

N° d'ordre : 41157



UNIVERSITÉ LILLE1

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR N° 72

**Doctorat**  
**Micro et nanotechnologies, acoustique et**  
**télécommunications**

**Contribution à la conception et à la réalisation**  
**d'émetteurs/recepteurs monolithiques 140 GHz**  
**pour réseaux de capteurs sans fil**

**BENSAHLA-TANI Benoît**

**Thèse dirigée par**

ROLLAND Nathalie

Soutenue le 12 septembre 2013

<b>Jury :</b>	DANNEVILLE	François	président du jury
	HIMDI	Mohamed	rapporteur
	MIGLIACCIO	Claire	rapporteur
	DUSSOPT	Laurent	Membre



N° d'ordre : 41157



UNIVERSITÉ LILLE1

ÉCOLE DOCTORALE SCIENCES POUR L'INGÉNIEUR N° 72

**Doctorate**  
**Micro and nanotechnologies, acoustics and**  
**telecommunications**

**Contribution to the design and realization of**  
**transmitters / receivers 140 GHz monolithic for**  
**wireless sensor networks**

**BENSAHLA-TANI Benoît**

**Ph. D. thesis supervised by**

ROLLAND Nathalie

Defended on Thursday 12<sup>th</sup> September, 2013

<b>Jury:</b>	DANNEVILLE	François	President of the jury
	HIMDI	Mohamed	Recorder
	MIGLIACCIO	Claire	Recorder
	DUSSOPT	Laurent	Member





Cette thèse a été préparée à l'IRCICA :



IRCICA

Parc Scientifique de la Haute Borne

50, Avenue Halley

BP 70478

59658 Villeneuve d'Ascq

☎ 03 62 53 15 00

FAX 03 20 71 70 42

✉ secretariat@ircica.univ-lille1.fr

Site <http://www.ircica.univ-lille.fr/>



*Je dédie ce travail  
à ma famille et à mes ami(e)s*



« Le simple est toujours faux. Ce  
qui ne l'est pas est inutilisable. »

---

Paul VALÉRY



# Remerciements

En préambule à ce mémoire, je souhaite adresser mes remerciements aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à son élaboration. Je remercie M. Paul-Alain Rolland, Directeur de l'IRCICA, M. Alain Cappy, Directeur successivement de l'IEMN et de l'IRCICA et M. Lionel Buchaillot, Directeur actuel de l'IEMN pour m'avoir accueilli au sein de ces laboratoires. Je tiens à exprimer ma gratitude à Nathalie Rolland, pour sa gentillesse, sa patience et ses conseils tout au long de cette aventure. Je tiens à remercier le jury d'avoir accepté de juger ce travail et j'exprime toute ma reconnaissance à Claire Migliaccio et Mohamed HIMDI qui m'ont fait l'honneur de rapporter mes travaux.

Je remercie tout mes collègues de l'IEMN et de l'IRCICA, Rhéda, Bernard, Christian, Laurent, Christophe et Christophe, Amhed, Michel, Sylvie, Vanessa, Malek, Farid, Seono, Peggy, etc.

Je remercie particulièrement les aficionados de la salle de calcul, les anciens d'abord, Alexandre Boe, Alexandre, Barbiche, romain, Chen et Hassen, Katarzyna, et bien sur Li, qui m'a supporté deux années entières à coté de lui. Aymeric et Yoan, Kouakou, Thomas, Carlito, Roman, Amal ; il paraît que c'était notre destin. Je remercie également Rémy, maintenant je sais que le métier de thésard, c'est pas une sinécure. Enfin un grand merci à Maryse, toujours souriante, et qui nous manque à tous.

Je remercie enfin ma famille, et Jin, sans qui je serai perdu.





# Table des matières

<b>Table des matières</b>	<b>xiii</b>
<b>Liste des tableaux</b>	<b>xvii</b>
<b>Table des figures</b>	<b>xix</b>
<b>Introduction</b>	<b>1</b>
<b>1 Réseaux de capteurs sans fils en technologie ULB-IR</b>	<b>7</b>
1.1 La technologie Ultra Large Bande . . . . .	7
1.1.1 Historique . . . . .	7
1.1.2 Capacité du canal . . . . .	9
1.1.3 Architecture système . . . . .	11
1.1.4 Les méthodes de modulation en ULB-IR . . . . .	12
1.1.5 Conclusion sur la technologie ULB-IR . . . . .	13
1.2 Influence de l’antenne sur les performances d’une liaison ULB-IR . .	14
1.3 Conclusion . . . . .	17
<b>2 Antennes pour réseaux de capteurs.</b>	<b>19</b>
2.1 Introduction . . . . .	19
2.2 Antennes : Fondamentaux théoriques . . . . .	20
2.2.1 Rayonnement . . . . .	20
2.2.2 Les différentes régions de champ électromagnétique . . . . .	22
2.2.3 Densité de puissance de radiation . . . . .	23

---

2.2.4	Directivité . . . . .	25
2.2.5	Gain . . . . .	26
2.3	Efficacité des antennes . . . . .	27
2.4	Antenne sur circuits intégrés uni-planaires . . . . .	28
2.4.1	Antennes à fentes progressives . . . . .	32
2.4.2	Ligne à fente . . . . .	34
2.4.3	Conditions sur la vitesse de phase de l'onde . . . . .	38
2.4.4	Relation entre le substrat et la vitesse de phase . . . . .	39
2.4.5	Conditions sur l'épaisseur du substrat pour les antennes à fentes progressives . . . . .	41
2.4.6	Gamme de fréquence d'utilisation . . . . .	42
2.4.7	Condition d'adaptation . . . . .	43
2.4.8	Variation des caractéristiques d'une antenne à fente en fonction du type de croissance appliquée . . . . .	46
2.4.9	Transition ligne coplanaire-ligne à fente . . . . .	48
2.4.10	Simulation de transition ligne coplanaire - ligne à fente . . . . .	52
2.5	Résultats de simulation . . . . .	56
2.5.1	Antennes large bande en bande W 70-78 GHz . . . . .	56
2.5.2	Antennes large bande en bande W 80-88 GHz . . . . .	66
2.5.3	Antennes large bande en bande G 130-150 GHz . . . . .	72
2.6	Conception et réalisation d'antennes en bandes W[75-110 GHz] et G[140-220 GHz] . . . . .	78
2.6.1	Réalisation technologique . . . . .	78
2.6.2	Caractérisation expérimentale des antennes large bande en bande W 80-88 GHz . . . . .	82
2.7	Antenne Taper-3 . . . . .	83
2.8	Antenne Taper-2 . . . . .	84
2.9	Positionnement des résultats des antennes développées par rapport à l'état de l'art. . . . .	88
2.10	Conclusion . . . . .	91
<b>3</b>	<b>Émetteur et récepteur faible consommation en bande G</b>	<b>93</b>
3.1	Systèmes de communication . . . . .	93
3.1.1	État de l'art des amplificateurs faible bruit . . . . .	94

3.2	Critères de conception . . . . .	96
3.2.1	Facteur de bruit . . . . .	96
3.3	Stabilité . . . . .	97
3.4	Amplificateur faible bruit . . . . .	99
3.5	Mesure en bande G (140-220 GHz) . . . . .	101
3.5.1	Comparaison simulation et mesure des amplificateurs en technologie D07IH . . . . .	103
3.6	Mesure en bande W (75-110 GHz) des amplificateurs en technologie D07IH . . . . .	105
3.6.1	Comparaison entre simulation et mesure . . . . .	108
3.7	Caractérisation en bruit . . . . .	110
3.8	Nouvelle conception d'amplificateur faible bruit . . . . .	112
3.8.1	amplificateur en montage cascade. . . . .	112
3.8.2	Amplificateur en montage source commune . . . . .	116
3.9	Conclusion . . . . .	119
<b>4</b>	<b>Conclusion générale et perspectives</b>	<b>121</b>
<b>I</b>	<b>Bibliographie et index</b>	<b>123</b>
<b>II</b>	<b>Annexes</b>	<b>135</b>
<b>A</b>	<b>Kit de Calibration TRL</b>	<b>A-1</b>
A.0.1	Méthode de calibration TRL . . . . .	A-1
	Liaison directe - THRU . . . . .	A-1
	Ligne . . . . .	A-2
	Circuit ouvert ( Reflect ) . . . . .	A-2
<b>B</b>	<b>Coefficient de transmission de la transition ligne coplanaire - ligne à fente</b>	<b>B-1</b>
<b>C</b>	<b>Résultats de simulation des transitions ligne coplanaire - ligne à fente.</b>	<b>C-1</b>



# Liste des tableaux

2.1	Comparaison des principales antennes planaires . . . . .	31
2.2	Propriétés des antennes à fente à ondes progressives . . . . .	42
2.3	Conclusion sur l'impédance caractéristique . . . . .	45
2.4	Synthèse des résultats des antennes à 75 GHz . . . . .	61
2.5	Synthèse des résultats des antennes . . . . .	68
2.6	Synthèse des résultats des antennes . . . . .	74
2.7	État de l'art des antennes planaires en bande W et G en terme de dimensions et de directivité pour différentes fréquences et substrats.	90



# Table des figures

1.1	Comparaison des systèmes ULB-IR et à bande étroite. . . . .	9
1.2	Efficacité énergétique du canal en fonction de l'efficacité spectrale. .	11
1.3	Architecture système proposée . . . . .	12
1.4	Synoptique d'une liaison. . . . .	14
1.5	Suppression des multi-trajets par l'utilisation d'antennes directives.	15
1.6	Taux d'Erreur Binaire (TEB) pour différents scénarios d'antennes en fonction du Rapport Signal à Bruit . . . . .	16
2.1	Représentation polaire . . . . .	20
2.2	Plan E et H pour une antenne à fente progressive. . . . .	21
2.3	Représentation linéaire des lobes. . . . .	21
2.4	représentation des zones de rayonnement . . . . .	23
2.5	référence du gain et de la directivité . . . . .	27
2.6	Antenne patch . . . . .	29
2.7	Structure a) antenne Vivaldi (antenne à fente progressive exponen- tielle) b) antenne à fente progressive linéaire) . . . . .	32
2.8	Structure d'une ligne à fente. . . . .	34
2.9	Champs électromagnétiques dans une ligne à fente . . . . .	35
2.10	Vitesse de phase optimale en fonction de la longueur normalisé de l'antenne . . . . .	38
2.11	Partie imaginaire de $\gamma$ en fonction de $W/\lambda_0$ . . . . .	40
2.12	Ratio $c/v$ en fonction de la largeur normalisé de l'antenne. . . . .	40
2.13	$t_{eff}/\lambda_0$ en fonction de la fréquence pour différents substrats. . . . .	43

---

2.14	Partie réelle de l'impédance en fonction de largeur normalisé de l'antenne. . . . .	44
2.15	Évolution de la transition (Taper) pour différents coefficients A & B.	47
2.16	Réduction de la distance d. . . . .	48
2.17	Transition coplanaire-ligne à fente et circuit équivalent. . . . .	49
2.18	Structure de la transition coplanaire - ligne à fente. . . . .	51
2.19	Modèle d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente à 75 GHz. . . . .	53
2.20	Photographie d'une transition coplanaire - ligne à fente réalisée au microscope électronique à balayage. . . . .	54
2.21	Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente à 75 GHz.	55
2.22	Dimensions des antennes à 75 GHz. . . . .	56
2.23	Structure et dimensions des antennes crantées. . . . .	57
2.24	Trois transitions de formes exponentielles différentes. . . . .	58
2.25	Diagramme de rayonnement en trois dimensions. . . . .	59
2.26	coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation). . . . .	60
2.27	S11 en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).	60
2.28	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	62
2.29	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	62
2.30	Diagramme de rayonnement en cross-polarisation(Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	63
2.31	Diagramme de rayonnement en cross-polarisation(Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	63
2.32	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 (simulation). . . . .	64
2.33	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 (simulation). . . . .	64
2.34	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 (simulation). . . . .	65
2.35	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 (simulation). . . . .	65



---

2.36	Coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation). . . . .	66
2.37	S11 en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation). . . . .	67
2.38	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	69
2.39	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	69
2.40	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	70
2.41	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	70
2.42	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	71
2.43	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	71
2.44	Coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation). . . . .	72
2.45	Gain en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation). . . . .	73
2.46	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	74
2.47	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	75
2.48	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	75
2.49	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	76
2.50	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	76
2.51	Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 (simulation). . . . .	77
2.52	Structure des couches technologiques. . . . .	78
2.53	Structure des couches technologiques obtenues au MEB. . . . .	79
2.54	Vue de coté d'une ligne coplanaire. . . . .	79
2.55	Photo MEB : ligne coplanaire. . . . .	80

---

2.56	Problème d'accrochage AsGa-SiO <sub>2</sub> . . . . .	81
2.57	Photographie d'une antenne Taper-3 sur un morceau de substrat. . . . .	82
2.58	Photographie d'une antenne Taper-3 correctement découpée. . . . .	83
2.59	Photographie d'une antenne Taper-2 correctement découpée. . . . .	83
2.60	Taper-3 : S <sub>11</sub> en dB : mesure (rouge), simulation (rouge). . . . .	84
2.61	Taper-2 : S <sub>11</sub> en dB : mesure (rouge), simulation (rouge). . . . .	85
2.62	Taper-2 : S <sub>11</sub> en dB : mesure (rouge), simulation (rouge). . . . .	85
2.63	Taper-2, Mesure avec (rouge) et sans ponts à air (gris). . . . .	86
2.64	Caractérisation du coefficient de transmission entre deux antennes Taper-2. . . . .	86
2.65	Coefficient de transmission entre deux antennes Taper-2. . . . .	87
2.66	Taper-1 : S <sub>11</sub> en dB : mesure (rouge), simulation (rouge). . . . .	88
3.1	Architecture système proposée . . . . .	94
3.2	Schéma d'un système bouclé. . . . .	98
3.3	Structure de l'amplificateur source commune. . . . .	99
3.4	Photographie de l'amplificateur source commune. . . . .	100
3.5	Schéma de montage . . . . .	101
3.6	Paramètres S <sub>11</sub> en dB en fonction de la fréquence. . . . .	102
3.7	Paramètres S <sub>22</sub> en dB en fonction de la fréquence. . . . .	102
3.8	Paramètres S <sub>21</sub> en dB en fonction de la fréquence. . . . .	103
3.9	Comparaison mesure/simulation . . . . .	104
3.10	Comparaison mesure/simulation . . . . .	104
3.11	Comparaison mesure/simulation . . . . .	105
3.12	paramètres S en bande W pour les deux polarisations . . . . .	106
3.13	Puissance de sortie Vs puissance d'entrée à 94 GHz . . . . .	107
3.14	Ps Vs Pin . . . . .	108
3.15	Courbe Ids=f(Vds), simulation(bleu) et mesure(rouge). . . . .	109
3.16	Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée . . . . .	110
3.17	Facteur de bruit en fonction de le fréquence . . . . .	111
3.18	Gain disponible en fonction de la fréquence . . . . .	111
3.19	schéma électrique équivalent du transistor modifié pour l'étude du NDF . . . . .	113
3.20	Structure de l'amplificateur Cascode . . . . .	113

