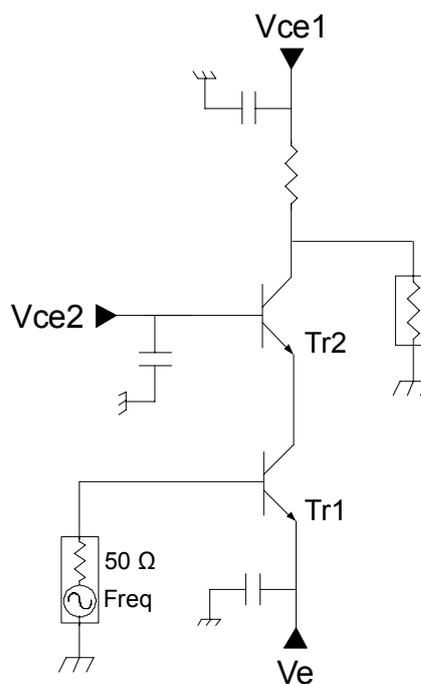


Figure 3.25 : Topologie de l'amplificateur bande de base

Comme présenté figure 3.25, l'amplificateur nécessite trois polarisations distinctes. Les tensions « Vce1 » et « Vce2 » sont classiquement utilisées lors de la conception d'un amplificateur cascode. Cependant la polarisation « Ve » est plus exotique. Celle-ci permet d'appliquer un potentiel nul sur la base du transistor « Tr1 », et ainsi réduit drastiquement la valeur de la résistance du réseau RC du détecteur qui aurait été traversée par une tension de l'ordre de 0,9 V et un très faible courant.

La figure 3.26 présente l'évolution fréquentielle du gain et de l'adaptation de l'amplificateur DC.

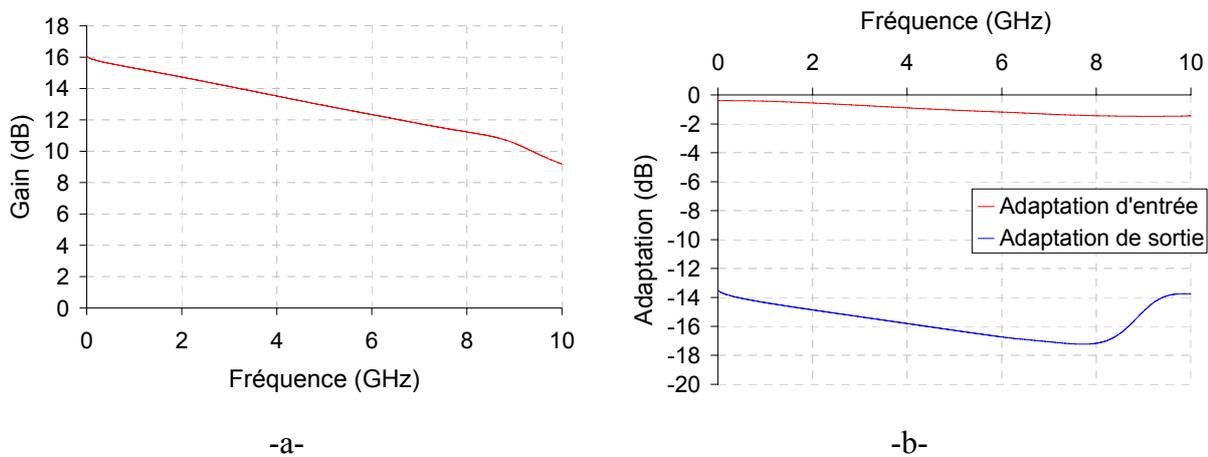


Figure 3.26 : Evolution fréquentielle du gain (a) et de l'adaptation (b) de l'amplificateur DC

D'après les graphiques présentés figure 3.26, les performances théoriques de l'amplificateur bande de base sont les suivantes :

- Bande passante à -3dB : [DC – 4,82] GHz]
- Gain de transmission en DC = 16 dB
- S11 : -0,4 dB en DC; -1 dB @ 4,82 GHz)
- S22 : -13,5 dB en DC; -16 dB @ 4,82 GHz)

## 2.2. Résultats du détecteur intégré sur Silicium

Comme exposé dans le paragraphe 2.1, la fonction de détection intègre un étage de détection d'enveloppe, un étage de filtrage et un étage d'amplification bande de base. Ce circuit consomme 400mW sous 4,6V. Cette importante consommation est due à l'amplificateur située en sortie. En effet, le principe du détecteur d'enveloppe est basé sur l'utilisation de diode, sa consommation est donc négligeable (de l'ordre de 0,6 mW sous 1,6V). L'amplificateur cascode n'ayant pas de capacité de liaison en sortie (afin d'éviter tout filtrage

de l'impulsion), le courant fourni par l'alimentation est en partie consommé par la charge  $50 \Omega$ . De plus, pour des soucis de stabilité, nous avons opté pour une géométrie de transistor importante, typiquement  $5 \times 5 \mu\text{m}$ , afin de diminuer la fréquence maximale d'oscillation du composant.

L'architecture détaillée du détecteur 60 GHz est rappelée figure 3.27.

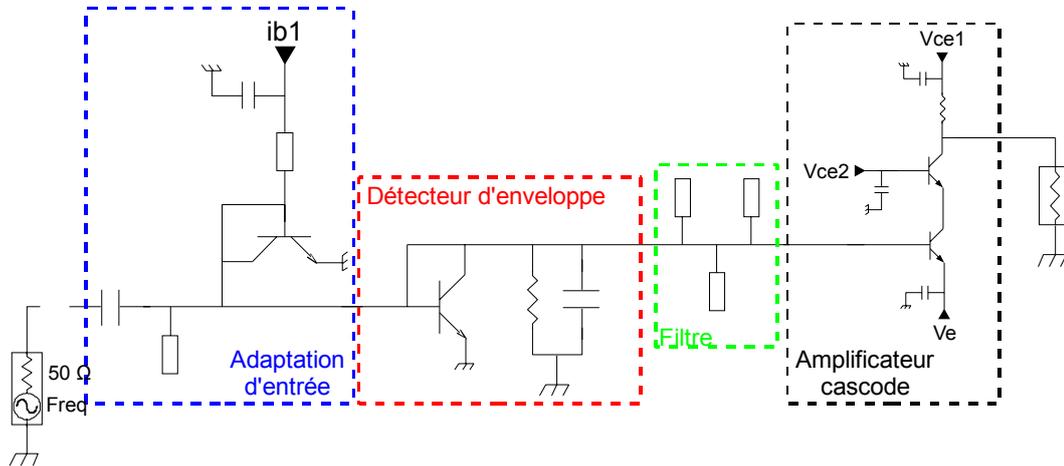


Figure 3.27 : Architecture détaillée du détecteur 60 GHz

La photographie du détecteur réalisé avec la fonderie STMicroelectronics *BiCMOS9 SiGe:C*  $0,13 \mu\text{m}$  est présentée figure 3.28. Il présente un encombrement de  $0,8 \text{ mm}^2$ .

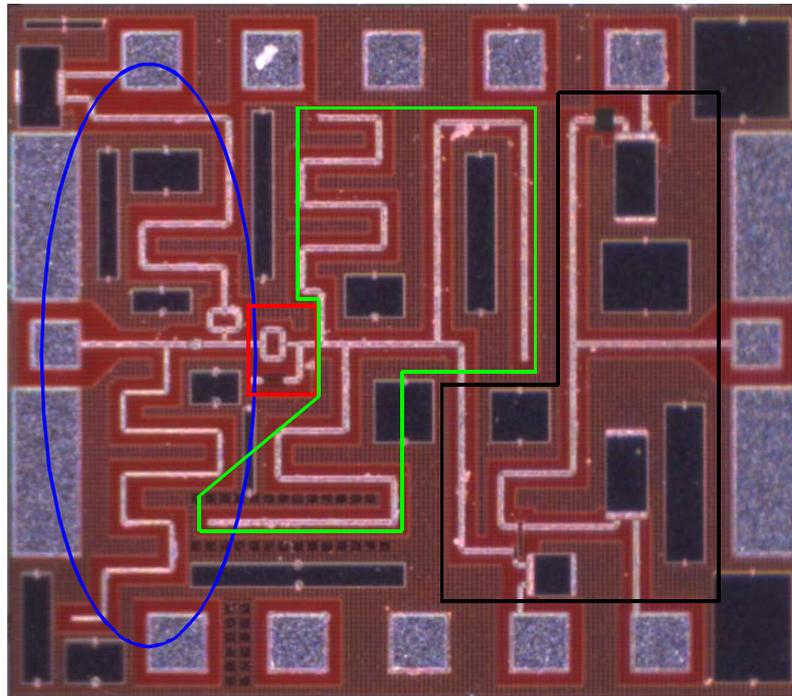


Figure 3.28 : Photographie du détecteur

Les paragraphes suivants présentent différents résultats de simulation et de mesure de cette fonction, à savoir :

- Adaptation d'entrée ;
- Sensibilité du détecteur ;
- Signaux temporels et fréquentiels de sortie.

### 2.2.1. Adaptation d'entrée

La comparaison simulation / mesure de l'évolution fréquentielle du coefficient d'adaptation d'entrée est présentée figure 3.29.

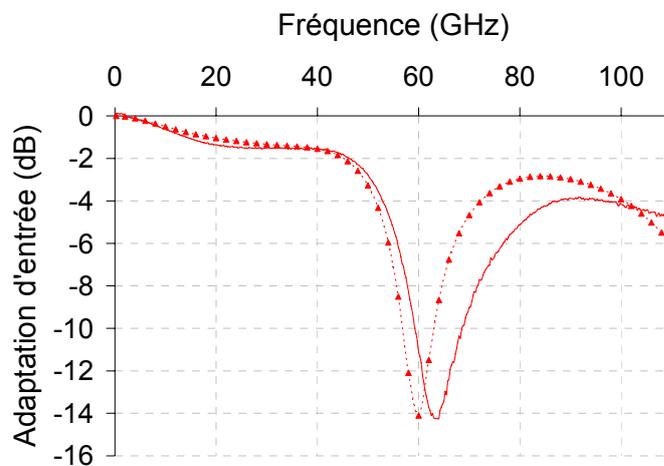


Figure 3.29 : Adaptation d'entrée du détecteur

La figure 3.29 montre une bonne adéquation entre la simulation et la mesure de l'adaptation d'entrée du détecteur. La longueur de la ligne d'adaptation parallèle en entrée peut expliquer le décalage fréquentiel de l'adaptation.

### 2.2.2. Caractérisation dynamique du détecteur d'enveloppe

La simulation dynamique du détecteur rend compte de la forme temporelle du signal en sortie du détecteur. Afin de réaliser une simulation cohérente avec le système, nous avons utilisé le signal en sortie de l'émetteur. Ce signal est présenté sur la figure 3.30.

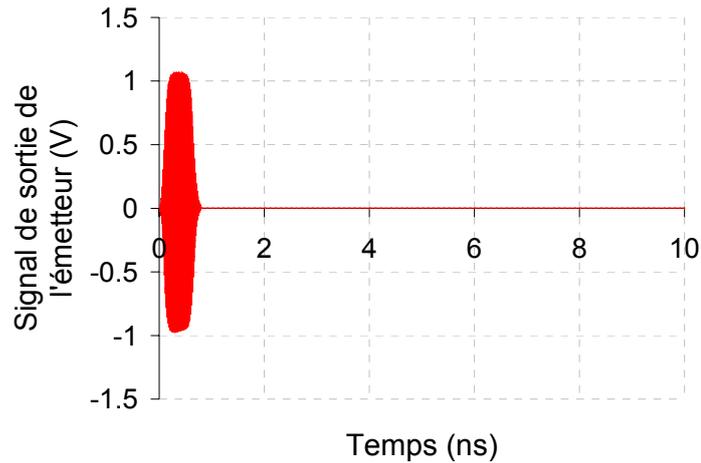


Figure 3.30 : Forme temporelle simulée du signal en sortie de l'émetteur

Le signal en sortie de l'émetteur (de puissance 10 dBm) est amplifié par une antenne de 8 dB de gain (cf chapitre 1 paragraphe 4.3) avant de subir l'atténuation du canal de 88 dB (chapitre 1 paragraphe 4.3). Ainsi dans le plan d'entrée de l'antenne du récepteur le niveau du signal est de -70 dBm. Compte tenu du gain de l'antenne (8 dB) et du gain de l'amplificateur faible bruit en amont du détecteur (30 dB), le niveau du signal appliqué au détecteur est de -32 dBm. Lors de la simulation temporelle du détecteur, nous avons utilisé un atténuateur de 40 dB afin d'intégrer les pertes du signal. La figure 3.31 décrit le signal appliqué au détecteur.

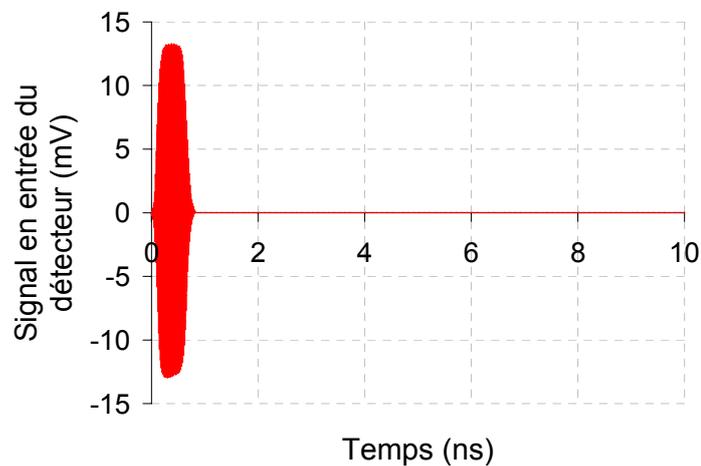


Figure 3.31 : Forme temporelle simulée du signal en entrée du détecteur

La figure 3.31 montre que le niveau du signal en entrée du détecteur est de -27 dBm. En appliquant ce signal, nous observons le signal en sortie du détecteur, présenté figure 3.32.

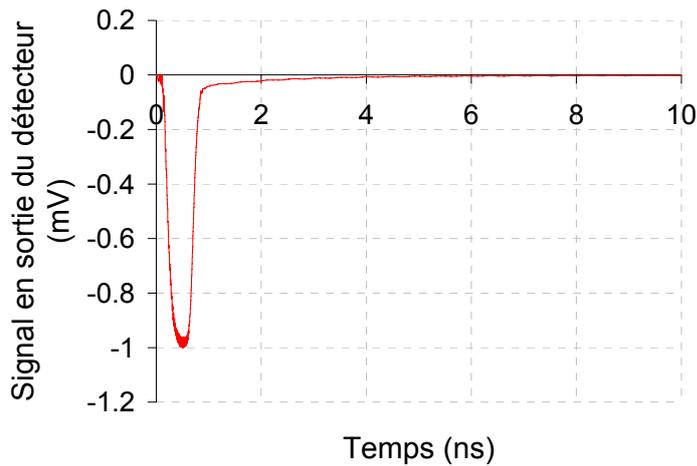


Figure 3.32 : Forme temporelle simulée du signal en sortie du détecteur

D’après la figure 3.32, le niveau du signal bande de base en sortie est de -1 mV pour une puissance de -27 dBm en entrée. Les impulsions en sortie du détecteur sont sensiblement décalées dans le temps. Ceci est mis en évidence par la figure 3.33.

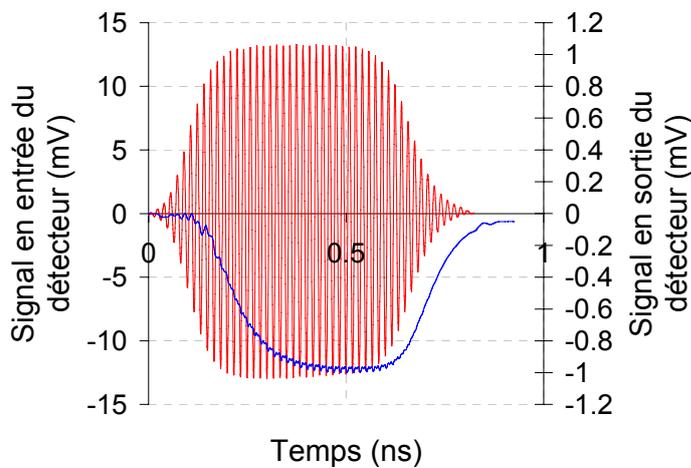


Figure 3.33 : Impulsion d’entrée (—) et de sortie (—) du détecteur

La figure 3.33 montre d’une part un décalage temporel de l’impulsion détectée d’environ 80 ps et d’autre part un temps de montée de 185 ps pour une impulsion à 60 GHz ayant un temps de montée de 109 ps. Le décalage temporel est dû au filtre coupe-bande en sortie du détecteur d’enveloppe.

Afin de tester le fonctionnement du détecteur, nous avons utilisé un émetteur 60 GHz conçu en filière III-V [11]. Un atténuateur a été intégré en sortie de cet émetteur afin de caractériser

le détecteur pour différents niveaux de puissance en entrée. La figure 3.34 montre le signal mesuré en sortie du détecteur auquel nous avons appliqué un signal en entrée de -12 dBm.

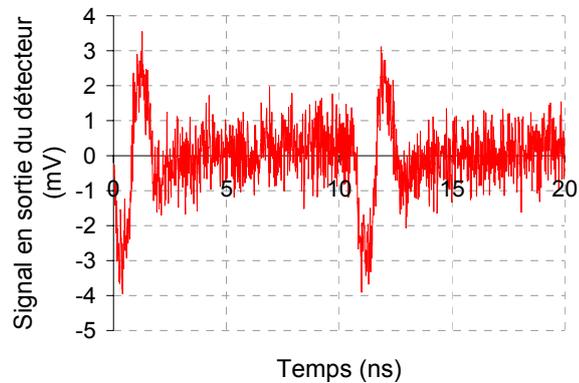


Figure 3.34 : Signal mesuré en sortie du détecteur (Puissance en entrée du détecteur de l'ordre de -12 dBm)

D'après la figure 3.34, pour un signal de -12 dBm, le niveau du signal en sortie est de -4 mV. Nous pouvons également observé, sur le graphique, la présence d'une oscillation en sortie, symbolisée par un rebond sur le signal une fois l'impulsion terminée. Après rétro-simulation du détecteur, nous observons que l'amplificateur est très sensible au circuit de polarisation, plus particulièrement la polarisation négative de l'émetteur de l'amplificateur cascode. Pour réduire les effets de l'oscillation, la longueur du fil d'or utilisée pour connecter le plot de polarisation et la capacité de découplage MIM doit être la plus faible possible et la valeur de la capacité de découplage la plus élevée possible. La mesure obtenue, suite aux modifications du fil d'or et de la capacité de découplage, est présentée figure 3.35.

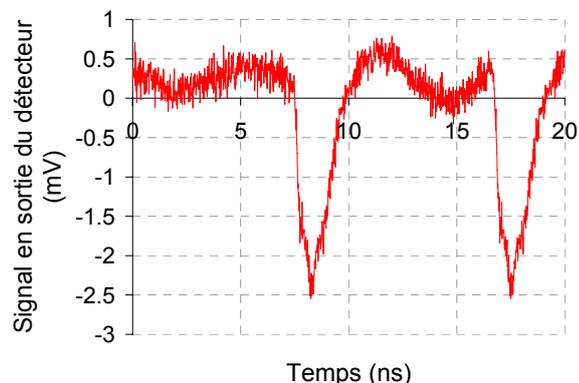


Figure 3.35 : Signal mesuré en sortie du détecteur (Puissance en entrée du détecteur de l'ordre de -12 dBm) après optimisation du circuit de polarisation

Nous constatons effectivement une réduction des oscillations du signal en sortie du détecteur. Le signal en sortie du détecteur étant de type impulsionnel, nous pouvons maintenant déterminer la sensibilité du détecteur.

### 2.2.3. Caractérisation de la sensibilité du détecteur

La sensibilité du détecteur a été simulée et est présentée figure 3.36.

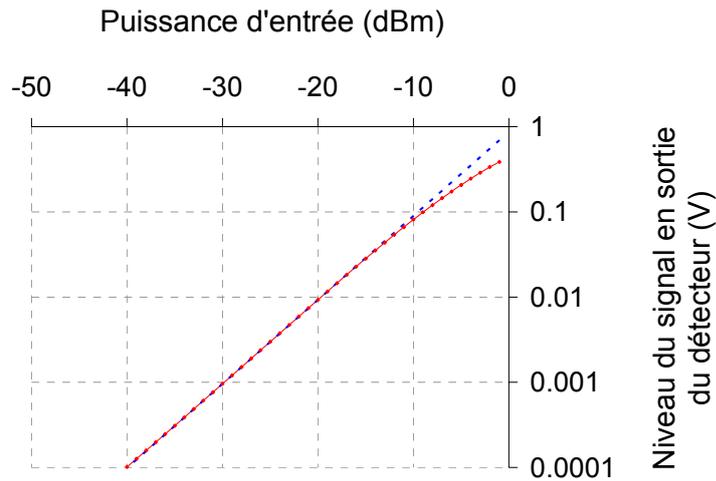


Figure 3.36 : Sensibilité du détecteur simulée

La figure 3.36 montre une évolution linéaire du niveau de signal détecté. La pente correspond à la sensibilité du détecteur qui est de  $0,95 \text{ mV}/\mu\text{W}$ .

La sensibilité du détecteur peut être caractérisée en utilisant un atténuateur en amont du détecteur. Les résultats obtenus sont présentés figure 3.37.

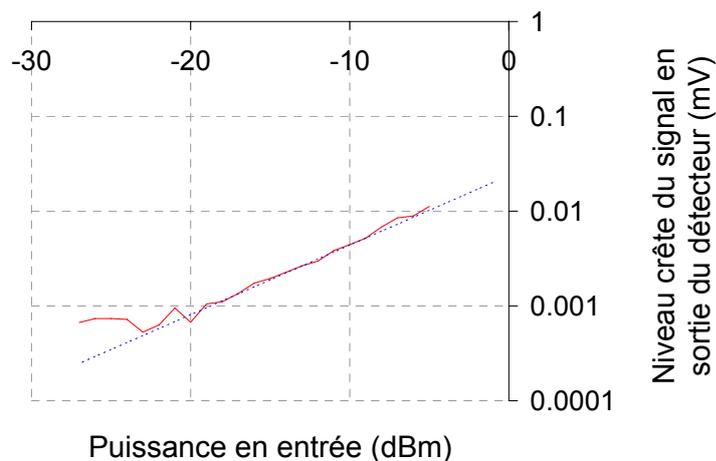


Figure 3.37 : Niveau du signal mesuré en sortie du détecteur pour différents niveaux de puissance en entrée

La sensibilité mesurée du signal en sortie du détecteur est d'environ  $0,2 \text{ mV}/\mu\text{W}$ . Nous observons donc un décalage entre la sensibilité mesurée et celle simulée. Ceci peut être expliqué par l'amplificateur bande de base en sortie du détecteur. Les oscillations que nous avons observées lors de la mesure temporelle peuvent expliquer ce décalage. Ces oscillations peuvent en effet influencer sur le gain de l'amplificateur.

Le signal en sortie du détecteur est de type analogique, il convient donc de le transformer en signal numérique afin de récupérer les données sous forme de bit en sortie de la chaîne de réception. Ceci est réalisé lors de la démodulation.

### 3. Démodulation

La démodulation est obtenue par corrélation du signal reçu avec un patron [12]. Il existe deux possibilités pour réaliser la corrélation, l'une dans le domaine temporel et l'autre dans le domaine fréquentiel. Les synoptiques des différents corrélateurs sont présentés figure 3.38.