---

3.21	Lay-Out de l'amplificateur Cascode . . . . .	114
3.22	Évolution du NDF en fonction de la fréquence pour un amplificateur Cascode en considérant une capacité de longueur électrique non nulle (Simulation) . . . . .	115
3.23	Évolution du NDF en fonction de la fréquence pour un amplificateur Cascode en considérant une capacité idéale(Simulation) . . . . .	115
3.24	Évolution fréquentielles du Coefficient de transmission, du facteur de bruit pour une capacité de dimension 8*12 um . . . . .	116
3.25	Schéma structurel de l'amplificateur Source commune. . . . .	117
3.26	Layout de l'amplificateur source commune. . . . .	118
3.27	Facteur de Rollet d'un étage de l'amplificateur source commune. . .	118
3.28	Caractéristique de l'amplificateur source commune 4 étages (Simulation) . . . . .	119
B.1	transition schéma équivalent . . . . .	B-1
C.1	Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente fonctionnant de 75 GHz à 120 GHz. . . . .	C-2
C.2	Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente fonctionnant de 111 GHz à 158 GHz. . . . .	C-2



# Introduction

Le domaine des réseaux de capteurs sans fils est en pleine expansion. Leurs applications sont très larges dans de très nombreux domaines tels que les applications militaires, la surveillance de l'environnement, les bâtiments et structures intelligents, le suivi de biens ou de personnes, etc. L'intelligence ambiante, ou internet des objets, trouve son origine dans la révolution imaginée par Mark Weiser [1]. Par opposition à l'informatique traditionnelle, le but est d'insérer des objets communicants dans un milieu afin qu'ils y soient parfaitement intégrés. Cette intégration est aujourd'hui en pleine essor et profite des progrès de l'électronique : développement de systèmes sans fils, réduction des coûts financiers et énergétiques, etc.

Le premier réseau de capteur déployé était à usage militaire et a été développé par l'USAF (United States Air Force) en 1968. Le projet "Igloo White" a été utilisé pour assurer l'automatisation de la collecte d'informations permettant de guider les bombardements lors de la guerre du Vietnam [2]. Au milieu des années 90, le projet Smart Dust [3] a été développé au sein de l'Université de Berkeley. Il a permis de concevoir des nœuds communicants de la taille d'un grain de riz. Depuis, de nombreux projets se sont développés aux États-Unis (CitySense [4] à l'Université d'Harvard, Pico Radio [5] et NEST [6] à l'Université de Berkeley), en Asie (OSOITE) et en Europe avec les projets COST (European Cooperation in Science and Technology) IC 1004 [7] (Cooperative radio Communication for Green Smart Environment) et le CPER (Contrat Plan État Région) "Campus Intelligence Ambiante" [8] dans la région Nord-Pas-de-Calais.

De nombreuses entreprises, des start-up aux multinationales, font le pari de la démocratisation de tels réseaux. Nous pouvons citer l'exemple de start-up de

quelques personnes déployant des réseaux de capteurs servant à automatiser la gestion temps réel des places de parkings dans les grandes métropoles afin de fluidifier le trafic, et de grandes multinationales de la domotique développant des systèmes d'immeubles intelligents, s'adaptant aux modes de vie des habitants, leur offrant un confort accru, capables de gérer leur consommation d'énergie et d'assurer la sécurité des biens et des personnes.

Le déploiement des réseaux de capteurs au cours des années à venir va être orienté vers l'intelligence ambiante, modifiant la façon dont nous interagissons avec notre environnement. L'essor actuel de la technologie RFID est un bon exemple d'un tel développement. L'intégration des objets mobiles communicants avec l'environnement pose des problématiques nouvelles :

- La multiplication des nœuds, des utilisateurs et l'augmentation globale de la communication nécessite l'étude de systèmes multi-utilisateurs, avec des bonnes performances en terme d'interférences et de sécurité accrues.
- L'intelligence ambiante induit également une problématique liée aux communications intra-bâtiments, celles-ci posant des problèmes de multi-trajets et d'évanouissements d'ondes.
- La multiplication des capteurs sans fils nécessite également de concevoir des capteurs à faible coût et à durée de vie très longue dans certaines applications (réseaux de capteurs), donc à très faible consommation.
- Les dimensions des nœuds des réseaux de capteurs doivent être réduites au minimum afin d'assurer une intégration maximale.

Aujourd'hui, la majorité des réseaux de capteurs sans fils utilisent des standards éprouvés :

Le standard 802.11 WLAN (Wireless Local Area Network) de l'IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers) est un réseau permettant de couvrir l'équivalent d'un réseau local de taille moyenne, une entreprise, une maison, ou un espace public comme un aéroport ou un hôtel. Les appareils communicants présents dans la zone de couverture du réseau peuvent communiquer entre eux. Nous pouvons citer quelques exemples très répandus de ce type de réseaux :

- La technologie WiFi(Wireless Fidelity) est fondée sur les standards IEEE 802.11, elle opère dans une bande de fréquence autour de 2.45 GHz. Les débits sont de 11 Mbits/s en 802.11b et de 54 Mbit/s en 802.11g. La portée est de quelques dizaines de mètres. Notons aussi l'existence de la norme 802.11a fonctionnant autour de 5 GHz et permettant un débit de 54 Mbits/s jusqu'à 10 m.
- La norme 802.11n est un standard plus récent.Elle permet d'atteindre un débit théorique de plusieurs centaines de Mbits/s (270 Mbits/s à 2,4 GHz et 300 Mbits/s à 5 GHz). La norme a été ratifiée en septembre 2009. Celle-ci améliore les standards IEEE 802.11a et 802.11b et IEEE 802.11g.

Les réseaux personnels sans fils WPAN (Wireless Personal Area Network) visent les réseaux de faible portée. Ce type de réseau est généralement utilisé pour connecter des périphériques comme des téléphones portables, oreillettes, imprimantes, etc. Nous pouvons citer deux technologies particulièrement utilisées :

- La technologie Bluetooth est basée sur les normes 802.15.1 à 802.15.4. Elle a pour but de simplifier les connexions entre appareils en utilisant une méthode de transmission à courte portée autour de 2.4 GHz. Le débit est de l'ordre de quelques Mbits/s en fonction des versions.
- La technologie ZigBee a le même but que le bluetooth et est basée sur la norme 802.15.4. Utilisant une bande de fréquence autour de 2.4 GHz, elle offre un débit de 250 Kbits/s. Elle supporte également un nombre de nœuds plus important que la technologie bluetooth et semble particulièrement adaptée aux réseaux de capteurs.

Le but de cette thèse est de proposer une architecture système étudiée et optimisée pour des applications dans le domaine de l'Internet des Objets et de réaliser les circuits de communication radio-fréquence. Cette thèse se positionne à la suite des travaux développés au sein du groupe CSAM (Circuits Systèmes et Applications Micro-ondes). Plusieurs thèses se sont concentrées sur les systèmes de communicants, sans fil et réseau de capteurs en gamme millimétrique, notamment :

- La thèse de Nicolas Deparis, soutenue en 2007 [9], focalisé sur les liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants

- La thèse soutenue en 2008 par Marie Devulder [10], visant à démontrer la faisabilité d'un système ULB à 60 GHz en développant des circuits à forte intégration en filière BiCMOS 0.13 um sur un substrat de Silicium.
- La thèse de Ling Jin [11], soutenue en 2010, qui a validé le fonctionnement d'un système ULB-IR à 60 GHz à faible consommation en technologie CMOS 65 nm sur un substrat de Silicium.

Ces travaux ont permis de justifier l'intérêt de l'approche ULB-IR millimétrique pour les applications de réseaux de capteurs. La réalisation d'un oscillateur et d'un amplificateur en bande G [12], ainsi que la réalisation de système de communication à 60 GHz à très faible consommation nous permet d'anticiper l'évolution des systèmes de réseaux de capteurs en technologie ULB-IR et leur montée en fréquence. Nous avons choisi la gamme millimétrique en bande G en travaillant autour de 140 GHz. Plusieurs raisons ont motivé ce choix :

- La bande passante très large et le spectre disponible dans cette gamme de fréquence sans normalisation.
- La faible portée des ondes millimétriques qui permet d'assurer la sécurité et d'obtenir des interférences inter-communication faibles.
- Une longueur d'onde de 2 mm à 150 GHz permet de réaliser un système facilement intégrable, avec des antennes de tailles réduites.

Nous nous intéressons à la conception d'un amplificateur faible bruit en technologie M-HEMT 70 nm sur un substrat d'Arséniure de Gallium et à la conception d'antennes intégrables sur le même substrat afin de réaliser un système émetteur/-récepteur Ultra Large Bande. La réduction de la taille et du coût des capteurs sans fils passe par la miniaturisation et l'intégration des antennes avec les composants analogiques radio-fréquence. Or, si l'utilisation de substrats à permittivité élevée permet la miniaturisation des composants analogiques, il est difficile de concevoir des antennes intégrables sur ce types de substrats avec de bonnes performances.



---

Nous présentons dans ce manuscrit une solution d'antenne sur substrat à permittivité élevée, faible encombrement et présentant de bonnes performances de rayonnement. Ce manuscrit est articulé en trois parties :

- Le premier chapitre présente l'approche système en technologie ULB(Ultra Large Bande, UWB pour Ultra Wide Band en Anglais) impulsionnelle Radio pour les réseaux de capteurs. Nous justifions l'utilisation de l'ULB et présentons ses avantages pour les réseaux de capteurs.
- Le second chapitre se focalise sur l'étude et la conception d'antennes ULB intégrées permettant une amélioration des communications pour l'application visée et une diminution des coûts de fabrication des capteurs. Nous présentons l'étude théorique menant au développement de ces antennes puis présentons les simulations et les caractérisation effectuées au sein de notre laboratoire.
- Le troisième chapitre est quant à lui consacré à la conception et caractérisation des fonctions d'amplifications millimétriques du récepteur.



# Réseaux de capteurs sans fils en technologie ULB-IR

## 1.1 La technologie Ultra Large Bande

Les communications modernes influent grandement sur le mode de vie et l'évolution de la société. Ces changements dans le mode vie entraînent à leur tour des besoins et des marchés nouveaux. Ces transformations constantes induisent un encombrement toujours plus importants des bandes de fréquences utilisées pour transmettre les informations. Face à cet encombrement, la réduction de la largeur de bande nécessaire pour transmettre les informations a été une solution pendant de longues années. Or, depuis quelques décennies, une approche opposée a connu un intérêt croissant. La technologie Ultra Large Bande tend à se démocratiser et de nombreuses études lui sont aujourd'hui consacrées. Nous nous proposons ici de présenter l'historique et la définition de l'ULB.

### 1.1.1 Historique

Alors que le développement de la technique ULB est relativement récent, le concept est quant à lui bien plus ancien. Les premières expériences de radioélectricité, celles de Hertz, furent effectuées à l'aide d'ondes décimétriques. Il s'agissait d'ondes amorties, et le physicien allemand a pu mettre en évidence les propriétés ondulatoires du rayonnement, précisément grâce à la faible dimension de la longueur

d'onde. Dans la première partie du développement de la radio-technique, on utilisait des ondes de plus en plus longues. L'attention des techniciens fut cependant attirée vers les ondes courtes quand la Grande-Bretagne commençait la construction de la station de Rugby, qui devait utiliser une onde de longueur d'onde égale à 30 000 mètres. Cependant, les résultats relatifs à l'utilisation des ondes courtes déclenchèrent bientôt une évolution dans l'autre sens. Dans les années soixante, Ross et Bennett [13] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Puis, entre 1970 et 1994, la majorité des travaux ont visé à améliorer certains sous-systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on donne plusieurs noms à cette technique : technique "sans porteuse" ou encore "impulsionnelle". Puis, en 1989, le ministère de la défense américaine effectue une publication et le terme "Ultra Large Bande" apparaît pour la première fois. Les travaux concernant l'ULB sont alors, pour la plupart, confidentiels. En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ULB est levée, la recherche se développe de façon importante, aussi bien dans l'industrie que dans les universités. Enfin, en 2002, la FCC (Federal Communication Commission) définit l'ULB [14], un signal est ULB si :

1. sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB).

ou

2. sa bande passante relative est supérieure à 0.2 .

$$f(x) = 2 \times \frac{f_h - f_b}{f_h + f_b} \geq 0.2$$

Où  $f_h$  et  $f_b$  désignent respectivement les fréquences basses et hautes du signal.

Les systèmes Ultra Large Bande Impulsionnel Radio(ULB-IR) se différencient des systèmes à bandes étroites classiquement utilisés par le fait que l'information est transmise par des impulsions de courtes durées. La figure 1.1 présente une comparaison des deux systèmes dans les domaines temporel et fréquentiel.

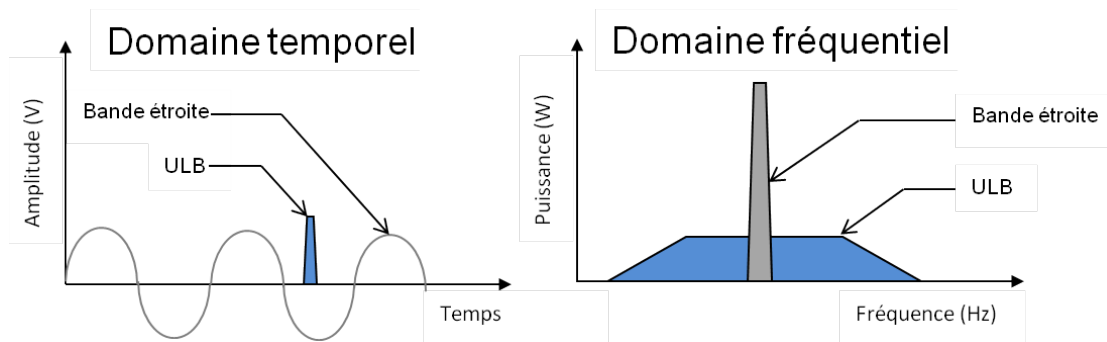


FIGURE 1.1: Comparaison des systèmes ULB-IR et à bande étroite.