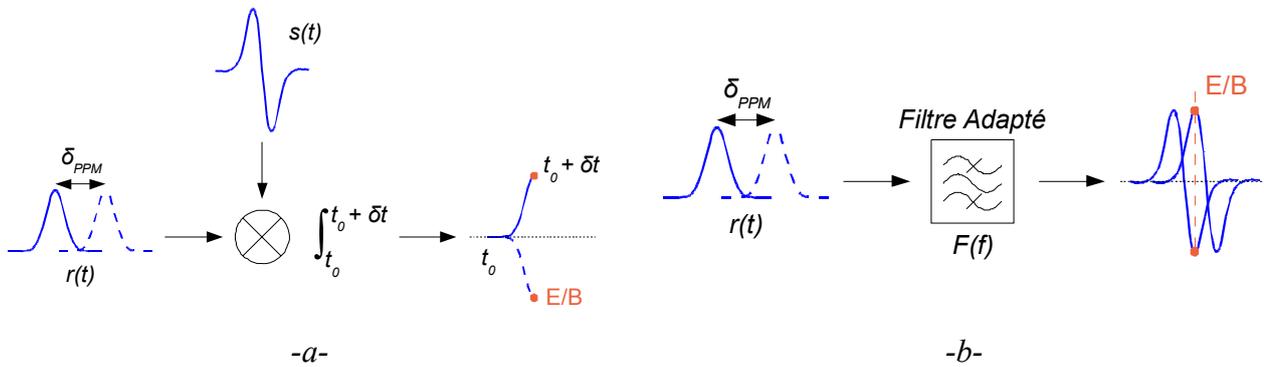


Figure 3.38 : Corrélateurs temporel (a) et fréquentiel (b)

Le corrélateur fréquentiel (figure 3.38-b) filtre le signal avant l'échantillonnage pour obtenir la dérivée première de l'impulsion gaussienne. Ceci se fait au moyen d'un filtre adapté qui doit être conçu avec soin. Le signal en sortie de ce corrélateur est de type  $\int R(f)F(f)e^{j2\pi ft} df$ .

Le corrélateur temporel, présenté figure 3.38-a, quant à lui, impose la réalisation d'un circuit supplémentaire afin d'obtenir le signal de référence  $s(t)$ . Le signal corrélé est de la forme  $\int r(t)s(t - \tau)d\tau$

Afin de réaliser un système faible coût, la corrélation choisie sera de type fréquentielle et le corrélateur sera donc composé d'un filtre adapté et d'un échantillonneur bloqueur comme présenté figure 3.39.

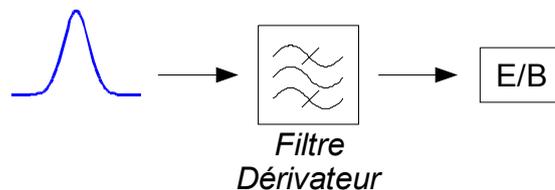


Figure 3.39 : Synoptique du corrélateur fréquentiel

Cette démodulation n'est réalisable que si le signal reçu est synchronisé. La corrélation glissante [13] apparaît comme la méthode la plus adaptée pour réaliser cette étape, c'est également la plus usitée. Cette synchronisation est la partie la plus délicate de ce récepteur, puisque les impulsions reçues ont une durée de quelques centaines de picosecondes comme détaillé dans le chapitre 1 paragraphe 4.2.1.

La méthode de la corrélation glissante est illustrée figure 3.40.

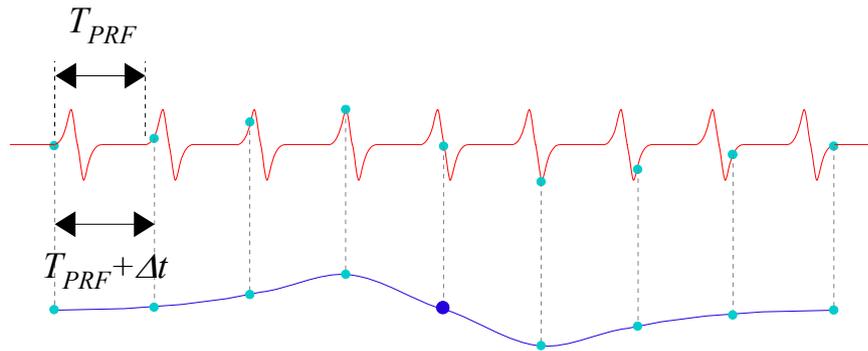


Figure 3.40 : Principe de la corrélation glissante

Au début de la transmission, une trame, non modulée, est émise pour réaliser la synchronisation entre l'émetteur et le récepteur. Comme observé figure 3.40, cette impulsion est transmise sur un intervalle de temps de durée  $T_{PRF}$  (*Time Pulse Repetition Frequency*). Pour réaliser la corrélation glissante [14], cette trame est répétée un grand nombre de fois (quelques milliers) d'une durée  $T_{PRF}$ , tout en respectant le critère suivant :  $T_e = T_{PRF} + \Delta t$ . Le  $\Delta t$  représente le décalage temporel entre le signal reçu et le signal retardé, celui-ci a donc une fréquence légèrement inférieure au signal reçu. Ainsi le retard accumulé lors de la capture du  $i^{\text{ème}}$  échantillon est :  $\Delta t_i = iT_e - iT_{PRF}$ .

Par conséquent, après le sous-échantillonnage induit par la corrélation glissante et réalisé à l'aide d'une *DDS* (*Direct Digital Synthesis* – Synthèse Numérique Directe) par exemple, l'impulsion est étalée sur quelques microsecondes. La différence de phase entre l'émetteur et le récepteur est alors déterminée.

Enfin, la fonction d'échantillonnage composée de deux échantillonneurs bloqueurs permet de prélever deux points de mesure sur une impulsion (ou plus en fonction du nombre d'échantillons voulus), comme présenté figure 3.41. Le décalage entre ces deux points est de

$\frac{\delta_{PPM}}{2}$  ( $\delta_{PPM}$  est la différence temporelle de position des impulsions, comme présenté figure 3.38-b). Ceci permet de s'assurer que la fréquence d'apparition des impulsions ne varie pas (échantillon rouge) et permet le cas échéant de se resynchroniser sur cette fréquence. Le

deuxième échantillon (bleu) permet d'obtenir la donnée transmise (« 0 » ou « 1 » en fonction de la polarité de l'échantillon).

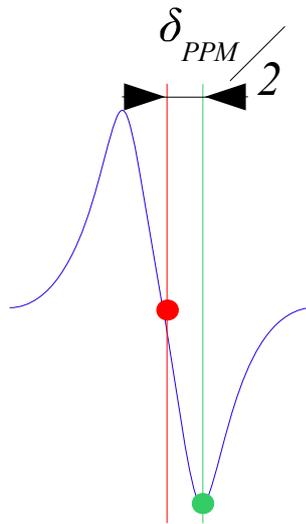


Figure 3.41 : Moment d'échantillonnage

L'étude de ce type de démodulation a été détaillée dans [11]. Ces travaux montrent que ce type de démodulation est adapté à notre système puisqu'il s'agit également d'une transmission de type *TH-PPM-UWB*.

## CONCLUSION – CHAPITRE 3

Ce chapitre a exposé la démarche de conception et la caractérisation des éléments millimétriques nécessaires à la topologie du récepteur présentée dans le chapitre 1 paragraphe 4.1, à savoir un amplificateur faible bruit et un détecteur.

Nous avons pu valider les blocs nécessaires à la conception de la partie millimétrique du récepteur. Des améliorations peuvent cependant être apportées notamment au détecteur et plus précisément à l'amplificateur bande de base. Ce dernier présente en effet une consommation importante et est potentiellement instable en fonction du circuit de polarisation de l'émetteur de l'amplificateur cascode en sortie.

La figure 3.42 synthétise les différentes performances obtenues sur les blocs millimétriques de la chaîne de réception.

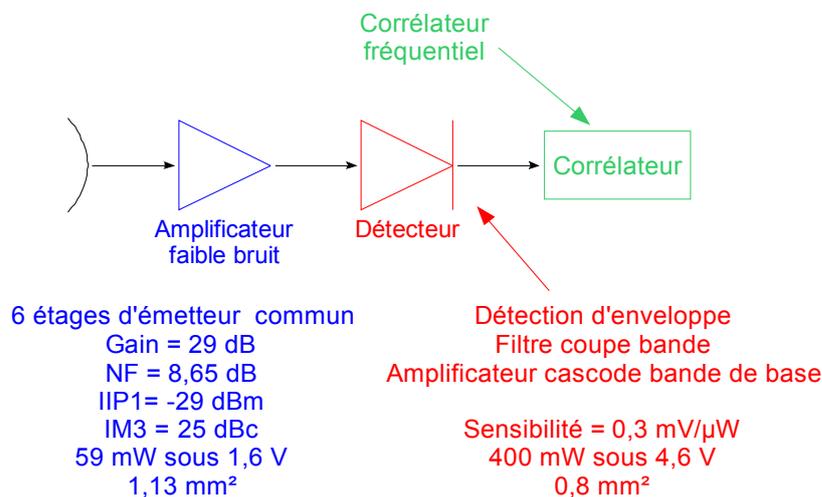


Figure 3.42: Performances des circuits millimétriques du récepteur

Les différents circuits millimétriques qui ont été présentés dans ce chapitre ont fait l'objet d'une intégration monopuce. Ce circuit ainsi que les résultats obtenus seront présentés dans le chapitre 4.

Afin de récupérer les données transportées par la liaison sans fil, une étape de démodulation est nécessaire. Pour respecter les contraintes imposées par le cahier des charges du système, nous avons proposé une démodulation non cohérente utilisant un filtre adapté. Ceci permet d'une part de simplifier cette fonction et d'autre part de minimiser la consommation du bloc.

## **BIBLIOGRAPHIE – CHAPITRE 3**

---

- [1] S.P. Voinigescu, « A comparison of Si CMOS, SiGe BiCMOS, and InP HBT Technologies for High-Speed and Millimeter-Wave ICs », Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, Sept 2004, pp. 111-114
- [2] K. Nishikawa, « Compact LNA and VCO 3-D MMICs Using Commercial GaAs PHEMT Technology for V-band Single-chip TRX MMIC », IEEE International Microwave Symposium Digest, Vol.3, June 2002, pp.1717-1720
- [3] B.A. Floyd, « SiGe Bipolar Transceiver Circuits Operating at 60GHz », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 40, Jan. 2005, pp. 156-167
- [4] S. Handa, « 60 GHz-band Low Noise Amplifier and Power Amplifier Using InGaP/GaAs HBT Technology », IEEE Gallium Arsenide Integrated Circuit Symposium, Nov. 2003, pp.227-230
- [5] T. Yao, « 60-GHz PA and LNA in 90-nm RF-CMOS », IEEE Radio Frequency Integrated Circuits, June 2006, pp. 147-150
- [6] B. Martineau, « Millimeter wave design with 65 nm LP SOI HR CMOS technology », International SOI Conference, Oct. 2007, pp. 123-124
- [7] B. Heydari, « Millimeter-Wave Devices and Circuit Blocks up to 104 GHz in 90 nm CMOS », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, N°12, Dec. 2007, pp. 2893-2903
- [8] A. Javier, « Micro and millimeter wave circuit design in silicon with considerations for noise reduction and on chip passive elements », Dissertation for the Degree of Doctor of Philosophy Cornell University, May 2008, pp. 66-69
- [9] S. Pruvost, « Etude de faisabilité de circuits pour systèmes de communication en bande millimétrique, en technologie BiCMOS SiGeC 0,13  $\mu\text{m}$  », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Nov. 2005
- [11] N. Deparis, « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Mars 2007

- [12] N. Deparis, « Transposition of a base band ultra wide band width impulse radio signal at 60 GHz for high data rates multiple access indoor communication systems », in Proc. EuMW-ECWT, Amsterdam, The Netherlands, 2004.
- [13] H. Bing, « A "two-step" synchronous sliding method of sub-nanosecond pulses for ultra-wideband (UWB) radio », Communications, International Conference on Circuits and Systems and West Sino Expositions, IEEE 2002, July 2002
- [14] M. Fryziel, « Caractérisation large bande de canal radio intra-bâtiment à 60 GHz », Mémoire CNAM, Nov 2001



---

## **QUATRIEME CHAPITRE**

### **INTEGRATION DE L'EMETTEUR ET DU RECEPTEUR**

---



## TABLE DES MATIERES

---

Table des Matières.....	211
Table des Illustrations.....	212
Liste des Tableaux.....	212
1. Etude système.....	214
2. Intégration de l'émetteur.....	215
3. Intégration du récepteur.....	222
Conclusion – Chapitre 4.....	227
Bibliographie – Chapitre 4.....	228

## TABLE DES ILLUSTRATIONS

Figure 4.1 :	Photographie de l'émetteur intégré sur Silicium (○ oscillateur – ○ générateur d'impulsion – ○ commutateur – ○ amplificateur).....	215
Figure 4.2 :	Mise en boîtier de l'émetteur .....	216
Figure 4.3 :	Banc de caractérisation de l'émetteur .....	216
Figure 4.4 :	Signal en sortie de l'émetteur intégré sur Silicium.....	217
Figure 4.5 :	Spectre du signal en sortie de l'émetteur .....	218
Figure 4.6 :	Spectre du signal en sortie de l'émetteur .....	218
Figure 4.7 :	Spectre du signal en sortie de l'émetteur pour un décalage temporel des impulsions d'environ 1 ns (a : modulation PPM – b : modulation PPM et Time Hopping).....	219
Figure 4.8 :	Photographie du récepteur intégré sur Silicium.....	222
Figure 4.9 :	Croquis du banc de caractérisation du récepteur (a) – Signal en sortie de l'émetteur III-V (b) .....	223
Figure 4.10 :	Signal temporel en sortie du récepteur (a : Puissance de -38 dBm en entrée - b : Puissance de -48 dBm en entrée).....	223
Figure 4.11 :	Evolution du niveau de signal en sortie du récepteur .....	224

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 4.1 :	Comparaison d'émetteurs 60 GHz.....	220
Tableau 4.2 :	Comparaison de récepteurs 60 GHz.....	225

## **QUATRIEME CHAPITRE : INTEGRATION DE L'EMETTEUR RECEPTEUR**

---

Les chapitres 2 et 3 ont détaillé la conception des différents circuits permettant de réaliser un démonstrateur d'émetteur et de récepteur ultra large bande en gamme millimétrique. Au regard des résultats obtenus, il est possible de réaliser un émetteur et un récepteur totalement intégrés sur une seule puce chacun.

Toutefois avant de réaliser ces deux fonctions, il est nécessaire d'étudier l'influence sur la transmission de données du rapport signal à bruit qui avait été fixé dans le premier chapitre.

Ce chapitre sera divisé en deux grands thèmes :

- Etude système de la chaîne de transmission ;
- Caractérisation de l'émetteur et du récepteur intégrés ultra large bande.

## 1. Etude système

Tout système de communication consiste en l'émission puis la réception de données transmises sous la forme de symbole binaire, c'est-à-dire 0 et 1, en effet tout signal numérique doit être converti en signal analogique et le récepteur doit permettre de transcrire ce signal analogique en signal numérique. Dans le cas idéal, le signal numérique reçu doit être exactement identique au signal émis, ce qui n'est pas représentatif de la réalité. Il est alors nécessaire de déterminer la probabilité d'erreur de tout système de communication, qui représente un des paramètres de performance de la transmission. La probabilité qu'une donnée binaire soit correctement reçue sans erreur est appelée taux d'erreur binaire (TEB), défini par l'équation (4.1).

$$TEB = \frac{\text{Nombre de données binaires erronées}}{\text{Nombre de données binaires reçues}} \quad (4.1)$$

Toutes les imperfections du système, le bruit de la chaîne d'émission réception et les propriétés du canal peuvent altérer les données transmises. Le TEB déterminent la qualité de la liaison sans fil. Une simulation du système a donc été réalisée ce qui nous a permis de déterminer un TEB d'environ  $10^{-4}$  pour un rapport signal à bruit de 10 dB, ce qui reflète une liaison de bonne qualité.

## 2. Intégration de l'émetteur

Comme détaillé dans le deuxième chapitre, l'émetteur est composé des éléments suivants :

- un oscillateur 60 GHz suivi d'un atténuateur en PI ;
- un générateur d'impulsion ;
- un commutateur à trois étages d'émetteur commun ;
- un amplificateur moyenne puissance à trois étages d'émetteur commun.

Ces différents éléments ont été présentés (simulation et/ou caractérisation en ce qui concerne l'amplificateur et le commutateur) dans le deuxième chapitre. L'objectif des travaux était de concevoir un émetteur totalement intégré sur Silicium. Pour réaliser ce circuit, l'entrée et la sortie des différentes fonctions (détaillées dans le chapitre deux) ont alors été optimisées en raison de l'absence des plots RF d'entrée-sortie entre les fonctions.

Une photographie de l'émetteur est présentée figure 4.1.

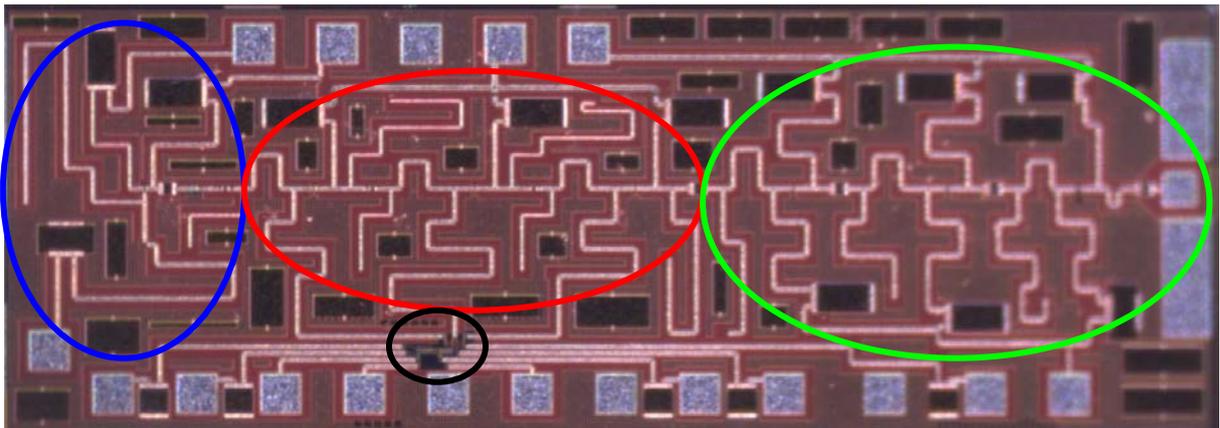


Figure 4.1 : Photographie de l'émetteur intégré sur Silicium (○ oscillateur – ○ générateur d'impulsion – ○ commutateur – ○ amplificateur)

Le circuit présenté figure 4.1 présente un encombrement de  $1,5 \text{ mm}^2$  ( $2,03 \times 0,75 \text{ mm}^2$ ) et une consommation d'environ 90 mW en dynamique.

La caractérisation de l'émetteur nécessite une intégration en boîtier puisque nous ne disposons pas de cartes à pointes DC ayant suffisamment d'aiguilles. Le boîtier de l'émetteur est présenté figure 4.2. Le montage en boîtier a été réalisé pour permettre une première caractérisation est réalisée sous pointe afin de s'affranchir d'éventuel impact lié à la connectique, à savoir des fils d'or, une alumine et un connecteur V. L'accès RF est donc réalisé via des pointes hyperfréquences.

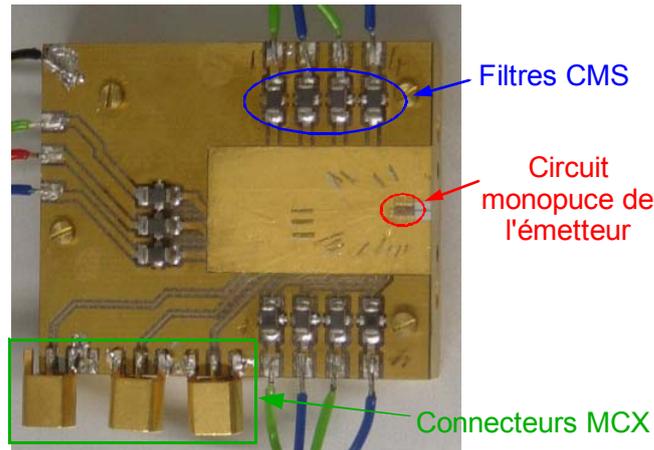


Figure 4.2 : Mise en boîtier de l'émetteur

La figure 4.2 montre l'utilisation de connecteur de type MCX afin d'appliquer les signaux non continus (à savoir, l'horloge, les données et le code *PN* du générateur d'impulsion) sur le circuit tout en ayant des temps de montée les meilleurs possibles.

Le banc de caractérisation de l'émetteur est présenté figure 4.3. Nous disposons d'un générateur de signaux Tektronix DTG 5334, d'un oscilloscope Agilent Infiniium DCA-J 86118A (50-70 GHz) et d'un analyseur de spectre Agilent 8565EC équipé d'un préselecteur.

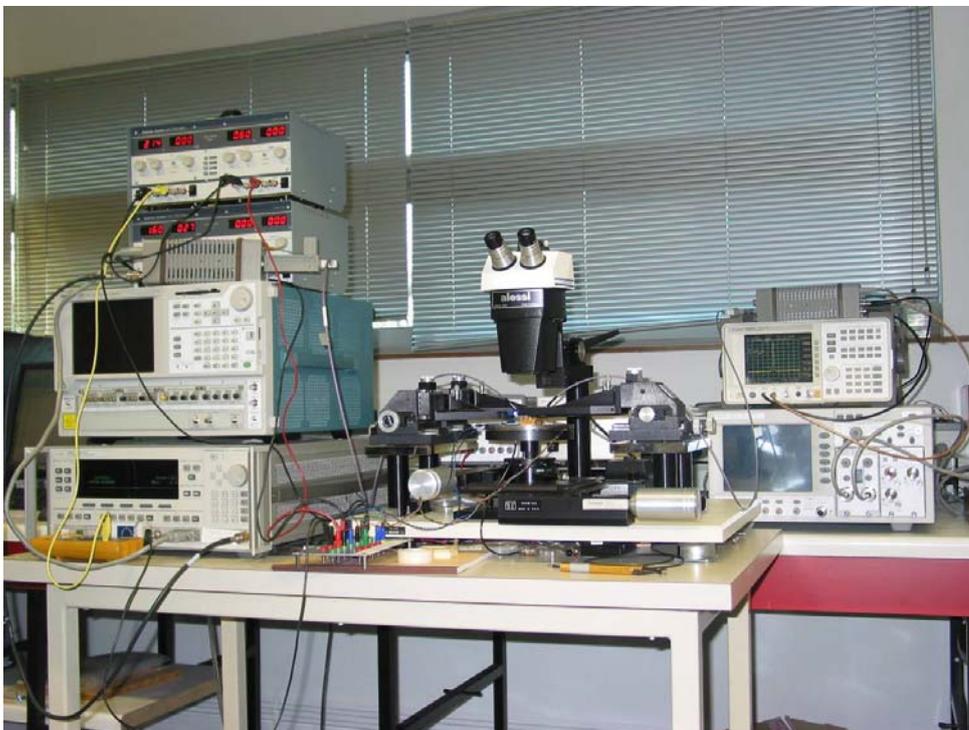


Figure 4.3 : Banc de caractérisation de l'émetteur

La caractérisation temporelle de l'émetteur est présentée figure 4.4.