### 1.1.2 Capacité du canal

Shannon a défini la notion de capacité d'un canal de transmission en 1948 [15], cette notion permet d'évaluer le débit maximum d'information transmissible lorsque le canal est soumis à un bruit blanc gaussien. Ce débit définit alors la capacité du canal,  $C$ , exprimée en bit/s. Elle est définie mathématiquement par l'équation 1.1 ci-dessous :

$$C = B \times \log_2 (1 + SNR) \quad (1.1)$$

où  $B$  est la bande passante du système et  $SNR$  le rapport signal sur bruit. On déduit de l'équation 1.1 que la bande passante permet une augmentation de la capacité d'un canal. Pour un même rapport signal à bruit, la bande passante disponible des systèmes ULB haute fréquence peut s'avérer particulièrement avantageuse. Les systèmes ULB offrent donc un débit binaire plus important que celui des systèmes à bandes étroites.

Lors d'une transmission, il est nécessaire de prendre en compte l'énergie moyenne par bit d'information,  $E_b$ , définie par l'équation 1.2 :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_S}{N_0 R} \quad (1.2)$$

Où  $R$  est défini par l'équation 1.3 :

$$R = \frac{1}{T_b} \quad (1.3)$$

Le rapport signal à bruit dans un canal est lui défini par l'équation 1.4 :

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

avec :

- $B$  : Bande passante du canal (Hz)
- $P_S$  : Puissance du signal (W)
- $N_0$  : Densité spectrale de puissance du bruit blanc(W/Hz)
- $T_b$  : Durée d'un bit

Dans un canal réel, le taux d'émission ou débit ( $R$ ) maximal est inférieur ou égal à la capacité du canal. Dans le cas idéal d'un débit maximal d'émission, nous pouvons écrire l'équivalence suivante :

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

Ce cas idéal nous permet de définir deux paramètres :

1. l'efficacité énergétique du canal.
2. l'efficacité en bande passante.

L'efficacité énergétique du canal, définie à partir des équations 1.1, 1.2, 1.4 et 1.5 peut s'écrire :

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

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 1.1 et 1.5, est décrite par la relation

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

L'équation 1.7 montre que l'efficacité en bande passante est directement liée au rapport signal à bruit. La figure 1.2 présente l'efficacité énergétique ( $E_b/N_0$ ) en fonction de l'efficacité spectrale  $B/R$ . La courbe en noire correspond au meilleur compromis entre l'efficacité énergétique et l'efficacité spectrale dans un système de communication.

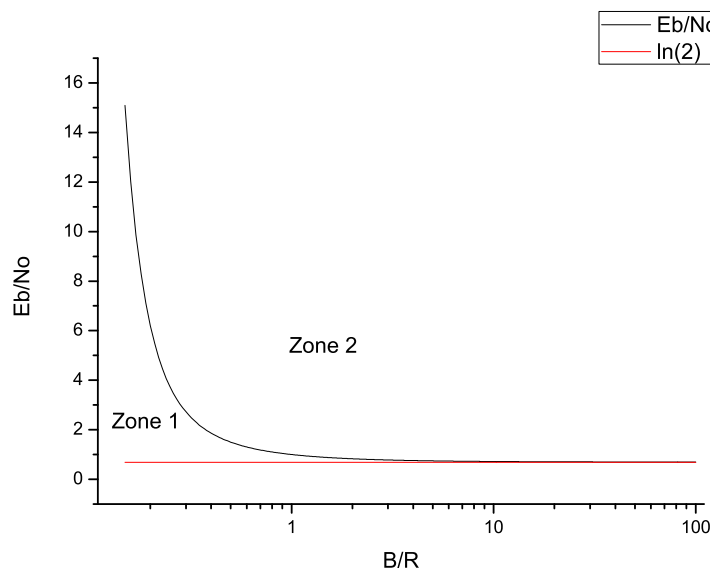


FIGURE 1.2: Efficacité énergétique du canal en fonction de l'efficacité spectrale.

### 1.1.3 Architecture système

Dans l'architecture Impulsionnelle Radio ULB, l'information module directement des impulsions de courtes durées, ainsi, l'architecture système est largement simplifiée, rendant par exemple inutile les boucles à verrouillage de phase (PLL) vu la bande passante disponible. Le schéma de l'architecture proposée est présentée figure 1.3.

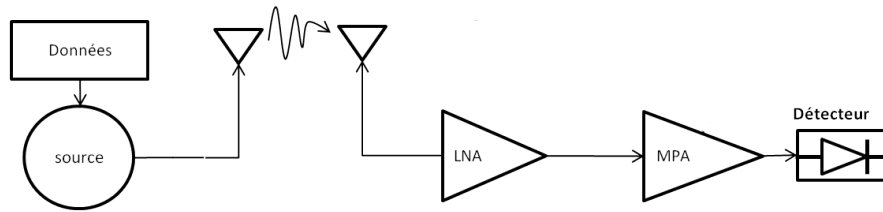


FIGURE 1.3: Architecture système proposée

Dans une communication, l'intensité du signal reçu dépend de la puissance crête. Pour l'établissement d'une liaison quelconque, le facteur essentiel est le rapport signal sur bruit. La technique des impulsions permet, pour une même puissance moyenne, une augmentation significative de ce rapport, surtout si on utilise l'intégration d'impulsions.

Les inconvénients de l'ULB découlent de la largeur de bande nécessaire pour transmettre des impulsions. La largeur de bande nécessaire, ainsi que la sur-occupation actuelle des bandes de fréquences admissibles, accroissent l'intérêt des fréquences millimétriques (Bande V (50 à 75 GHz), W(75 à 110 GHz) et G(110 à 170 GHz)).

L'évanouissement des signaux dû à la propagation par trajets multiples peut réduire l'efficacité des systèmes classiques mono porteuse de communications. La finesse temporelle des signaux émis dans les systèmes ULB impulsif semble bien plus appropriée aux communications dans des environnements confinés puisque le spectre est étalé. De plus, cette finesse temporelle peut permettre le développement de systèmes de communications géo-localisés, c'est à dire particulièrement adaptés aux réseaux de capteurs. Cette géo-localisation permettra, à son tour, une augmentation de l'efficacité des bilans de liaisons grâce à l'utilisation d'antennes intelligentes et d'auto organisation des nœuds au sein du réseau. La connaissance du réseau nous autorise en effet à considérer les liaisons au sein du réseau comme des liaisons point à point utilisant des antennes directives.

#### 1.1.4 Les méthodes de modulation en ULB-IR

Nous nous intéressons à deux méthodes particulières de modulation ULB-IR, la première est la modulation par position d'impulsion (PPM : Pulse Position Modulation), et la seconde la modulation par amplitude d'impulsion (PAM : Pulse



Amplitude Modulation).

En modulation PPM, l'information est fournie par la position de l'impulsion dans un intervalle de temps donné. Cette approche permet en particulier de mettre en œuvre des démodulateurs non cohérents. La réception des signaux s'effectue par corrélation, en multipliant le signal reçu par un signal modèle (patron), qui permet de démoduler les données transmises.

La modulation par amplitude est une alternative à la modulation par position d'impulsion. Cette technique consiste à faire varier l'amplitude des impulsions émises pour coder les différents états. Une variante de la modulation PAM consiste à transmettre deux états : 1 et 0. Il s'agit dans ce cas d'une modulation de type « tout ou rien », ou On Off Keying (OOK). À l'instant de transmission défini, une impulsion est émise pour coder un 1, et rien n'est émis pour coder un 0. Cette méthode a été utilisée et validée au sein du groupe CSAM, pour la conception d'un système ULB à 60 GHz à faible consommation dans le cadre de la thèse de L. Jin [11].

### 1.1.5 Conclusion sur la technologie ULB-IR

Cette étude préliminaire nous a conduit à une solution impulsionnelle ULB (IR-UWB). La modulation de l'impulsion est envisagée en position (PPM) et en OOK, l'accès multiple est assuré par la méthode à saut temporel à répartition par code (TH : Time hopping) [16]. Cette technique, fortement utilisée et détaillée dans la littérature est communément appelée IR-UWB-TH.

Plusieurs raisons ont motivé le choix de cette technologie en gamme millimétrique :

- Une grande capacité de canal qui permet un débit important.
- Une aptitude à fonctionner avec de faibles rapports signal à bruit.
- Une puissance moyenne d'émission faible qui assure la sécurité de la communication et limite l'impact sur la santé.
- Une finesse temporelle des impulsions qui fournit une bonne résistance aux multi-trajets et permet une localisation précise.
- Une architecture radio-fréquence simplifiée.

## 1.2 Influence de l'antenne sur les performances d'une liaison ULB-IR

Dans un réseau sans fil dense et composé d'un nombre important de nœuds, la communication est limitée par différentes interférences. Les effets introduits par la propagation dans le canal sans fil comprennent l'atténuation des signaux émis en fonction de la distance (path loss), le blocage des signaux provoqués par de gros obstacles (shadowing), et la réception de plusieurs copies du même signal transmis (multipath fading). Les interférences proviennent également des signaux émis par d'autres nœuds qui détériorent la réception de la source souhaitée. Les antennes sont un élément prépondérant dans un système de communication. Considérant la problématique de notre sujet, c'est à dire les communications dans des environnements potentiellement multi-trajets, la directivité est une caractéristique principale des antennes que nous souhaitons développer. la directivité définit le rayonnement d'une antenne dans une direction donnée par rapport à une antenne isotrope (cf 2.2.4). Plus une antenne est directive, plus l'énergie rayonnée par cette antenne sera concentré dans une direction, augmentant l'efficacité de la transmission. La figure 1.4 présente une liaison comprenant deux antennes identiques en émission et en réception et un amplificateur faible bruit.

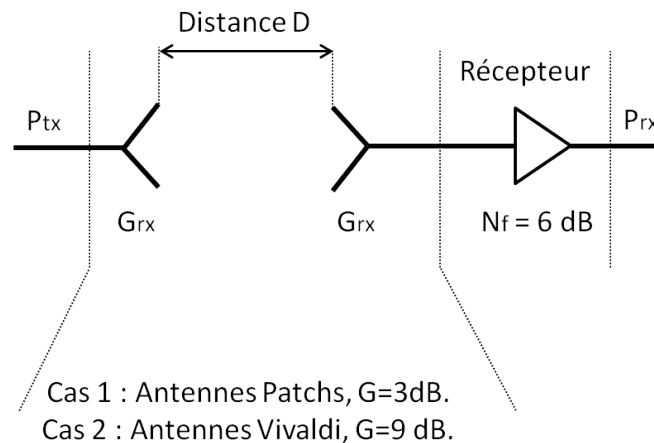


FIGURE 1.4: Synoptique d'une liaison.

Nous considérons une communication point à point à 150 GHz à une distance ( $D$ ) de 2 m, une bande passante ( $B$ ) de 1 GHz, un débit  $R$  de 500 Mbits/sec et

un rapport signal à bruit SNR de 10 dB. La puissance minimale décelable par le récepteur avec les données précédentes est  $P_{min} = FkTB \times SNR = -68.01dBm$

D'après la formule de Friss la puissance d'émission nécessaire pour une portée de 2 m est de  $P_e = -0.5dBm$  pour des antennes de 9 dB de gain. Cette puissance d'émission nécessaire est  $P_e = 11.5dBm$  pour des antennes de 3 dB de gain.

La directivité des antennes permet une nette augmentation des performances. Cette directivité permet également de limiter grandement les multi-trajets et les interférences multi-utilisateurs [17]. La figure 1.5 illustre le mode de fonctionnement des antennes directives et met en lumière les bénéfices apportés par ce type d'antennes. La diffusion omnidirectionnelle (schéma de gauche) par un émetteur produit des trajets secondaires qui atteignent le récepteur avec des retards et peuvent produire des interférences. De plus, un deuxième récepteur, qui ne communique pas avec l'émetteur, peut être gêné par le signal émis par cet émetteur. L'utilisation d'une antenne directive (schéma de droite) permet de s'affranchir de ces problèmes. Ainsi, plus une antenne est directive, plus le système est résistant aux problèmes de multi-trajets et de réflexions multiples. L'utilisation d'antennes intelligentes semble donc être une solution avantageuse. Néanmoins, ces antennes sont souvent plus complexes à réaliser et présentent donc un coût non négligeable.

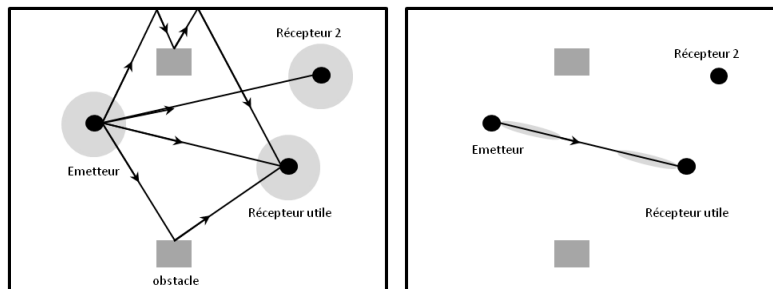


FIGURE 1.5: Suppression des multi-trajets par l'utilisation d'antennes directives.

L'utilisation d'antennes directives non re-configurables augmentent la complexité du routage et de l'acheminement des informations. En effet, la directivité d'une antenne réduit le nombre de nœuds avec lesquels la communication est possible. L'utilisation de techniques de communications coopératives multi-sauts [18] [19] [20] [21] peuvent alors s'avérer intéressante. Un scénario où seraient utilisées des antennes directives pour les émetteurs et omnidirectionnelles pour les récepteurs peut être un bon compromis entre la qualité de service et la complexité de

l'organisation et du routage du réseau de capteurs [22]. La figure 1.6, issue de la thèse de M. El Ghannudi [22], illustre l'amélioration des performances d'une communication au sein d'un réseau de capteur en fonction du type d'antennes utilisées dans le cadre d'un système ULB TH-PPM dans un environnement ad-hoc.