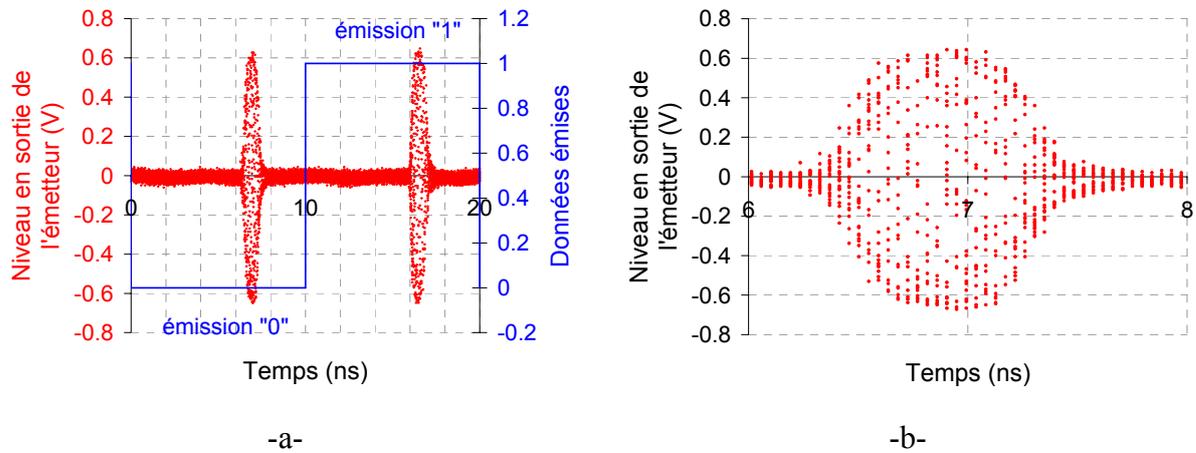


Figure 4.4 : Signal en sortie de l'émetteur intégré sur Silicium

La figure 4.4 montre le signal en sortie de l'émetteur. Nous observons ici l'enveloppe du signal puisque l'oscilloscope est uniquement synchronisé avec le signal d'horloge du générateur d'impulsion sans être synchronisé avec l'oscillateur interne de l'émetteur.

La figure 4.4a présente l'émission d'un bit « 0 » puis d'un bit « 1 ». Nous observons le décalage temporel dû à la modulation *PPM*,  $\delta_{PPM}$ , dans ce cas précis, il est d'environ 450 ps. Ce paramètre est variable et peut être réglé au niveau du générateur d'impulsion et plus précisément du niveau de l'état haut et de l'état bas des données en entrée.

De la figure 4.4b, nous pouvons déduire les caractéristiques des impulsions en sortie de l'émetteur soit :

- largeur d'impulsion : 900 ps ;
- temps de montée (déterminé entre 10 % et 90 % de la valeur crête) : 370 ps ;
- niveau crête de l'impulsion : 0,620 V soit 8,8 dBm.

Le spectre de ce signal est présenté figure 4.5. Il représente l'émission successive d'un « 0 » puis d'un « 1 » toutes les 20 ns, sachant que la période des données est de 10 ns.

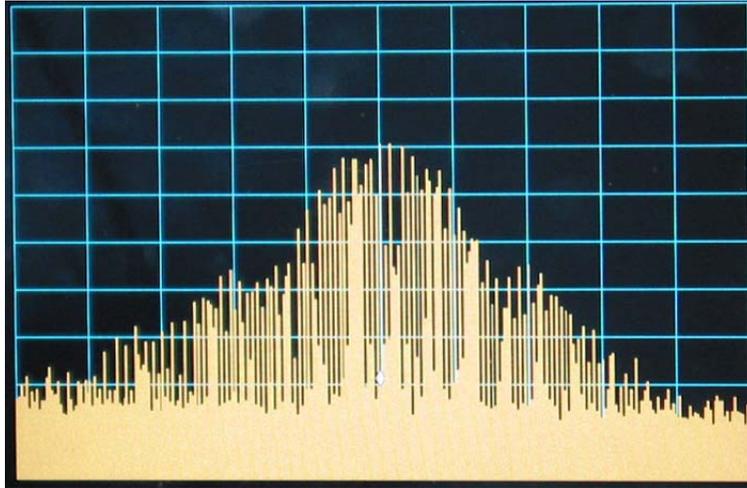


Figure 4.5 : Spectre du signal en sortie de l'émetteur

(Span = 7 GHz – Center = 56,6 GHz – RefLevel = - 10 dBm – 5 dB/div –  $R_{BW} = 1 \text{ MHz}$  –  $V_{BW} = 1 \text{ MHz}$ )

Le signal présenté figure 4.5 est atténué de 7 dB par rapport au plan de sortie de l'émetteur en raison des pertes du câble RF et de la pointe hyperfréquence. Le générateur d'impulsion conçu permet également d'intégrer la notion d'accès multiple via le code *PN*. La figure 4.6 montre l'impact de ce code sur le spectre en sortie de l'émetteur. Cette figure représente l'émission d'une alternance successive de « 0 » et de « 1 » avec le code *PN* suivant : 1-0-2-1.

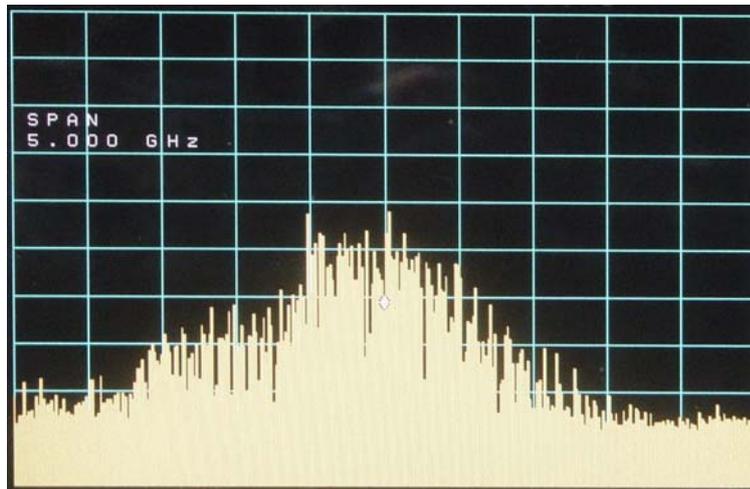


Figure 4.6 : Spectre du signal en sortie de l'émetteur

(Span = 5 GHz – Center = 56,7 GHz – RefLevel = - 20 dBm – 5 dB/div –  $R_{BW} = 100 \text{ kHz}$  –  $V_{BW} = 100 \text{ kHz}$ )

La comparaison des figures 4.5 et 4.6 permet d'observer l'impact spectral de la technique d'accès multiple par saut temporel. Ainsi le spectre est atténué d'environ 15 dB et devient

totalemment aléatoire contrairement au spectre présenté figure 4.5 où la fréquence d'apparition des raies est de 100 MHz (une impulsion toutes les 10 ns).

Nous avons également observé l'influence du décalage temporel entre un bit « 0 » et un bit « 1 ». Ceci est présenté figure 4.7. La trame de données et le code *PN* sont identiques aux précédents.

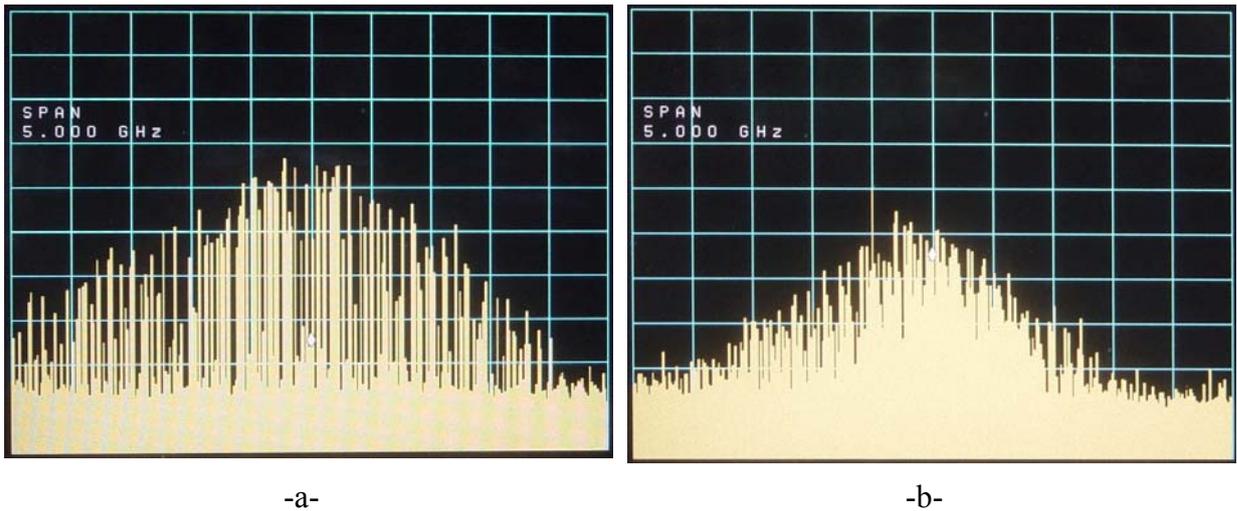


Figure 4.7 : Spectre du signal en sortie de l'émetteur pour un décalage temporel des impulsions d'environ 1 ns (a : modulation PPM – b : modulation PPM et Time Hopping)  
(Center = 56,7 GHz – RefLevel = - 20 dBm – 5 dB/div –  $R_{BW}$  = 100 kHz –  $V_{BW}$  = 100 kHz)

La comparaison entre les figures 4.5 et 4.7a montre l'influence de  $\delta_{PPM}$  sur le spectre du signal émis. Nous observons ainsi que l'augmentation du décalage temporel réduit la périodicité du spectre du signal.

Les résultats obtenus sur l'émetteur sont en phase avec les études présentées dans le premier chapitre :

- la largeur d'impulsion, fixée à 537 ps en simulation (chapitre 1 paragraphe 4.2), est directement liée à la valeur d'une capacité *varactor* qui est elle liée aux tolérances de fabrication ;
- la puissance de sortie de l'émetteur est de 1 dB inférieure à celle fixée dans l'étude système (chapitre 1 paragraphe 4.3).

Afin d'évaluer les performances de notre système, nous présentons dans le tableau 4.1 :

- une comparaison à modulation identique entre :
  - un émetteur sur filière III-V
  - un émetteur sur filière Silicium
- une comparaison à filière technologique équivalente entre :
  - un émetteur pour système impulsif
  - un émetteur pour système multiporteuses

Les émetteurs présentés dans [1] et [2] sont actuellement à l'état de l'art des émetteurs ULB à 60 GHz.

Filière technologique	(1) <i>pHEMT</i> ED02AH* (2) <i>pHEMT</i> D01PH† AsGa OMMIC	<i>BiCMOS</i> SiGe:C 0,13µm STMicroelectronics	<i>BiCMOS</i> SiGe 0,13µm IBM
Référence	[1]	Ce travail	[2]
Ft	(1) 60 GHz (2) 100 GHz	160 GHz	200 GHz
Fmax	(1) 120 GHz (2) 180 GHz	160 GHz	250 GHz
Modulation	<i>PPM</i>	<i>PPM</i>	<i>OFDM/QAM</i>
Puissance de sortie	Psat = 10 dBm	Psat = 9 dBm	OIP1 = 10-12 dBm
Consommation Tx	940 mW	90 mW	800 mW
Encombrement Tx	7,2 mm <sup>2</sup> (émetteur non intégré)	1,6 mm <sup>2</sup> (2 x 0,8 mm <sup>2</sup> )	6,4 mm <sup>2</sup> (4 x 1,6 mm <sup>2</sup> )

\*Filière ED02AH utilisée pour la conception du générateur d'impulsions

† Filière D01PH utilisée pour la conception des fonctions millimétriques

Tableau 4.1 : Comparaison d'émetteurs 60 GHz

La comparaison entre les deux systèmes de topologie ([1] et notre travail) identique mais de filières technologiques différentes montre qu'un système conçu sur silicium peut égaler la puissance en sortie de l'émetteur tout en réduisant de manière drastique l'encombrement et la consommation de cette fonction.