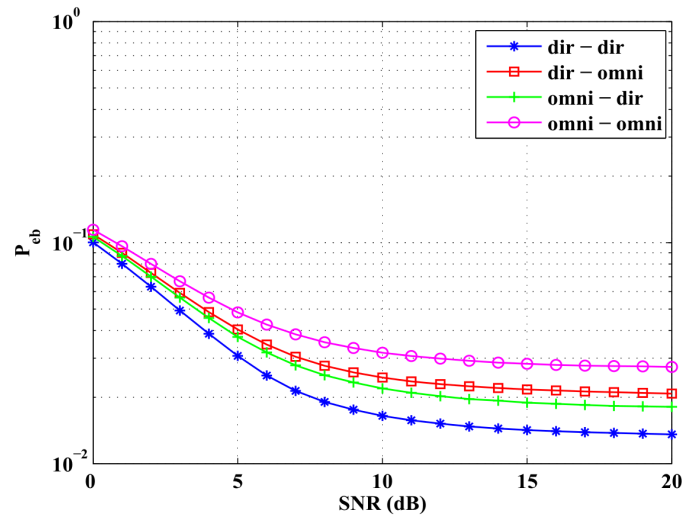


FIGURE 1.6: Taux d'Erreur Binaire (TEB) pour différents scénarios d'antennes en fonction du Rapport Signal à Bruit

## 1.3 Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons introduit les réseaux de capteurs sans fils, leurs potentialités et les problématiques soulevées par leur développement. Les problématiques principales sont la capacité de ces réseaux à assurer des communications dans des environnements potentiellement multi-trajets et multi-utilisateurs ainsi que la conception de capteur à très faible consommation et de faible coût. Nous avons détaillé les avantages de la technologie IR-UWB-TH en gamme millimétrique, ses avantages en termes de largeur de bande disponible et de capacité, de résistance aux multi-trajets, de consommation, d'efficacité, de sécurité de transmission et enfin de localisation. Nous avons également mis en lumière l'importance du système antenne au sein d'une telle communication. Le facteur de bruit au niveau de récepteur a un impact majeur sur les performances de la liaison, l'électronique analogique du récepteur doit donc être étudiée avec attention.

La montée en fréquence va permettre la conception d'antennes de taille réduite, facilement intégrables, avec une directivité importante ( $> 9$  dBi) permettant d'améliorer le bilan de liaison. La diminution des dimensions et du coût passera par l'intégration de ces antennes sur des substrats habituellement réservés à la conception des circuits intégrés monolithiques millimétriques : Arséniure de Gallium et Silicium. La réalisation de ces antennes va donc permettre la conception d'émetteurs et de récepteurs entièrement intégrés.



# Chapitre 2

## Antennes pour réseaux de capteurs.

### 2.1 Introduction

Une antenne est par définition (IEEE) un système permettant de rayonner ou de recevoir des ondes radio. Il s'agit donc d'un système qui, à l'émission, transfère des signaux d'une ligne de transmission à l'espace libre, et à la réception, reçoit un signal provenant de l'espace libre et le transfère sur une ligne de transmission. Pour décrire les performances d'une antenne, il est nécessaire de définir un certain nombre de paramètres. La première partie de ce chapitre présente les paramètres principaux permettant de définir correctement les performances d'une antenne pour un système de communication.

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, les communications envisagées dans le cadre de cette thèse nécessitent le développement d'antennes uni-planaires avec une directivité importante ( $>9$  dBi). Dans un premier temps, il est intéressant de déterminer le type d'antenne pouvant répondre à ce cahier des charges. Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous détaillons et justifions la démarche conduisant au choix d'une topologie. La dernière partie de ce chapitre consiste à présenter la conception des solutions d'antennes optimisées répondant au cahier des charges.

## 2.2 Antennes : Fondamentaux théoriques

### 2.2.1 Rayonnement

Le diagramme de rayonnement d'une antenne est défini comme étant la fonction mathématique ou la représentation graphique des propriétés de rayonnement d'une antenne en fonction du système de coordonnées. Ce type de représentation est présentée figure 2.1. Les paramètres liés au rayonnement sont la densité de puissance rayonnée, l'intensité de radiation, la directivité, et la polarisation.

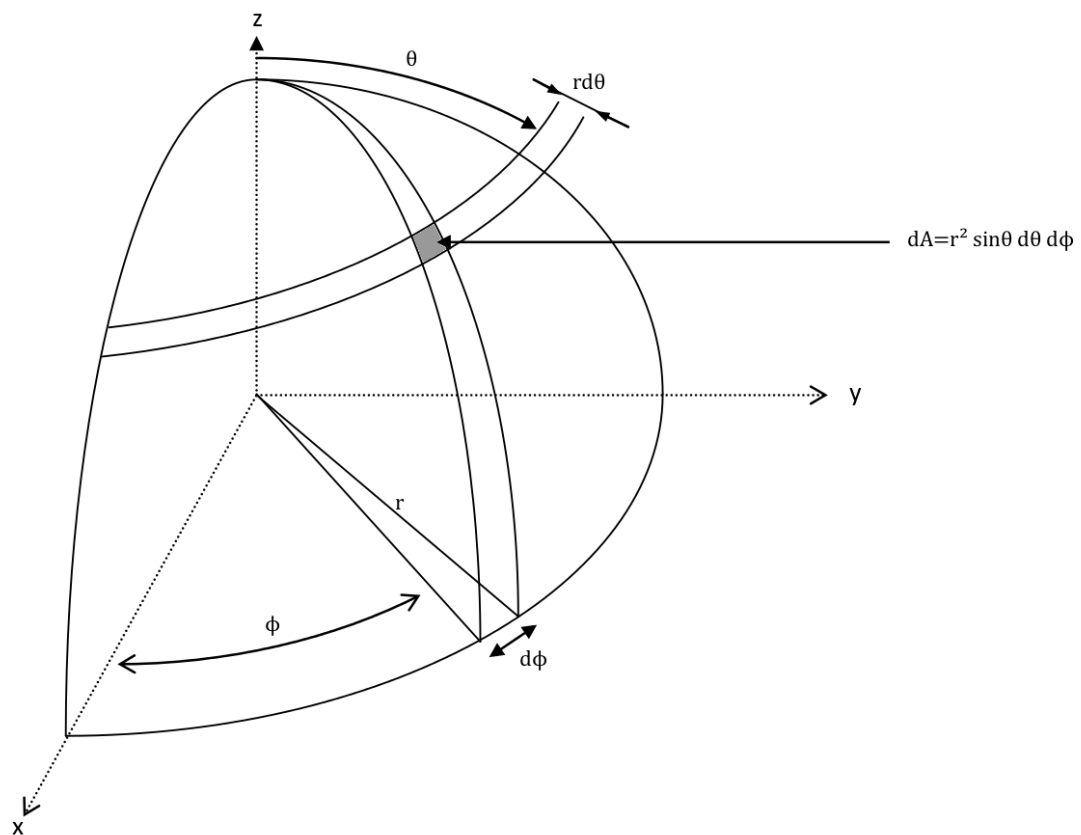


FIGURE 2.1: Représentation polaire

Une antenne isotrope est une antenne idéale, sans perte et qui rayonne identiquement dans toutes les directions. Bien qu'une telle antenne ne soit pas pratiquement réalisable, elle est souvent prise comme référence pour définir les propriétés directives des antennes. Une antenne directive, quant à elle, a la propriété de répar-



tir spatialement la densité de puissance rayonnée dans une ou plusieurs directions privilégiées.

Pour une antenne polarisée linéairement, les performances sont souvent décrites en terme de diagramme dans les plans E et H. Le plan E est défini comme étant le plan contenant le vecteur de champ électrique et la direction maximale de rayonnement. Le plan H est défini comme étant le plan contenant le vecteur de champ magnétique et la direction de rayonnement maximale. Une illustration est présentée figure 2.2, dans le cas d'une antenne à fente progressive (équivalent planaire des antennes cornet). Pour cet exemple, le plan  $(xy)$  ( $\theta = \frac{\pi}{2}$ ) correspond au plan E, le plan  $(yz)$  ( $\phi = \frac{\pi}{2}$ ) correspond au plan H.

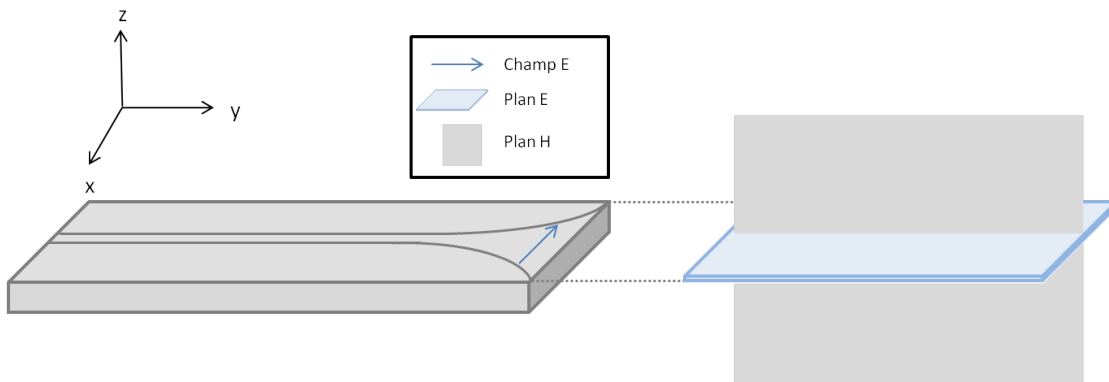


FIGURE 2.2: Plan E et H pour une antenne à fente progressive.

Le diagramme de rayonnement peut être représenté de manière linéaire (Figure 2.3). Les différentes parties du diagramme de radiation sont souvent appelées lobes.

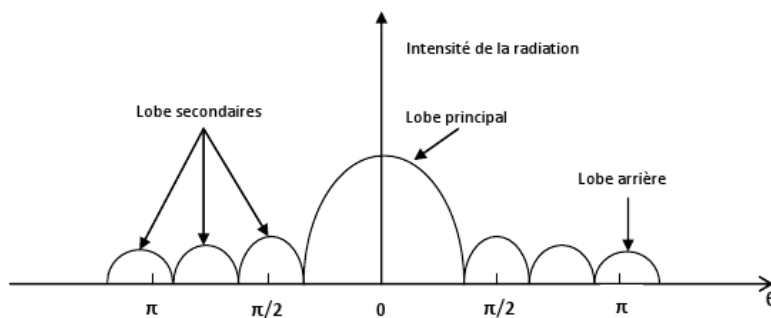


FIGURE 2.3: Représentation linéaire des lobes.

### 2.2.2 Les différentes régions de champ électromagnétique

L'espace autour d'une antenne est, de manière théorique, divisé en trois parties. La région de champ proche réactif, la région de champ proche radiatif (zone de Fresnel), et la région de champ lointain (Fraunhofer). Le champ ne se comportant pas de la même manière en fonction de la distance de l'antenne, ces trois régions sont définies afin d'identifier la structure du champ dans des zones où le comportement du champ reste identique. Ainsi, bien que le champ ne varie pas de manière abrupte aux limites de ces régions, il existe néanmoins des différences notables entre ces trois régions.

- Région de champ proche réactif

Cette région est celle où le champ réactif est prédominant. On considère, pour la plupart des antennes, que cette région est délimitée par une distance  $R$  inférieure à  $0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$  où  $\lambda$  est la longueur d'onde et  $D$  la dimension de l'ouverture de l'antenne.

- Région de champ proche radiatif ou zone de Fresnel.

Cette zone est définie comme étant la région du champ d'une antenne entre la région de champ proche réactif et la région de champ lointain, où les champs de rayonnement prédominent et où la distribution angulaire de la radiation est dépendante de la distance de l'antenne. Si l'antenne possède une ouverture plus petite que  $\lambda$ , cette région peut ne pas exister. La limite basse est définie par une distance  $R$  supérieure à  $0.62 \times \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}$ , la limite haute, quant à elle, est définie pour  $R$  inférieure à  $2 \times \frac{D^2}{\lambda}$

- Région de champ lointain ou zone de Fraunhofer.

Dans cette région, le champ est celui d'une onde sphérique donc indépendante de la distance sur une sphère. Que l'on peut, si le rayon est suffisamment grand, considérée comme localement plane. La zone de Fraunhofer contient l'espace s'étendant à une distance  $R$  supérieure à  $2 \times \frac{D^2}{\lambda}$

Afin d'illustrer la répartition des différentes zones de radiation, la figure 2.4 page ci-contre présente les trois zones de rayonnement.

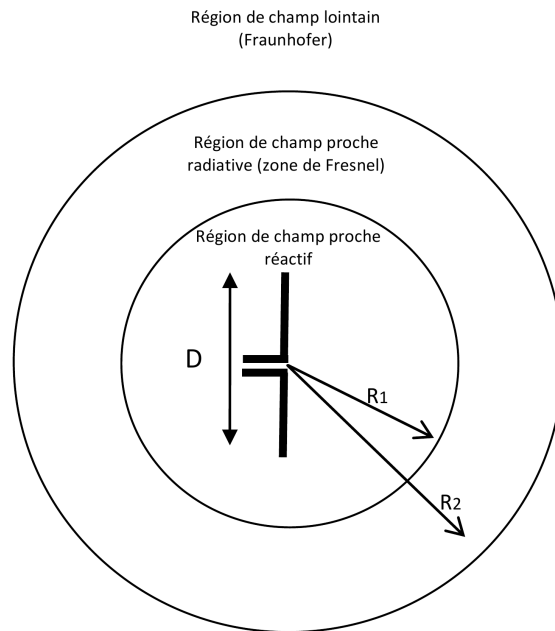


FIGURE 2.4: représentation des zones de rayonnement

### 2.2.3 Densité de puissance de radiation

Les ondes électromagnétiques sont utilisées pour transporter de l'information à travers un milieu sans fil ou une structure guidée, d'un point à un autre. Ainsi, il est naturellement compréhensible que la puissance et l'énergie soient associées par les champs électromagnétiques. La quantité utilisée pour décrire la puissance transportée par une onde électromagnétique est le vecteur de Poynting, défini comme :

$$\mathcal{W} = \mathcal{E} \times \mathcal{H} \quad (2.1)$$

- $\mathcal{W}$  = Vecteur de Poynting instantané  $\left(\frac{W}{m^2}\right)$
- $\mathcal{E}$  = Intensité du champ électrique instantané  $\left(\frac{V}{m}\right)$
- $\mathcal{H}$  = Intensité du champ magnétique instantané  $\left(\frac{A}{m}\right)$

Comme le vecteur de Poynting est une densité de puissance, la puissance totale sur une surface fermée peut être calculée en intégrant les composants normaux du vecteur de Poynting sur la surface entière. Soit :

$$\mathcal{P} = \oint_S \mathcal{W} \times \partial s = \oint_S \mathcal{W} \times n \partial a \quad (2.2)$$

- $\mathcal{P}$  = puissance totale instantanée ( $W$ ).
- $n$  = vecteur unité normal à la surface.
- $\partial a$  = unité élémentaire de surface ( $m^2$ ).