A technologie équivalente ([2] et notre travail), nous pouvons observer que le type de système que nous avons réalisé, plus précisément impulsif, nous permet également de réduire la consommation et l'encombrement de l'émetteur.

### 3. Intégration du récepteur

De même que pour l'émetteur, la partie millimétrique du récepteur a également été intégrée. Le récepteur est composé des deux éléments suivants :

- un amplificateur faible bruit composé de six étages d'émetteur commun ;
- un détecteur millimétrique.

Ces deux fonctions sont identiques à celles présentées dans le chapitre 3 sauf en ce qui concerne l'adaptation de sortie de l'amplificateur et celle d'entrée du détecteur. En effet, les circuits isolés prenaient en compte les effets des plots d'entrée sortie. Une photographie du récepteur est présentée figure 4.8. Il présente un encombrement d'environ 1,9 mm<sup>2</sup>.

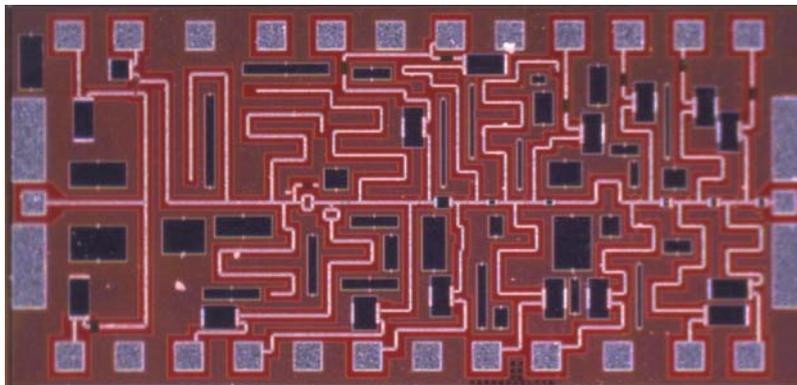


Figure 4.8 : Photographie du récepteur intégré sur Silicium

Afin de caractériser le récepteur, nous avons utilisé un émetteur 60 GHz conçu en technologie III-V. Le signal obtenu en sortie de cet émetteur est présenté figure 4.9a. Ce dernier étant « connectorisé » côté RF contrairement à l'émetteur Silicium, il est possible d'appliquer son signal directement en entrée du récepteur. Le schéma du banc est détaillé figure 4.9a.

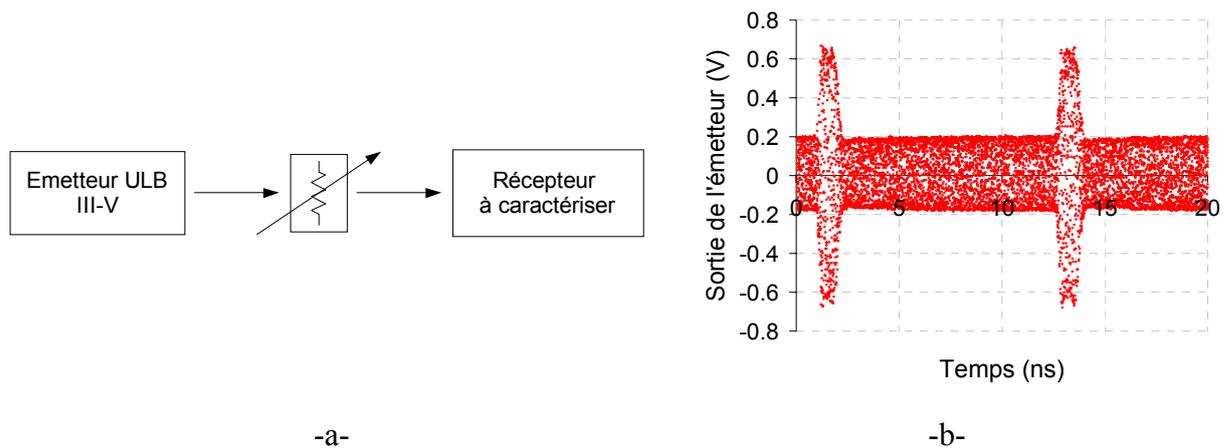


Figure 4.9 : Croquis du banc de caractérisation du récepteur (a) – Signal en sortie de l'émetteur III-V (b)

Le niveau du signal en sortie de l'émetteur a un niveau d'environ 9,5 dBm en sortie. Via un atténuateur millimétrique, nous pouvons observer le signal en sortie du récepteur pour différentes puissances en entrée. Ces résultats sont présentés sur la figure 4.10.

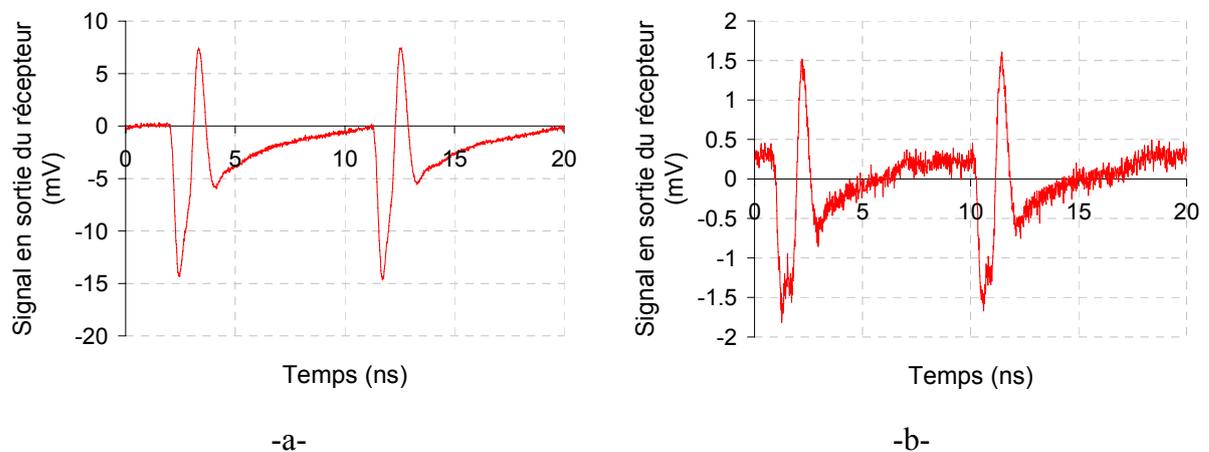


Figure 4.10 : Signal temporel en sortie du récepteur (a : Puissance de -38 dBm en entrée - b : Puissance de -48 dBm en entrée)

La figure 4.10 décrit le signal temporel en sortie du récepteur pour deux niveaux de puissances différentes. De même que lors de la caractérisation du détecteur, nous observons une oscillation parasite sur le signal due à l'amplificateur bande de base en sortie du détecteur d'enveloppe. Cette oscillation est liée au découplage de la polarisation négative de l'émetteur de l'amplificateur. Lors de la simulation du détecteur, nous avons sous-estimé la longueur de

ce fil d'or et de ce fait la valeur de l'inductance engendrée par ce fil. Nous n'avons pu améliorer ces oscillations en ajoutant une capacité, comme dans le cas du détecteur, pour des raisons d'encombrement et plus exactement de taille de capacité MIM.

L'évolution du niveau du signal en sortie du récepteur en fonction de la puissance du signal en entrée est présentée figure 4.11.

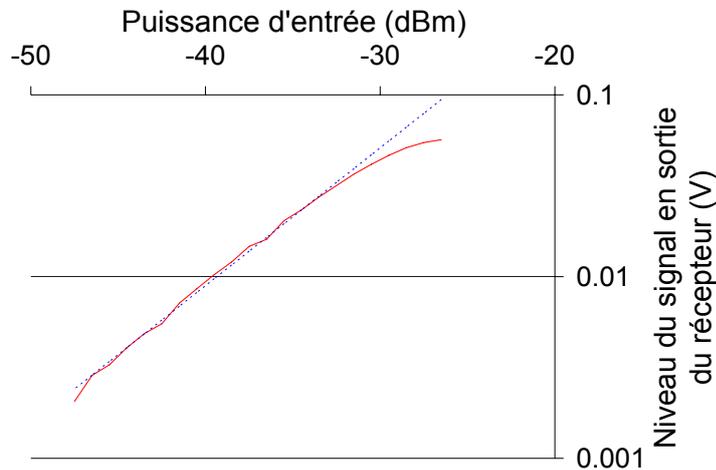


Figure 4.11 : Evolution du niveau de signal en sortie du récepteur

D'après la figure 4.11, pour un signal d'entrée de -40,5 dBm, le niveau crête du signal détecté en sortie est de 8,6 mV.

Dans le cadre de notre étude, pour recevoir le signal à 10 m de l'émetteur, le signal en entrée de l'amplificateur est de -63 dBm. L'extrapolation de la courbe présentée figure 4.11 nous permet de déterminer le niveau du signal détecté, à savoir 0,16 mV. De même que lors de la caractérisation du détecteur décrit dans le chapitre 3 paragraphe 2.2.3, la sensibilité du détecteur mesurée est inférieure à celle obtenue en simulation.

Si l'on souhaite obtenir une sensibilité de 1 mV comme attendu par notre cahier des charges système, défini dans le chapitre 1 paragraphe 4.3, deux possibilités s'offrent à nous :

- réaliser une liaison avec un rapport signal à bruit plus faible ;
- réduire la portée à environ 3 m.

Afin d'évaluer les performances du récepteur conçu, nous présentons dans le tableau 4.2 :

- une comparaison à modulation identique entre :
  - un récepteur sur filière III-V
  - un récepteur sur filière Silicium
- une comparaison à filière technologique équivalente entre :
  - un récepteur pour système impulsionnel
  - un récepteur pour système multiporteuses

Filière technologique	1. <i>pHEMT</i> ED02AH* 2. <i>pHEMT</i> D01PH† AsGa OMMIC	<i>BiCMOS</i> SiGe:C 0,13µm STMicroelectronics	<i>BiCMOS</i> SiGe 0,13µm IBM
Référence	[1]	Ce travail	[2]
Ft	(1) 60 GHz (2) 100 GHz	160 GHz	200 GHz
Fmax	(1) 120 GHz (2) 180 GHz	160 GHz	250 GHz
Modulation	<i>PPM</i>	<i>PPM</i>	<i>OFDM/QAM</i>
Facteur de bruit	6,5 dB	6,3 dB simulé 8,65 dB mesuré	6 dB
Consommation Rx	590 mW	460 mW	500 mW
Encombrement Rx	5,7 mm <sup>2</sup> (récepteur non intégré)	1,9 mm <sup>2</sup> (2 x 0,95 mm <sup>2</sup> )	5,8 mm <sup>2</sup> (3,4 x 1,7 mm <sup>2</sup> )

\*Filière ED02AH utilisée pour la conception du générateur d'impulsions

† Filière D01PH utilisée pour la conception des fonctions millimétriques

Tableau 4.2 : Comparaison de récepteurs 60 GHz

Les trois chaînes de réception présentées dans le tableau 4.2 montrent un facteur de bruit simulé quasiment identique.

Nous pouvons également conclure que notre récepteur présente de meilleures performances au niveau de l'encombrement et de la consommation par rapport aux récepteurs détaillés dans [1] et [2].

## CONCLUSION – CHAPITRE 4

---

Ce chapitre a décrit l'intégration d'un émetteur et d'un récepteur ultra large bande utilisant une modulation par position d'impulsion et une technique d'accès multiple à saut temporel.