Pour des applications où les champs varient temporellement, il est plus aisé de définir la densité de puissance moyenne qui est obtenue en intégrant le vecteur de poynting instantané sur une période et en normalisant sur cette période. Pour une variation temporelle de type harmonique de la forme  $e^{j\omega t}$ , on définit les champs complexes  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  liés aux instantanés  $\mathcal{E}$  et  $\mathcal{H}$  par les équations 2.3 et 2.4 :

$$\mathcal{E}(x, y, z : t) = Re[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.3)$$

$$\mathcal{H}(x, y, z : t) = Re[\mathbf{H}(x, y, z)e^{j\omega t}] \quad (2.4)$$

À partir des équations 2.3 et 2.4 et de la relation :

$$Re[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t}] = \frac{1}{2} \times Re[\mathbf{E}(x, y, z)e^{j\omega t} + \mathbf{E}^*(x, y, z)e^{-j\omega t}] \quad (2.5)$$

L'équation 2.1 peut s'écrire sous la forme :

$$\mathcal{W} = \frac{1}{2} \times Re[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] + \frac{1}{2} \times Re[\mathbf{E} \times \mathbf{H}e^{2j\omega t}] \quad (2.6)$$

Le premier terme n'est pas une fonction du temps, et les variations temporelles du second terme sont deux fois la fréquence donnée. La moyenne temporelle du vecteur de Poynting (Densité moyenne de puissance) peut s'écrire comme l'équation suivante :

$$\mathbf{W}_{av}(x, y, z) = \mathcal{W}_{(x,y,z)av} = \frac{1}{2} \times Re[\mathbf{E} \times \mathbf{H}^*] \quad (2.7)$$

Le facteur  $\frac{1}{2}$  provient du fait que  $\mathbf{E}$  et  $\mathbf{H}$  représentent des valeurs crêtes, et il disparaît dans le cas de valeurs moyennes.

À partir de l'équation 2.7, la puissance moyenne émise par une antenne peut s'écrire :

$$P_{rad} = P_{av} = \iint_S \mathbf{W}_{rad} \times \partial s = \iint_S \mathbf{W}_{av} \times n \partial a = \frac{1}{2} \times Re(\mathbf{E} \times \mathbf{H}) \times \partial s \quad (2.8)$$

Le diagramme de puissance d'une antenne est donc une mesure de la puissance rayonnée par l'antenne en fonction de la direction. La représentation est généralement présentée sous forme d'une sphère de rayon fixe se situant dans la zone de champ lointain.

## 2.2.4 Directivité

Dans la définition standard IEEE des antennes de 1983 [23], il y a eu un changement significatif dans la définition de la directivité par rapport à la version de 1973. En 1983, le terme directivité remplace le terme gain directif. La directivité est définie comme étant le ratio de l'intensité de puissance rayonnée dans une direction donnée par rapport à l'intensité de rayonnement moyen dans toutes les directions. L'intensité moyenne de radiation est égale à la puissance rayonnée par l'antenne divisée par  $4 \times \pi$ .

Plus simplement, la directivité d'une source non isotrope est égale au ratio de son rayonnement dans une direction donnée à celui d'une source isotrope idéale. Mathématiquement, cette définition s'écrit :

$$D = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

Si la direction n'est pas spécifiée, cela implique que la direction est celle correspondant au rayonnement maximal, soit :

$$D_{max} = D_0 = \frac{U|_{max}}{U_0} = \frac{U_{max}}{U_0} = \frac{4\pi U_{max}}{P_{rad}} \quad (2.10)$$

- $D$ =directivité
- $D_0$ =directivité maximum

- $U$ =intensité de rayonnement
- $U_{max}$ =intensité de rayonnement maximum
- $U_0$ =intensité de rayonnement d'une antenne isotrope
- $P_{rad}$ =puissance rayonnée totale

Pour une source isotrope, la directivité est bien sûr égale à un, puisque  $U$ ,  $U_{max}$  et  $U_0$  sont égales.

### 2.2.5 Gain

Une autre mesure utile est le gain, qui est étroitement lié à la directivité puisque il s'agit d'une mesure de la directivité prenant en compte l'efficacité de l'antenne. Le gain d'une antenne est défini par :

$$gain = 4\pi \times \frac{\text{intensité de rayonnement}}{\text{puissance d'entrée totale acceptée}} = 4\pi \times \frac{U(\theta, \phi)}{P_{in}} \quad (2.11)$$

Dans la plupart des cas, on utilise le gain relatif, qui est défini comme étant le ratio du gain en puissance dans une direction donnée sur le gain en puissance d'une antenne de référence dans sa direction de référence. La puissance d'entrée doit être la même pour les deux antennes. L'antenne de référence est classiquement un dipôle, ou tout autre antenne dont le rayonnement est connu. Usuellement, on utilise une antenne sans perte et isotrope. Ainsi, le gain s'écrit :

$$G = \frac{4\pi \times U(\theta, \phi)}{P_{in}(\text{antenne isotrope idéale})} \quad (2.12)$$

Lorsque la direction n'est pas précisée, le gain est pris dans la direction de rayonnement maximal. En se référant à la figure 2.5, on peut écrire que la puissance totale rayonnée  $P_{rad}$  est liée à la puissance totale d'entrée  $P_{in}$  par l'équation :

$$P_{rad} = e_{ff} \times P_{in} \quad (2.13)$$

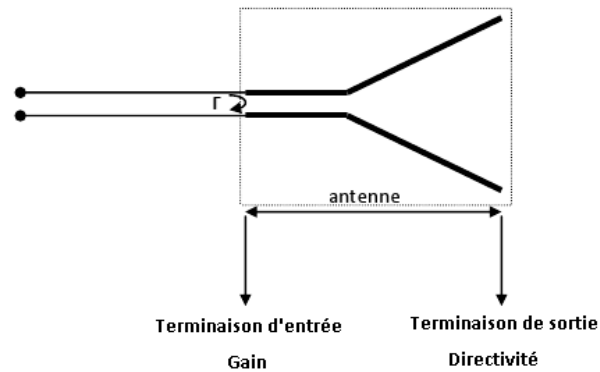


FIGURE 2.5: référence du gain et de la directivité

Où  $e_{ff}$  est l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Selon le standard IEEE, le gain ne prend pas en compte les pertes dues aux désadaptations d'impédance et d'erreur de polarisation. Cependant, ces pertes peuvent être importantes et doivent être prises en compte. Le gain et la directivité sont reliés par l'efficacité de rayonnement par l'équation suivante :

$$G(\theta, \phi) = e_{ff} \times D(\theta, \phi) \quad (2.14)$$

## 2.3 Efficacité des antennes

L'efficacité totale d'une antenne  $e_0$  est utilisée pour prendre en compte les pertes de désadaptation et celles au sein de l'antenne. Comme vu dans la section précédente. Ces pertes sont dues, comme nous pouvons le voir sur la figure 2.5, à :

- la mauvaise adaptation entre la ligne et l'antenne, soit au coefficient de réflexion.
- aux pertes diélectriques et de conduction de l'antenne.

Ceci peut s'écrire comme :

$$e_0 = e_r e_c e_d \quad (2.15)$$

Avec :

- $e_0$  = efficacité totale
- $e_r$  = efficacité d'adaptation =  $1 - |\Gamma|^2$
- $e_c$  = efficacité de conduction
- $e_d$  = efficacité diélectrique

et  $\Gamma$  étant le coefficient de réflexion à l'entrée de l'antenne :

$$\Gamma = \frac{(Z_{in} - Z_0)}{Z_{in} + Z_0} \quad (2.16)$$

Avec :

- $Z_{in}$  = impédance d'entrée de l'antenne
- $Z_0$  = impédance caractéristique de la ligne

## 2.4 Antenne sur circuits intégrés uni-planaires

L'antenne planaire la plus classiquement utilisée est l'antenne dite \ patch /. Il existe néanmoins de très nombreux autres types d'antennes planaires. L'antenne patch elle-même pouvant être divisée en plusieurs sous-catégories, ayant chacune des caractéristiques différentes. Le choix d'une topologie est donc un choix délicat. Nous présentons ici l'antenne patch classique puis nous comparons ses caractéristiques avec quelques-unes des grandes catégories d'antennes planaires. Le but est de déterminer la topologie la plus à même de répondre à nos besoins.

Les antennes patch ont été proposées par G.A. Deschamps dans les années 50 [24], il s'agit d'éléments rayonnants planaires. L'antenne est réalisée par gravure d'un patch sur le circuit imprimé, ceci la rend pratique pour l'intégration au sein des circuits électroniques. Ces antennes peuvent être utilisées pour une large gamme de fréquences et d'applications.

Une antenne patch est un élément métallique de forme quelconque déposé sur un substrat diélectrique qui présente un plan de masse sur son autre face. Les dimensions du patch sont généralement de l'ordre d'une demi-longueur d'onde. La



largeur de l'antenne est guidée par la fréquence de résonance désirée. Le fonctionnement de l'antenne nécessite d'avoir un plan de masse suffisamment grand. Ceci peut poser alors un problème d'encombrement. Le type de substrat a une grande influence sur les performances et caractéristiques de l'antenne patch. Il doit être de faible permittivité, d'une épaisseur faible par rapport à la longueur d'onde [25], et avoir un facteur de pertes faible ( $\tan \delta \leq 10^{-3}$ ). La figure 2.6 montre un exemple d'antennes patch :

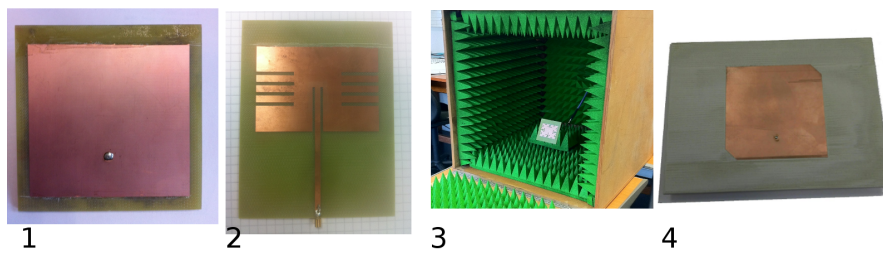


FIGURE 2.6: Antenne patch

L'élément rayonnant le plus classique est un rectangle, c'est cette géométrie que nous présentons. Néanmoins, pour plus d'informations concernant les différents types d'antennes patch, nous vous conseillons le livre "handbook of Microstrip antenna" [26]. Il existe deux modèles pour analyser et expliciter le fonctionnement des antennes patch et ainsi déduire les formules analytiques décrivant leur rayonnement et leur impédance d'entrée. La première méthode consiste à imaginer le patch comme une ligne micro-ruban ouverte à ses deux extrémités. Ces discontinuités se comportent alors comme des extrémités rayonnantes. Dans la deuxième méthode, on considère le patch comme une cavité résonnante, formée par le patch, le plan de masse et les quatre bords.

Le tableau 2.1 résume les différentes structures d'antennes planaires classiques et présente leurs caractéristiques principales ( issue de la thèse de E. Herth [27]) : Nous avons sélectionné l'antenne patch, pour sa facilité de réalisation et ses performances, les antennes de type Yagi et les antennes à fentes progressives pour leur performances. Une première étude et des simulations électromagnétiques des différentes antennes nous ont permis de conclure sur la faisabilité de ces antennes sur des substrats haute permittivité. La réalisation d'antennes patchs et de dipôles sur des substrats haute permittivité pose des problèmes d'ondes de surfaces [25] [28]. De nombreuses publications proposent des solutions généralement orientées

vers le micro-usinage [29] [30] [31] [32] [33] [34], cependant, ces solutions sont complexes à mettre en œuvre. De plus, les solutions de micro-usinage ont généralement comme but de réduire la permittivité du substrat, ce qui a pour effet d'augmenter les dimensions des antennes réalisées. Les antennes de types Yagi sont également les cibles d'un intérêt croissant. Certaines de ces réalisations offrent de bonnes performances aux hautes fréquences [35] [36] et conservent une certaine facilité de réalisation, d'autres réalisations par micro-usinage [37] [38], permettent de bonnes performances mais nécessitent une technologie de réalisation plus complexe et donc plus coûteuse. Les travaux et résultats exposés dans [39] concernant les antennes à fentes progressives (TSA) réalisées sur des substrats à permittivité élevée et qui présentent une directivité et un rayonnement dans la direction de propagation avec une structure complètement uni-planaire. D'après ces conclusions, nous pouvons envisager que ce type d'antenne réponde à notre cahier des charges. Dans cette étude, nous réaliserons nos antennes avec une technologie compatible dans une technologie compatible avec celle de la société OMMIC avec laquelle nous concevons les blocs analogiques de notre émetteur récepteur.

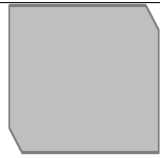

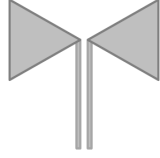
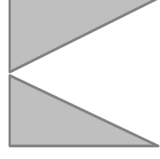

antenne		Rayonnement	Directivité	Bande passante
Patch		broad <sup>a</sup>	moyenne	faible
fente		broadside	moyenne	moyenne
papillon		broadside	moyenne	large
TSA		endfire <sup>b</sup>	importante	large
Yagi		endfire	moyenne	large

TABLE 2.1: Comparaison des principales antennes planaires

<sup>a</sup>orthogonal au plan de l'antenne<sup>b</sup>dans le plan de l'antenne

### 2.4.1 Antennes à fentes progressives

Les antennes à fentes progressives ont été présentées par P.J. Gibson [40] et S.N. Prasad & S. Mahapatra [39] lors de la neuvième conférence européenne sur les micro-ondes de 1979.