Les différents résultats obtenus lors de la caractérisation de l'émetteur et du récepteur intégrés concordent avec ceux présentés dans le deuxième et le troisième chapitre de ce manuscrit, à savoir,

- la puissance en sortie de la chaîne d'émission est de 8,8 dBm ce qui correspond aux erreurs de mesure près à la puissance de saturation obtenue lors de la caractérisation en puissance de l'amplificateur ;
- le niveau de signal en sortie de la chaîne de réception est de 2,1 mV pour une puissance en entrée de -47,5 dBm. Au cours du chapitre 3, nous avons caractérisé les blocs du récepteur. Nous avons obtenu d'une part le gain de l'amplificateur, soit 29 dB, la puissance en entrée du détecteur est alors de -18,5 dBm et d'autre part la sensibilité du détecteur, soit  $2\text{mV}/\mu\text{w}$  (ce qui correspond à 2,8 mV en sortie pour une puissance d'entrée de -18,5 dBm).

Les mesures temporelles et fréquentielles en sortie de l'émetteur nous permettent de valider les simulations de l'oscillateur et du générateur d'impulsions présentées dans le chapitre 2. Nous observons tout de même un décalage de la fréquence de fonctionnement de l'oscillateur, mais celle-ci reste dans la gamme de fréquence obtenue en considérant la tolérance de la capacité MIM de la résistance négative.

Ces réalisations de récepteur et émetteur intégrés démontrent la faisabilité de notre système décrit dans le chapitre 1 dans une technologie Silicium. Toutefois la sensibilité du détecteur réduite par les oscillations de l'amplificateur DC ne nous a pas permis de tester un bilan de liaison.

## **BIBLIOGRAPHIE – CHAPITRE 4**

---

- [1] N. Deparis, « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », Thèse de doctorat, Université de Lille1, Mars 2007
- [2] S.K. Reynolds, « A Silicon 60-GHz Receiver and Transmitter Chipset for Broadband Communications », IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 41, N°12, Dec. 2006, pp.156-167





---

## CONCLUSION & PERSPECTIVES

---

L'objectif de ces travaux était d'étudier la faisabilité d'un émetteur récepteur ultra large bande en gamme millimétrique destiné à une application pour les futurs réseaux sans-fil intra-bâtiments ayant une portée de 10 m. Le regain d'intérêt pour les systèmes ULB est né suite à la législation de ce type de communication dans la bande [3,1 - 10,6] GHz aux Etats-Unis au début des années 2000. Cette normalisation nous astreint à respecter un gabarit de puissance très restrictif. Une des solutions envisagées consiste à transposer le signal ULB autour de 60 GHz, fréquence autour de laquelle une bande a été allouée pour le type d'application que nous visons.

Au début de nos travaux, nous nous étions fixés un cahier des charges imposant de concevoir un système peu complexe, peu coûteux et faible consommation.

Dans le premier chapitre, nous avons étudié l'intérêt de transposer le signal en gamme millimétrique, notamment en terme d'encombrement et de bande de fréquence disponible. Ce type de système a divisé la communauté scientifique en deux écoles, à savoir l'impulsionnel et les multi-porteuses. Les systèmes *OFDM* offrent un intérêt majeur quant à l'occupation spectrale qu'ils impactent. Cependant ils engendrent des problèmes liés au bruit de phase des oscillateurs millimétriques et aux pics de puissance pouvant être générés. Pour ces différentes raisons, nous avons arrêté notre choix sur un système de type impulsionnel utilisant une modulation par position d'impulsion et une technique d'accès multiples à saut temporel, nécessaire pour gérer la présence de plusieurs utilisateurs simultanés. Les caractéristiques de la transmission étant fixés, nous avons pu proposer l'architecture du système et définir les performances à obtenir sur les circuits silicium à concevoir.

Le deuxième chapitre est consacré à la conception voire la caractérisation des blocs millimétriques nécessaires à la réalisation de l'émetteur. Les différents circuits vont exploiter le potentiel de la technologie *BiCMOS SiGe:C* 0,13 $\mu$ m. Cette filière met à disposition deux types de transistor, les transistors bipolaires à hétérojonction et les *MOSFET*. La conception de l'émetteur nécessite le développement de fonctions analogiques (oscillateur, commutateur et amplificateur), à base de *HBT*, et d'une fonction numérique (générateur d'impulsions), conçu en utilisant les *MOSFET* disponibles dans cette filière.

Lors de la conception d'un circuit millimétrique sur une technologie silicium, les pertes dans les passifs représentent l'inconvénient majeur. Nous avons donc privilégié l'adaptation des circuits via les lignes de polarisation, ie une ligne parallèle et non une ligne série. Cette

méthodologie permet d'une part de minimiser les pertes liées à l'adaptation passive et d'autre part de réduire l'encombrement des circuits. Les performances obtenues sur les blocs de la chaîne d'émission répondent aux performances système définies dans le premier chapitre. Ceci nous permet de valider l'utilisation de la technologie *BiCMOS* SiGe:C 0,13 $\mu$ m pour le développement d'un émetteur millimétrique.

Le troisième chapitre décrit quant à lui la conception de la partie millimétrique de la chaîne de réception, à savoir l'amplificateur faible bruit puis le détecteur d'enveloppe. La mesure du facteur de bruit de l'amplificateur est déterminante quant à la qualité de la transmission. Le modèle de bruit du composant ayant été validé jusqu'à 40 GHz au cours de précédents travaux, nous avons pu étendre cette validation à 60 GHz. Les résultats obtenus sur l'amplificateur sont en accord avec les spécifications système déterminées dans le premier chapitre. Lors de la caractérisation du récepteur, nous avons observé un problème d'oscillation lié à la méthode de polarisation de l'amplificateur bande de base. De ce fait les performances obtenues sur cet étage sont en dessous de celle des simulations. Concernant la démodulation, nous proposons d'utiliser un corrélateur fréquentiel à base de filtre adapté.

Le dernier chapitre de ce manuscrit détaille les performances obtenues sur la chaîne d'émission et de réception. Les résultats obtenus respectent le cahier des charges que nous nous étions fixés, hormis l'amplificateur bande base du récepteur qui présente des problèmes d'oscillation et de ce fait détériore la sensibilité du détecteur. Ce dernier point pourrait être amélioré lors d'un nouveau lancement de conception de circuit.

Nous avons ainsi montré qu'il était possible de réaliser une chaîne d'émission et de réception à modulation *PPM* en technologie silicium. L'émetteur que nous avons conçu présente une consommation quasiment dix fois plus faible et un encombrement divisé par quatre par rapport aux deux émetteurs à l'état de l'art présentés dans le chapitre 4.

Le récepteur semble également prometteur. L'encombrement est diminué d'un facteur trois par rapport à deux autres récepteurs situés à l'état de l'art des systèmes ULB à 60 GHz. Il est également envisageable de réduire la consommation de cette fonction notamment au niveau de l'amplificateur bande de base situé en sortie du détecteur.

Ces travaux offrent plusieurs perspectives, à savoir :

- le développement d'autres systèmes millimétriques en technologie silicium, tel que le radar anti-collision fonctionnant autour de 80 GHz.
- une intégration complète de l'émetteur récepteur avec les antennes et l'interface matérielle-logiciel. Ceci pourra être effectué soit sur une seule puce soit en intégration hétérogène. Cette intégration nécessite le développement d'antennes sur silicium et l'étude de l'encapsulation du système.

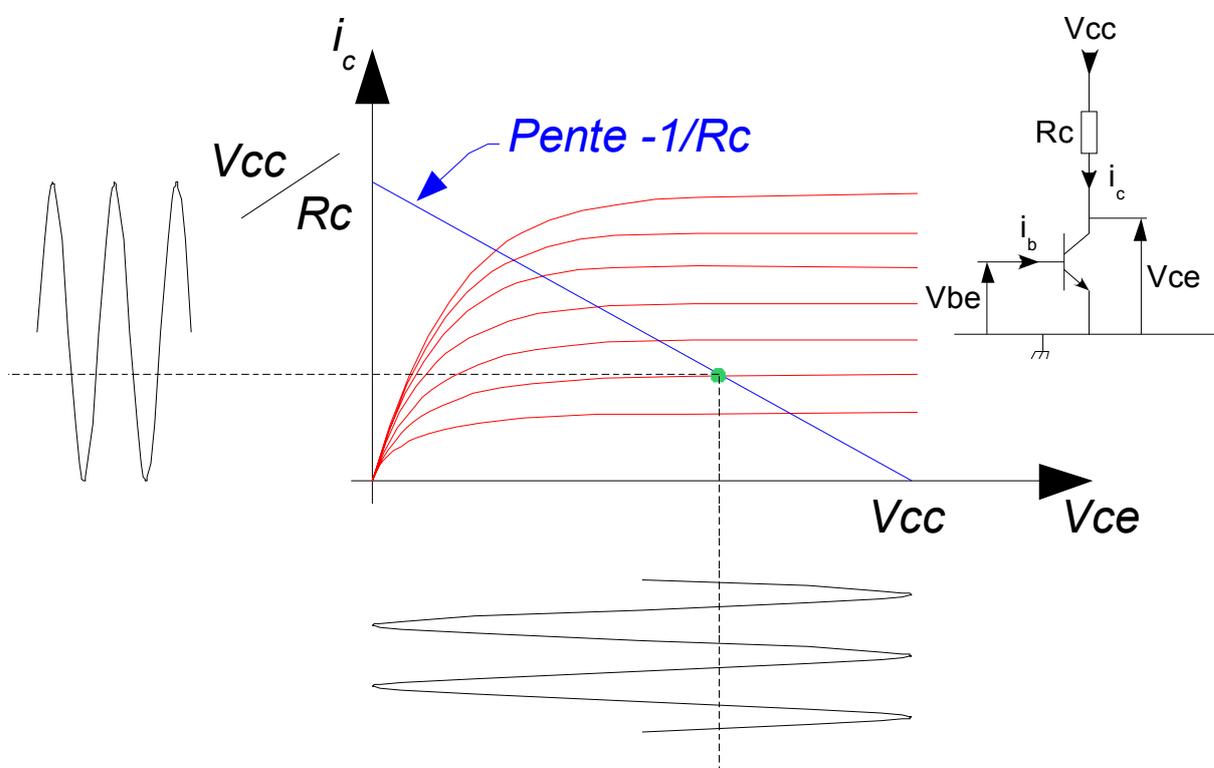
Ces perspectives sont en cours d'étude à l'IEMN au sein de la fédération de recherche IRCICA.



## ANNEXE 1 : DEFINITION DES DIFFERENTES CLASSE DE FONCTIONNEMENT

La classe de fonctionnement d'un amplificateur (A, B, C ou AB) est déterminée en fonction du point de polarisation du transistor. Ainsi il est d'abord nécessaire de tracer le réseau de caractéristique et la droite de charge statique d'un transistor (figure A.1).

Dans le cas d'un montage en émetteur commun, la pente de la droite de charge est donnée par la résistance de charge  $R_c$  et les intersections avec l'axe des ordonnées et des abscisses correspondent respectivement au courant de repos de la base et à la tension de polarisation de l'étage.