- [39] présente une antenne à fente progressive linéaire présentant un gain de 6 dB et des lobes secondaires à -10 dB et réalisée sur un substrat de 0.635 mm d'épaisseur ayant une permittivité de 9.8 (Alumine ALSIMAG 772).
- [40] présente une antenne à fente progressive exponentielle présentant une directivité de 10 dBi et des lobes secondaires à -20 dB.

Les structures de deux types d'antennes à fentes progressives sont présentées figure 2.7 :

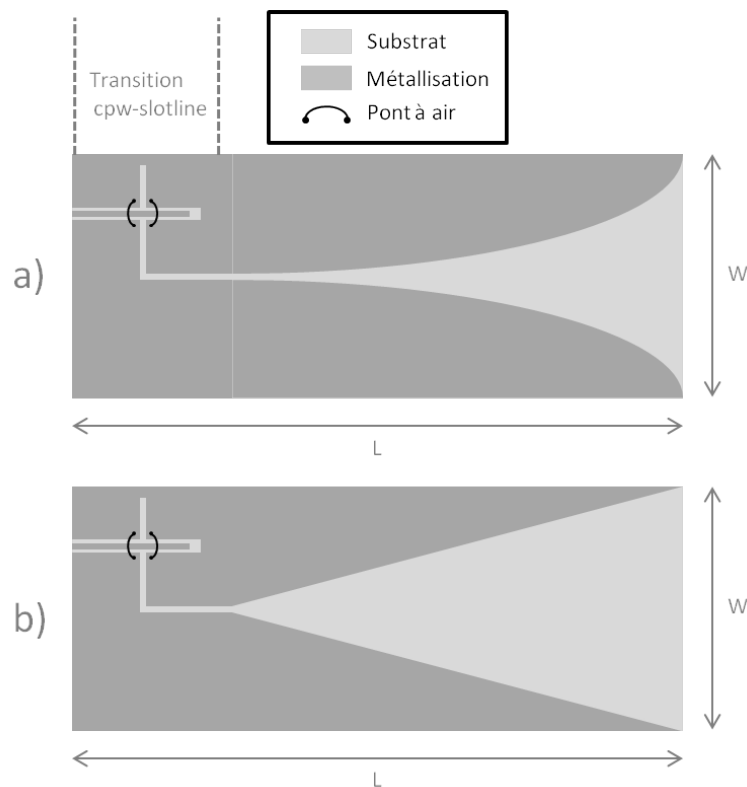


FIGURE 2.7: Structure a) antenne Vivaldi (antenne à fente progressive exponentielle) b) antenne à fente progressive linéaire)

Ces antennes exploitent la propriétés qu'une ligne à fentes a de rayonner au fur et à mesure que la largeur de la fente augmente. Le fonctionnement de ce type d'antenne est le suivant : l'augmentation continue de la largeur de la fente peut être vu comme une structure d'adaptation d'impédance. Celle-ci adaptant l'impédance à celle de l'air. Pour Gibson, la ligne à fente commence à rayonner lorsque la largeur de la fente est supérieure à  $\lambda_0/2$ . Cependant, attardons nous sur les conditions de rayonnement émis par Prasad et Mahapatra : dans une ligne à fente, les champs sont étroitement concentrés dans la fente et s'atténuent rapidement en s'éloignant de la fente. Ceci a été confirmé expérimentalement [41]. La longueur d'onde guidée et l'impédance caractéristique d'une ligne à fente augmentent avec l'augmentation de la largeur de la fente. Pour un substrat diélectrique donné, avec une épaisseur de substrat donnée et à une fréquence fixée, une augmentation de 20% de la largeur de la fente entraîne une augmentation de 1% du rapport  $\frac{\lambda_g}{\lambda_0}$ , où  $\lambda_0$  est la longueur d'onde dans le vide. Si  $\lambda_g$  est inférieur à 40% de  $\lambda_0$ , les champs sont confinés dans la fente, et la ligne agit comme une ligne de transmission [41]. Lorsque  $\lambda_g$  est supérieur à 40% de  $\lambda_0$ , nous passons d'un mode de propagation à un mode de rayonnement.

Dans les paragraphes suivants, nous allons étudier le principe des lignes à fente puis les paramètres importants pour la réalisation des antennes à fentes progressives. Nous allons ensuite présenter les optimisations possibles pour la conception d'antennes à fentes progressives répondant à nos objectifs.

### 2.4.2 Ligne à fente

Une ligne à fente est une structure planaire proposée par Cohn [42] en 1968 et est destinée à être utilisée dans les circuits intégrés monolithiques. La configuration de base d'une ligne à fente est présentée figure 2.8. Elle consiste en une fente entre deux surfaces conductrices déposées sur un substrat diélectrique. La partie inférieure du substrat peut être métallisée ou non. La ligne à fente, par sa géométrie planaire, est adaptée aux MMIC (Circuit Intégré Monolithique Hyperfréquence).

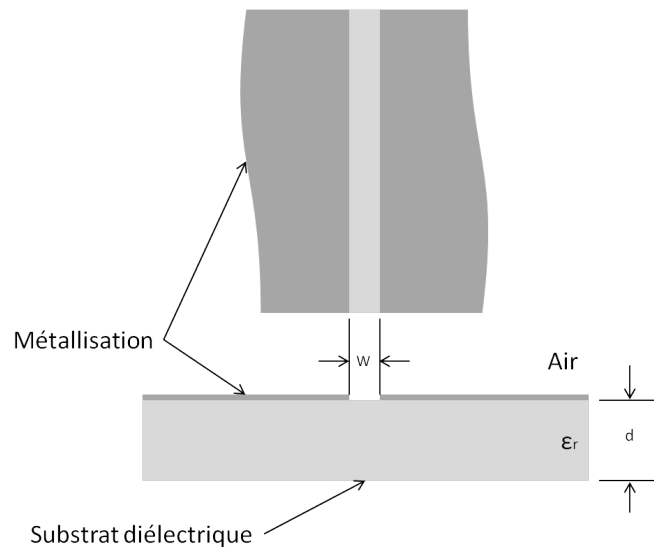


FIGURE 2.8: Structure d'une ligne à fente.

Dans une ligne à fente, l'onde se propage le long de la fente avec un champ électrique orienté dans le plan du substrat diélectrique. La distribution champ proche a été développée en premier lieu par Cohn [43]. La figure 2.9 présente les champs électrique et magnétique au sein d'une ligne à fente.

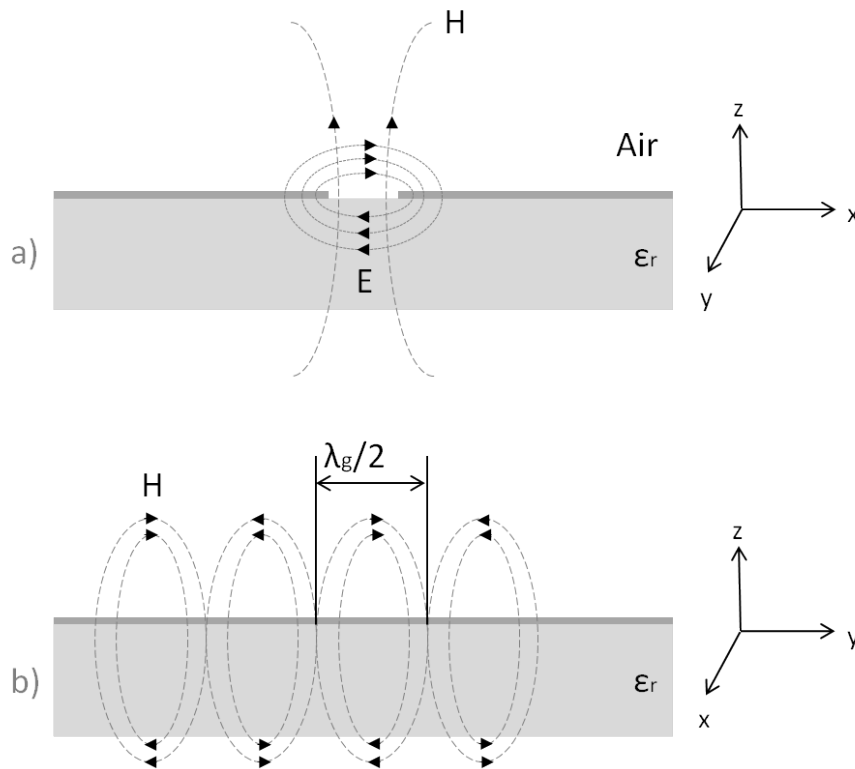


FIGURE 2.9: Champs électromagnétiques dans une ligne à fente : a) plan x-z, b) direction de propagation, plan y-z

La première analyse a été effectuée par Cohn. Il a employé la méthode de résonance transverse après avoir converti la ligne à fente en guide d'onde. Depuis, plusieurs approches et méthode de résolution ont été étudiées : Analyse approximative, Résonance Transverse, Méthode de Galerkin dans le domaine de la transformée de Fourier et Méthode temporelle des différences finies.

La méthode approximative a l'avantage de décrire de manière simple et succincte le fonctionnement d'une ligne à fente. La distribution des champs, la polarisation du champ magnétique, ainsi que l'expression de la longueur d'onde d'une ligne à fente sont présentés dans les paragraphes suivant :

**Distribution des champs.** Pour être utilisé comme une ligne de transmission, un guide d'onde doit confiner les champs le plus près possible de la structure. Le champ d'une ligne à fente a six composantes. Trois composantes de champ  $E$  et trois composantes de champ  $H$ . La composante longitudinale du champ  $E$  est faible puisque l'énergie se propage entre deux conducteurs. Dans le cas où la fente

est suffisamment petite devant la longueur d'onde dans l'espace  $\lambda_0$ , le champ  $E$  au travers de la fente peut être représenté par une source filaire de courant magnétique équivalente. Ainsi le champ lointain contient trois composantes :  $H_x$ ,  $H_r$  et  $E_\phi$ . A une distance  $r > W$  au dessus de la fente, ceci peut s'écrire comme l'équation 2.17 :

$$H_y = A \times H_0^1 \times (k_c r) \quad (2.17)$$

$$\begin{aligned} H_r &= \frac{\gamma_y}{(k_c^2)} \times \frac{\partial(H_y)}{\partial r} \\ &= \frac{A}{\sqrt{1 - (\lambda_g/\lambda_0)^2}} \times H_1^1(k_c r) \end{aligned} \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} E_\phi &= \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \times \frac{\partial H_y}{\partial r} \\ &= -\eta H_r \frac{\lambda_g}{\lambda_0} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Où  $\gamma_x$  est la constante de propagation selon l'axe x, qui est la direction de propagation, et  $k_c$  lié à la longueur d'onde par l'équation :

$$k_c = j \times \frac{2\pi}{\lambda_0} \times \sqrt{\frac{\lambda_0^2}{\lambda_g^2} - 1} \quad (2.20)$$

A partir de l'expression précédente, nous pouvons déduire ce qui suit :

$$H_n^1(j|r|) = j \frac{2\pi}{\sqrt{j\pi|r|}} \times \exp(-|r| - j\frac{n\pi}{2} - j\frac{\pi}{4}) \quad (2.21)$$

Ainsi, si  $(k_c r)$  est imaginaire, le champ va diminuer en fonction de la distance  $r$ . L'équation montre que  $(k_c r)$  est imaginaire pour  $\lambda_g/\lambda_0 < 1$ . Donc, une longueur d'onde guidée inférieure à la longueur d'onde dans l'espace est une condition suffisante pour assurer que le champ transverse s'atténue. Avec l'approximation d'ordre zéro,  $\lambda_g/\lambda_0$  est égale à  $\sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r+1}}$ . Lorsque le ratio  $\lambda_g/\lambda_0$ , c'est-à-dire lorsque  $\varepsilon_r$  augmente, l'atténuation du champ augmente et les champs sont étroitement concentrés



dans la ligne à fente.

Dans une ligne à fente, comme présenté figure 2.9, le champ électromagnétique n'est pas confiné dans le substrat. Il s'étend dans l'air et dans le substrat. L'énergie est donc répartie entre le substrat et l'air ; Ainsi la permittivité diélectrique relative est inférieure à celle du substrat. Galejs [44] a démontré qu'une solution d'ordre zéro, pour une ligne à fente avec un substrat infiniment épais est la moyenne des permittivités diélectriques des deux matériaux :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad (2.22)$$

Ainsi :

$$\frac{\lambda_g}{\lambda_0} = \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.23)$$

Il a été démontré par Garg et Gupta [45] que pour une ligne à fente d'épaisseur de substrat finie, la valeur ci-dessus est approchée pour l'épaisseur de coupure du mode de surface  $TE_0$ . L'épaisseur de coupure est donnée par l'équation 2.24 ci-dessous :

$$\frac{d}{\lambda_0} = \frac{0.25}{\sqrt{\varepsilon_r + 1}} \quad (2.24)$$

Dans notre cas, il est nécessaire de s'assurer que la ligne à fente ne produira pas de mode de surface  $TE_0$  pour les valeurs technologiques choisies. Nous utilisons l'équation 2.24 avec :

- $d = 100$  um épaisseur du substrat.
- $\varepsilon_r = 12.9$  Arséniure de Gallium.

Ainsi, on obtient une longueur d'onde de coupure  $\lambda_0 = 1.49mm$ , équivalent à une fréquence de coupure du mode  $TE_0$  de l'ordre de 200 GHz.