*Figure A.1 : Schéma des caractéristiques d'un transistor et forme d'onde pour un point de polarisation arbitraire*

La définition des points de polarisation de chacune des classes de fonctionnement est représentée figure A.2

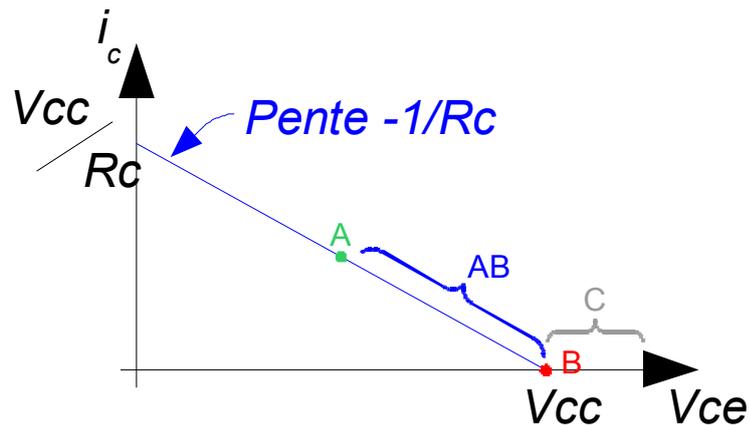


Figure A.2 : Point de fonctionnement des différentes classes

Ainsi en fonction du point de polarisation choisi, le transistor conduit uniquement pendant un cycle réduit de sa période. Ceci permet de définir l'angle de conduction  $\alpha$ . Il correspond au rapport entre la durée durant laquelle le transistor est passant et la période du signal. L'angle de conduction est représenté figure A.3.

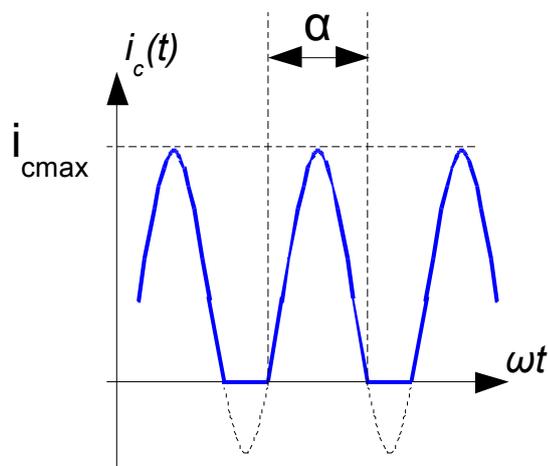


Figure A.3 : Définition de l'angle de conduction

Classe	Angle de conduction $\alpha$
A	$2\pi$
B	$\pi$
C	$0 < \alpha < \pi$
AB	$\pi < \alpha < 2\pi$

Tableau A.1 : Angle de conduction en fonction de la classe de fonctionnement

## Influence de la classe de fonctionnement sur la linéarité

La variation de l'angle de conduction influe sur la linéarité de l'amplificateur de puissance. Il est alors intéressant d'étudier l'évolution du courant de collecteur des différentes harmoniques en fonction de cet angle pour déterminer l'impact de la classe de fonctionnement sur la linéarité de l'amplificateur.

Le courant de collecteur peut donc être décrit à partir d'une fonction cosinus. L'équation ci-dessous représente le courant de collecteur :

$$I_c(\theta) = I_p - (I_{cmax} - I_p) \cos(\theta), \quad \theta \in \left[-\frac{\alpha}{2}, \frac{\alpha}{2}\right] \text{ mod } 2\pi \quad (\text{A.1})$$

avec  $I_p$  le courant de polarisation au point de repos

$$I_c(\pm\frac{\alpha}{2}) = 0 \text{ d'où } \cos(\pm\frac{\alpha}{2}) = \frac{I_p}{I_{cmax} - I_p} \quad (\text{A.2})$$

L'équation (A.1) peut donc également se mettre sous la forme suivante :

$$I_c(\theta) = \frac{I_{cmax}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \left( \cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}) \right) \quad (\text{A.3})$$

Cette équation est en fait une fonction paire. Les coefficients de la série de Fourier qui lui est associée sont les suivants :

- le courant continu

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{cmax}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \left( \cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}) \right) d\theta \quad (\text{A.4})$$

$$I_{dc} = \frac{I_{cmax}}{2\pi} \frac{2 \sin(\frac{\alpha}{2}) - \alpha \cos(\frac{\alpha}{2})}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \quad (\text{A.5})$$

- l'amplitude du courant de la  $n^{\text{ième}}$  harmonique

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\alpha/2}^{\alpha/2} \frac{I_{cmax}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \left( \cos(\theta) - \cos(\frac{\alpha}{2}) \right) \cos(n\theta) d\theta \quad (\text{A.6})$$

$$\text{d'où } I_1 = \frac{1}{2\pi} \frac{I_{cmax}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} (\alpha - \sin(\alpha)) \quad (\text{A.7})$$

$$\text{et } I_n = \frac{1}{\pi} \frac{I_{cmax}}{1 - \cos(\frac{\alpha}{2})} \left( \frac{\sin((n-1)\frac{\alpha}{2})}{n(n-1)} - \frac{\sin((n+1)\frac{\alpha}{2})}{n(n+1)} \right) \text{ avec } n \in \mathbb{N}^+ \setminus \{0, 1\}$$

Les graphiques des équations (A.4) et (A.6) sont représentés ci-dessous. Ils montrent l'évolution du courant de collecteur continu de l'élément actif ainsi que l'évolution de ce courant pour le fondamental et différentes harmoniques.

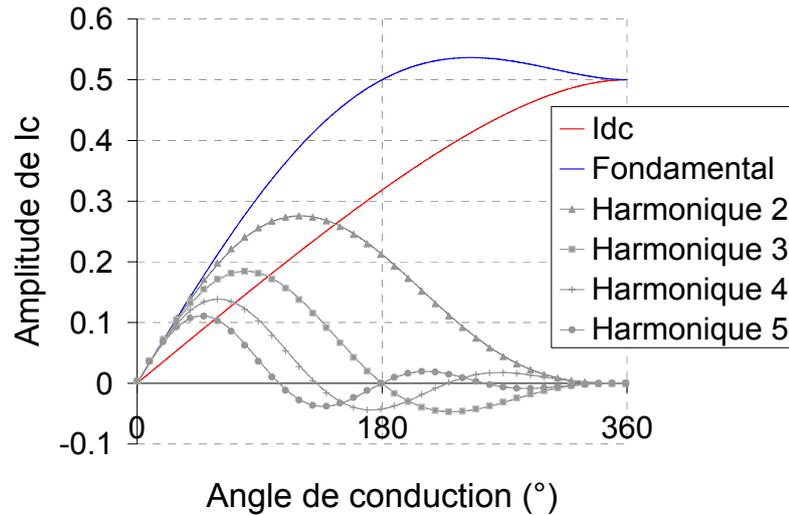


Figure A.4 : Evolution de la composante continue, du fondamental et des harmoniques en fonction de l'angle de conduction

Le courant du fondamental est maximal pour la plage d'angle de conduction de  $[\pi, 2\pi]$  (correspond à la classe de fonctionnement AB). Le gain d'un amplificateur est lié à la transconductance, elle-même liée au courant. Ainsi une augmentation du courant du fondamental implique une augmentation du gain.

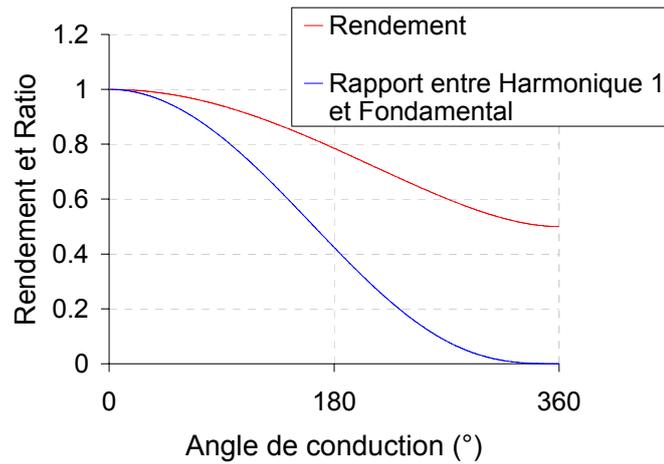
Le graphe présenté figure A.4 montre également qu'un fonctionnement en classe A est optimal pour la linéarité de l'amplificateur.

### Influence de la classe de fonctionnement sur le rendement théorique

Le rendement théorique des différentes classes défini par l'équation (2.3) du chapitre 2 peut également s'écrire comme suit :

$$\eta = \frac{V_{dc} I_1}{2} \times \frac{1}{V_{dc} I_{dc}}, \text{ ie } \eta = \frac{1}{2} \frac{\alpha - \sin(\alpha)}{2 \sin(\alpha/2) - \alpha \cos(\alpha/2)} \quad (\text{A.8})$$

Le graphe ci-dessous représente alors l'évolution du rendement et du rapport entre l'harmonique 1 et le fondamental.



*Figure A.5 : Evolution du rendement et de la non linéarité en fonction de l'angle de conduction*

D'après le graphe présenté figure A.5, le rendement diminue avec l'augmentation de l'angle de conduction de même que l'impact du niveau de l'harmonique 1 sur le fondamental.





*« Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée »*

Durant ces dernières années, les systèmes de télécommunications sans fil grand public ont intégré des circuits en technologie silicium (*BiCMOS*, *CMOS*), grâce à la montée en fréquence des composants actifs de ces technologies (*MOSFETS*, Bipolaires à Hétérojonctions) qui remplacent peu à peu les circuits des filières III-V.

Récemment, les techniques Ultra Large Bande utilisées dans les radars militaires haute puissance ont été étendues à des applications grand public et ont été normalisées aux Etats-Unis pour des bandes de fréquences comprises entre 3 et 10GHz. Dans cette bande de fréquence les architectures d'émetteur et de récepteur sont complexes. La transposition des signaux en gamme millimétrique, plus exactement dans la bande [59-62] GHz, présente de nombreux avantages notamment en terme de simplicité d'architecture système et d'encombrement.

Les transistors de la technologie silicium *BiCMOS* SiGe 0,13  $\mu\text{m}$  atteignent des fréquences de coupure et des fréquences maximales d'oscillation de l'ordre de 160 GHz. Nous avons ainsi conçu puis caractérisé les différents éléments millimétriques de la chaîne d'émission et de réception tels que oscillateur, commutateur, générateur d'impulsions, amplificateur moyenne puissance et faible bruit, détecteur. Les performances obtenues sur ces fonctions étant en accord avec les spécifications système que nous nous étions fixées, un circuit émetteur et un circuit récepteur entièrement intégrés en technologies silicium *BiCMOS* ont été conçus et réalisés. Ces travaux ont permis de démontrer la possibilité d'utiliser ces technologies silicium pour la réalisation de nouveaux systèmes de communication dans le domaine des fréquences millimétriques.

Mots-clés : Circuits pour microondes, dispositifs à ondes millimétriques, MOS Complémentaires, transistors bipolaires, communication ultra large bande, modulation par impulsions, émetteur-récepteur

---

*« Study and feasibility of an Ultra Wideband (UWB) system in millimeter wave range in advanced silicon technology »*

Over the past few years, consumer wireless communication systems have been implemented using silicon technology (*BiCMOS*, *CMOS*). Thanks to the higher operating frequency range of its active components (*MOSFET*, Heterojunction Bipolar Transistors), silicon technologies have replaced III-V technology in wireless communication circuits.

Ultra Wideband technologies, used for high power military radars, were recently extended to consumer applications and normalized over the frequency range from 3 to 10 GHz in the United States of America. Within this range, receiver and transmitter architectures are complex.

Transposition of a baseband UWB signal at 60 GHz, more precisely the 59-62 GHz band, offers many advantages, such as a simpler system architecture and a reduced die area.

SiGe *BiCMOS* 0.13  $\mu\text{m}$  silicon transistors exhibit a cut-off frequency and a maximum oscillation frequency of 160 GHz. We have designed and measured all the different millimeter circuits of the transceiver such as the oscillator, switch, pulse generator, medium power amplifier, low noise amplifier and detector. The results obtained on these blocks are in agreement with the system specifications we had established. A fully integrated transmitter and a fully integrated receiver circuits were designed and realized. The results demonstrate the capability of silicon technologies for the implementation of new communication systems in the millimeter wave range.

Keywords : Microwave circuits, millimeter wave devices, complementary MOS, bipolar transistors, ultra wideband communication, pulse modulation, transmitter-receiver