### 2.4.3 Conditions sur la vitesse de phase de l'onde

Pour une antenne end-fire à ondes progressives avec une vitesse de phase constante, il existe un ratio de vitesse  $c/v_\phi$  qui permet d'obtenir la directivité maximum. Comme démontré par Hansen-woodyard [46] pour des antennes très longues ( $L \gg \lambda$ ) et par Ehrenspeck-Poehler pour des antennes de longueurs quelconques [47] [48] [49]. On obtient généralement une directivité  $D \simeq 10 \times L/\lambda_0$ , avec la longueur  $L$  de l'antenne comprise entre  $3 \lambda_0$  et  $8 \lambda_0$  et un ratio de vitesse  $c/v_\phi = 1.05$  [50]. La directivité maximum est atteinte avec le ratio optimal défini par l'équation suivante :

$$\frac{c}{v_\phi} = 1 + \frac{1}{2L/\lambda_0} \quad (2.25)$$

La figure 2.10 présente l'évolution du ratio optimum en fonction de la longueur normalisée de l'antenne :

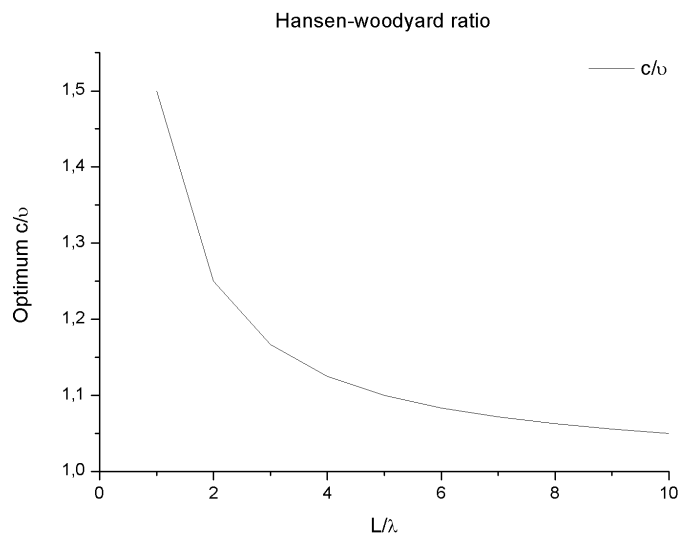


FIGURE 2.10: Vitesse de phase optimale en fonction de la longueur normalisée.

L'équation 2.25 montre que la vitesse de phase optimum ( $v_\phi$ ) dans la ligne sera toujours inférieure à la vitesse de la lumière ( $c$ ). La vitesse de phase guidée est réduite par l'utilisation de substrats diélectriques avec une permittivité relative largement supérieure à 1. Cette équation montre également que la vitesse de phase optimale

est dépendante de la longueur électrique de l'antenne.

Comme le montre la figure 2.10, la vitesse de phase optimale nécessaire au bon fonctionnement d'une antenne de grande longueur induit l'utilisation de substrat de faible permittivité (puisque le rapport  $c/v_\phi$  s'approche de l'unité et que la permittivité relative du substrat tend à ralentir l'onde). La principale limitation de ce type d'antenne est donc que les performances sont fortement dégradées lorsqu'elles sont réalisées sur des substrats à forte permittivité (InP, AsGa, Si). En dehors des normes définies par [50] (cf. 2.4.5 page 41) concernant l'épaisseur effective de substrat, le rayonnement en plan E n'est plus directif et l'antenne présente des lobes secondaires importants. La plupart des méthodes proposées pour résoudre ce problème font appel à la suppression d'une partie du substrat [51], au micro-usinage [52] ou encore à des membranes de report [53].

#### 2.4.4 Relation entre le substrat et la vitesse de phase

La vitesse de phase est liée à la fréquence par l'équation suivante :

$$v_\phi = \frac{\omega}{\beta} = \frac{2\pi f}{\beta} \quad (2.26)$$

où  $\beta$  est la partie imaginaire de la constante de propagation  $\gamma$ , défini par l'équation 2.27 :

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_g} \quad (2.27)$$

avec :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.28)$$

D'après les équations 2.26, 2.27, et 2.28, on déduit que la vitesse de l'onde est d'autant plus réduite que la permittivité du substrat est élevée. Ce qui a pour effet d'augmenter le rapport  $c/v_\phi$ .

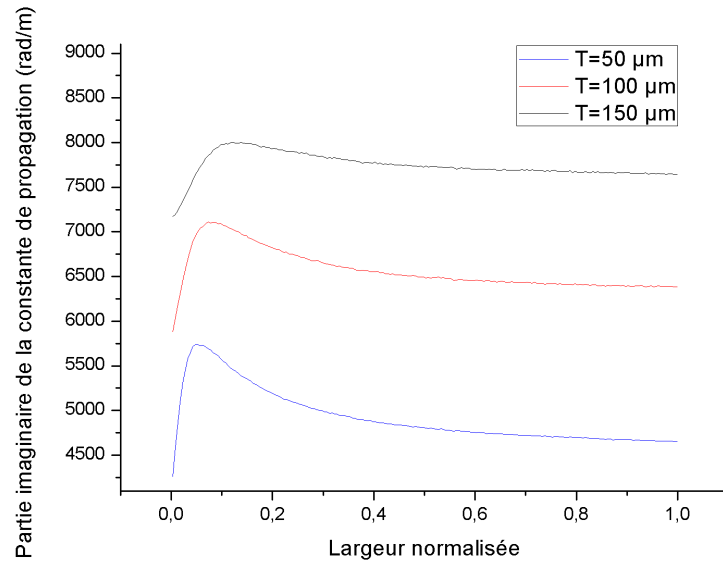


FIGURE 2.11: Partie imaginaire de  $\gamma$  en fonction de  $W/\lambda_0$  à une fréquence de 150 GHz pour différentes épaisseurs de substrat d'Arséniure de Gallium ( $\epsilon_r = 12.9$ ).

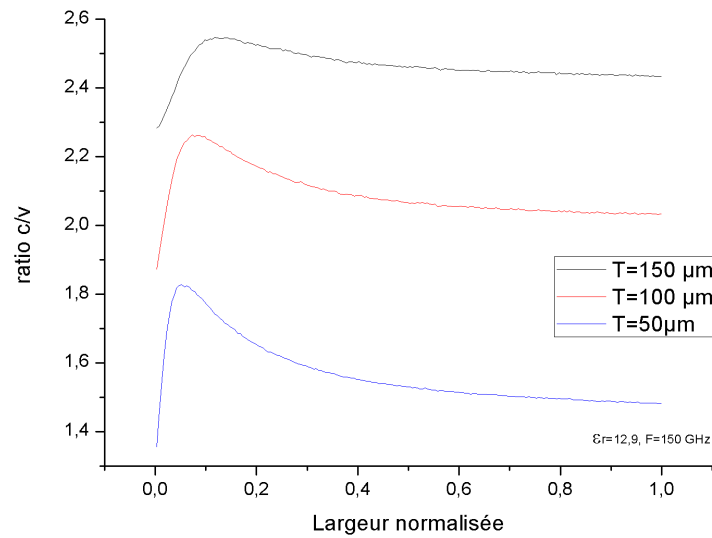


FIGURE 2.12: Ratio  $c/v$  en fonction de la largeur normalisé  $W/\lambda_0$  à une fréquence de 150 GHz pour différentes épaisseurs de substrat d'Arséniure de Gallium ( $\epsilon_r = 12.9$ ).

Les figures 2.11 et 2.12 illustrent l'évolution de la vitesse de phase et son impact sur le ratio  $c/v_\phi$  dans une ligne à fente sur un substrat de permittivité  $\epsilon_r = 12.9$  et pour des épaisseurs de substrat de 50, 100 et 150  $\mu\text{m}$ . Nous constatons l'évolution de la vitesse de phase en fonction de l'épaisseur du substrat. De ce fait, nous utilisons la notion d'épaisseur effective du substrat définie dans [50] pour faciliter le dimensionnement des antennes à fentes progressives.

### 2.4.5 Conditions sur l'épaisseur du substrat pour les antennes à fentes progressives

En 1985 [54], puis en 1989 [55], K. Sigfrid Ynvgesson et al. présentent les résultats empiriques permettant de déterminer des règles de conception pour ce type d'antennes. Dans ces études sont présentées des exemples d'antennes à fente progressive linéaire, constante et exponentielle (Vivaldi). Les conclusions de ces études vont servir pendant des années de règles de conception pour les antennes à fentes progressives. Les conclusions sont les suivantes :

Il existe une épaisseur de substrat diélectrique pour laquelle on obtient le ratio  $c/v_\phi$  optimal. Afin de caractériser l'effet du substrat diélectrique, cette étude [54] a formulé la notion d'épaisseur effective  $t_{eff}$  suivante :

$$t_{eff}/\lambda_0 = (\sqrt{\epsilon_r} - 1 \times t) / \lambda_0 \quad (2.29)$$

Avec :

- $t$  l'épaisseur réelle du substrat.
- $\epsilon_r$  la permittivité relative du substrat.

D'après [55], le ratio  $t_{eff}/\lambda_0$  doit être compris entre 0.005 et 0.03 afin d'obtenir un rayonnement correct.

Lorsque  $t_{eff}$  est inférieure à 0.005, la vitesse de phase est trop élevée par rapport à la célérité de la lumière et le décalage de phase optimal n'est pas atteint ; ce qui conduit à une directivité réduite. Dans l'autre cas, lorsque  $t_{eff}$  est supérieure à 0.03, la vitesse de phase est trop réduite et la différence de phase optimale est atteinte avant l'ouverture de l'antenne et le rayonnement se divise en deux parties [56].

En suivant les règles de conception issues de [54], on peut obtenir des résultats (en terme de gain et de largeur de faisceau) présentés dans le tableau 2.2 : Ces objectifs sont fonction des performances souhaitées lors de la conception, un gain maximum ou des lobes secondaires minimaux.

	Gain maximum	Lobes sec minimaux
Directivité atteignable	$+10 \log(10L/\lambda_0)$	$+10 \log(4L/\lambda_0)$
Largeur de faisceau atteignable	$55/\sqrt{L/\lambda_0}$	$77/\sqrt{L/\lambda_0}$
Ratio de vitesse optimal	$\frac{C}{v_\phi} = 1 + \frac{1}{2L/\lambda_0}$	N/A

TABLE 2.2: Propriétés des antennes à fente à ondes progressives

#### 2.4.6 Gamme de fréquence d'utilisation

L'équation 2.29 définit le ratio  $t_{eff}/\lambda_0$  et nous avons vu que ce ratio doit être compris entre  $0.005 < t_{eff}/\lambda_0 < 0.03$ . Ceci implique que pour une épaisseur et une permittivité de substrat données, il existe une gamme de fréquence au sein de laquelle il est possible de concevoir une antenne à fente progressive. La figure 2.13 montre l'évolution du rapport  $t_{eff}/\lambda_0$  en fonction de la fréquence. On remarque que pour une épaisseur de substrat donnée, la permittivité du substrat limite la gamme de fréquence utile. Les antennes à fentes progressives ne sont donc que peu utilisées à très haute fréquence car les conditions [54] de l'équation 2.29 requièrent des épaisseurs de substrat de plus en plus fines à mesure que la fréquence augmente. À titre d'exemple, avec un substrat d'arséniure de Gallium et une fréquence de 150 GHz l'épaisseur nécessaire pour obtenir un ratio  $t_{eff}/\lambda_0$  égale à 0.03 est de 17.4 um. De telles épaisseurs sont technologiquement difficilement réalisables.

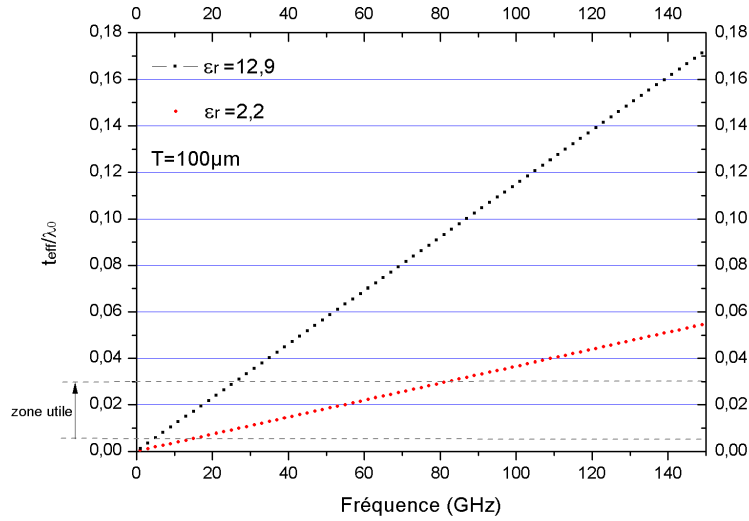


FIGURE 2.13:  $t_{eff}/\lambda_0$  en fonction de la fréquence pour différents substrats.

### 2.4.7 Condition d'adaptation

En s'intéressant de plus près au condition de rayonnement vues précédemment, nous avons constaté que l'antenne commence à rayonner lorsque la largeur de la fente est de l'ordre de  $0.5\lambda_0$  pour [40] et lorsque la longueur d'onde dans la fente est supérieure à  $0.4\lambda_0$  pour [39].

Si il existe quelques études donnant des expressions approchées de l'impédance d'une ligne à fente [45] [57], ces expressions sont souvent limitées et ne permettent pas de calculer l'impédance d'une ligne de largeur de l'ordre de  $0.5\lambda_0$  sur des substrats de permittivité relative supérieur à 9.8. Généralement, les expressions sont données pour des lignes sur substrats à faible permittivité et les expressions pour des substrats à haute permittivité sont limitées par des largeurs de fentes ou des épaisseurs de substrats réduites.

Remarque : les travaux présentés dans [57] permettent de conclure que pour un substrat de permittivité relative 9.8, l'impédance caractéristique de la ligne ne peut égaliser celle du vide que pour des épaisseurs de substrat extrêmement faibles ou pour des fréquences bien inférieures à celles que nous visons.

Nous présentons figure 2.14 l'évolution de l'impédance d'une ligne à fente calculée en utilisant le logiciel de simulation électromagnétique 3D HFSS, pour trois

épaisseurs de substrat ( $T$ ) et en fonction de la largeur de la fente normalisée par rapport à longueur de l'onde dans l'espace  $\lambda_0$  pour une fréquence de 150 GHz.

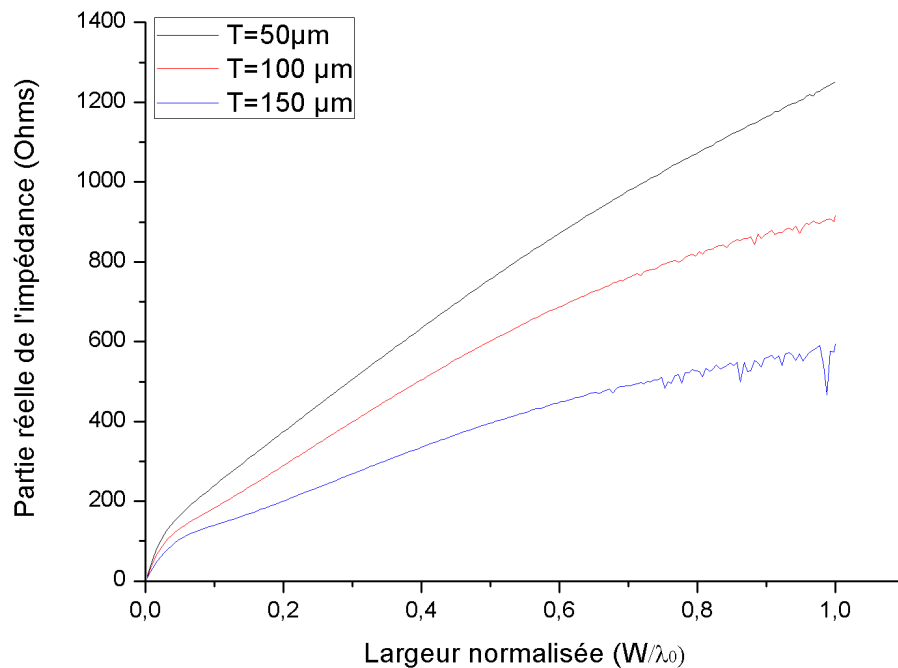


FIGURE 2.14: Partie réelle de l'impédance en fonction de largeur normalisée  $W/\lambda_0$  de l'antenne pour différentes épaisseurs de substrat.

Dans notre cas, avec un substrat d'Arséniure de Gallium d'épaisseur  $t = 100\ \mu\text{m}$  et une fréquence de 150 GHz, nous obtenons une impédance caractéristique de 600 Ohms pour un ratio  $W/\lambda_0$  de 0,5. L'impédance caractéristique est également fortement dépendante de la fréquence. Pour le même substrat d'AsGa et une épaisseur de 100  $\mu\text{m}$  nous obtenons une impédance de 377  $\Omega$  pour  $W/\lambda_0$  de 0,265 à une fréquence de 150 GHz. Le tableau 2.3 synthétise les résultats, nous voyons que l'impédance caractéristique égale celle du vide pour des rapports  $W/\lambda_0$  de 0,2025 à 0,4685, ce qui est inférieur à la largeur normalisée nécessaire au rayonnement définie par Gibson [40].



T	$W/\lambda_0$ à $Z_c = 377\Omega$	$Z_c$ à $W/\lambda_0 = 0.5$	$Z_c$ à $W/\lambda_0 = 1$
50 um	0.2025	758	1251
100 um	0.28	604	917
150 um	0.4675	396	594

TABLE 2.3: Conclusion sur l'impédance caractéristique

À partir de ces formules approchées et des résultats de simulation, on s'aperçoit que la valeur de l'impédance pour des dimensions  $W/\lambda_0 > 0.5$  est supérieure à l'impédance du vide pour des épaisseurs de 50 et 100 *um*.  $Z_c$  se rapproche de  $Z_0$  pour  $W/\lambda_0 = 0.46$  pour  $T = 150um$ , mais à cette épaisseur, la vitesse de phase est trop faible et nous nous éloignons de la vitesse optimale.

On comprend pourquoi la très grande majorité des antennes de ce type réalisées jusqu'à présent sont des antennes de grande longueur, classiquement  $L \gg \lambda_0$ , et sur des substrats à faible permittivité.

En effet, ces antennes correspondent à une adaptation planaire des antennes cornet. Si l'antenne est considéré comme infinie, alors leur impédance caractéristique est purement réelle puisque l'onde qui la parcourt est purement progressive. Mais si l'antenne est tronquée, alors une partie de l'énergie est réfléchi. La discontinuité introduite donne naissance à des ondes stationnaires et à des modes supérieures, ce qui induit une composante réactive à l'impédance d'entrée et augmente le Taux d'Ondes Stationnaires (TOS).

La conception de ce type d'antenne est donc un compromis entre la vitesse de phase de l'onde, la longueur, et la technologie qui fixe les caractéristiques et les dimensions du substrat.

Conclusion :

Pour des substrats à permittivité élevée, l'impédance est trop importante par rapport à celle du vide pour des largeurs de fentes  $> 0.5 \times \lambda_0$ . Or, la vitesse de phase optimale pour des antennes de longueurs  $L > 3\lambda_0$  s'approche de celle de

la lumière. L'utilisation d'un substrat à forte permittivité est donc difficilement réalisable.

Nous proposons donc une solution alternative, qui consiste à concevoir des antennes sur des substrats à haute permittivité et de longueur réduite. Nous solutionnons ensuite le problème du aux ondes stationnaires par une adaptation intelligente de l'impédance caractéristique de l'antenne par rapport à celle du vide et par un dimensionnement cohérent de l'antenne, et en nous basant sur les travaux de Prasad et Mahapatra [39] concernant les conditions de propagation.

Ainsi, nous proposons de concevoir des antennes :

- de longueur  $L = \lambda_0$  qui permet :
  - d'obtenir un ratio optimum  $c/v_\phi = 1.5$  plus facilement atteignable.
  - de réduire la dimension et donc d'autoriser la conception MMIC.
- de largeur d'ouverture  $L = \lambda_g/2$  qui permet :
  - d'obtenir une impédance proche de celle du vide en bout d'antenne.

#### 2.4.8 Variation des caractéristiques d'une antenne à fente en fonction du type de croissance appliquée

La propriété d'une antenne à fente à rayonner lorsque la largeur de l'ouverture est égale à une certaine fraction de la longueur d'onde dans le vide dépend de l'adaptation entre l'impédance caractéristique de la ligne à fente  $Z_c$  et celle du vide  $Z_0$ . Or, comme nous l'avons constaté en simulation et dans [56], cette condition est rarement remplie. En effet, si nous prenons l'exemple d'une antenne à progression linéaire, il est évident que la condition sur l'impédance ne peut être remplie à toute les fréquences puisque l'évolution de l'impédance en fonction de la fréquence ne suit pas l'évolution de l'impédance en fonction de la largeur normalisée.

Les antennes que nous proposons sont des antennes à fentes progressives exponentielles (vivaldi). Ces antennes sont basées sur la forme classique de progression exponentielle proposée par [40] et présentée équation 2.30

$$y = A \times \exp^{Bx} \quad (2.30)$$

En jouant sur les coefficients A & B, nous pouvons modifier la forme de la transition (Taper) en gardant une largeur d'ouverture identique comme illustré figure 2.15, dans le cas d'une antenne Vivaldi à 150 GHz, sur substrat d'Arséniure de Gallium.

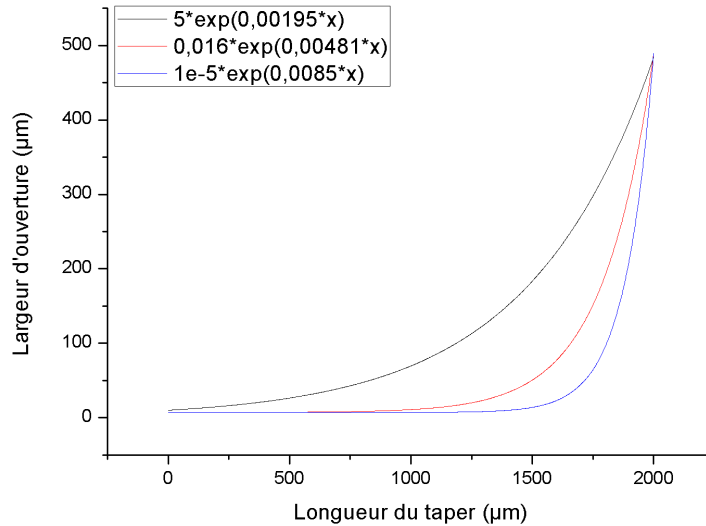
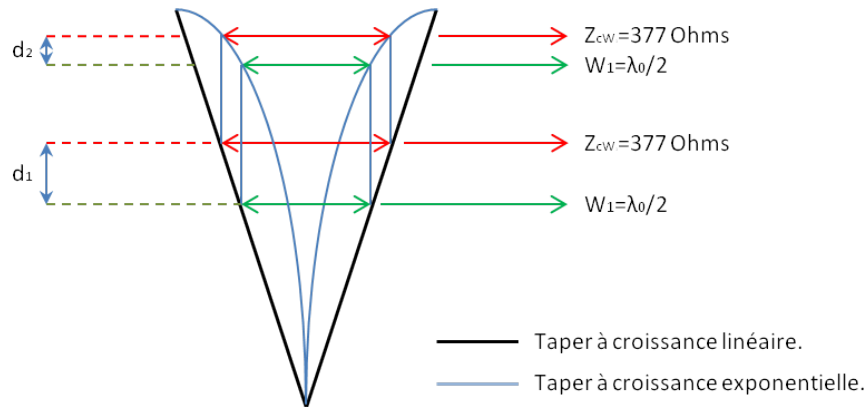


FIGURE 2.15: Évolution de la transition (Taper) pour différents coefficients A & B.

En augmentant la croissance de l'exponentielle, nous pouvons réduire l'écart 'd' entre la distance à laquelle l'impédance  $Z_c$  égale celle du vide et celle où la largeur d'ouverture  $W$  égale  $\lambda_0/2$ , et donc diminuer la longueur de l'antenne ; comme le présente la figure 2.16.

De plus, nous savons que la vitesse de phase n'est pas constante le long de la transition (Taper), cette vitesse varie en fonction de la largeur de la fente. La forme du taper de l'antenne, pour une longueur donnée, modifie la différence de phase entre l'onde au bout de l'antenne et le vide ce qui affecte grandement les conditions de rayonnement [56]. Nous avons donc réalisé des antennes à croissance exponentielle afin de déterminer l'impact de la distance  $d$  et de la variation du décalage de phase du à la variation de la vitesse de phase le long des antennes, ainsi que l'influence sur l'adaptation des antennes.

FIGURE 2.16: Réduction de la distance  $d$ .

### 2.4.9 Transition ligne coplanaire-ligne à fente

L'utilisation des lignes coplanaires offre de nombreux avantages pour les circuits micro-ondes intégrés monolithiques. Leur structures uni-planaires ne nécessite pas de trous métallisés. Les lignes coplanaires sont également plus paramétrables que les lignes micro-ruban puisque que l'on peut modifier la largeur du ruban central et de la fente entre le ruban et le plan de masse. Les lignes coplanaires présentent des pertes moins élevées aux fréquence millimétriques [58], leur structures uni-planaires permettent également de limiter les coûts de fabrication, elles sont donc largement utilisées dans les MMIC . Ceci rend nécessaire la réalisation de transition CPW-ligne à fente afin d'adapter des éléments telles que les antennes à fente. Les outils de caractérisation en bande millimétrique disponibles au sein de notre laboratoire possède des accès pointes millimétriques coplanaires, une transition coplanaire-ligne à fente est donc nécessaire pour la caractérisation et l'intégration des antennes que nous développons. En 1974, J.B. Knorr [59] présente des résultats et une étude théorique concernant les transition microruban-ligne à fente et coaxial-ligne à fente. Puis, en 1982, Victor FOUAD HANNA et Louis RAMBOZ [60] proposent une transition coplanaire-ligne à fente planaire à deux stubs très facilement réalisable et adaptable aux MMIC.

Le schéma de principe de cette transition ainsi que le circuit équivalent sont présentés figure 2.17

Dans le circuit équivalent présenté figure 2.17,  $X_s$  représente l'amplitude de la réactance inductive de la ligne à fente en court-circuit de longueur  $l_s$ .  $X_c$  représente

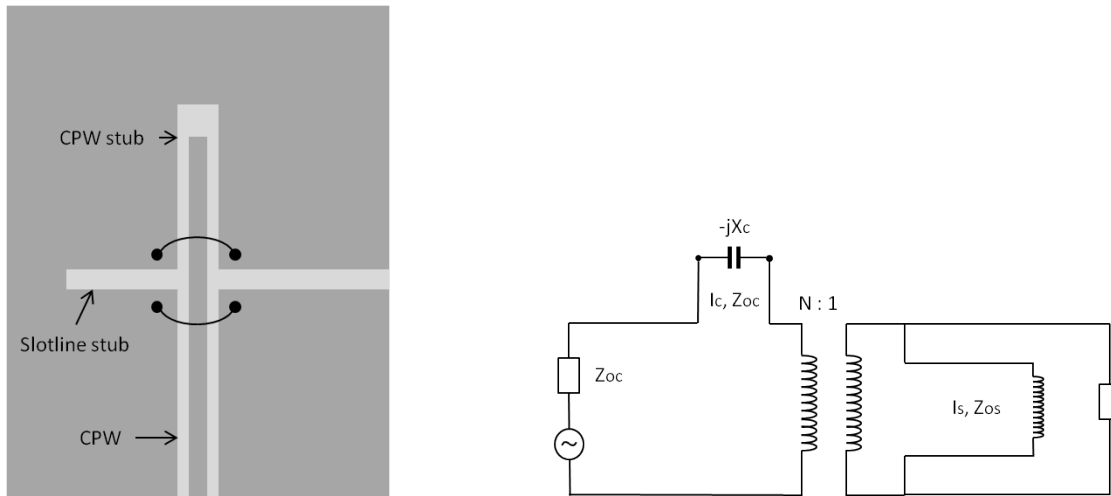


FIGURE 2.17: Transition coplanaire-ligne à fente (gauche) et circuit équivalent(droite).

l'amplitude de la réactance capacitive du stub CPW en circuit-ouvert de longueur  $l_c$ .  $Z_{os}$  et  $Z_{oc}$  représentent respectivement les impédances caractéristiques de la ligne à fente et de la ligne coplanaire.

$n$  est le ratio de transformation déterminé à partir des composantes de champs de la ligne à fente par :

$$n = \frac{V_c}{V_o} \quad (2.31)$$

Avec :

$$V_c = - \int E_{zc} dz \quad (2.32)$$

Avec  $V_o$  la tension dans la ligne à fente et  $E_{zc}$  le champ électrique au sein d'une des deux fentes formant la ligne coplanaire. Le couplage entre ces deux lignes est magnétique et s'effectue par le composant magnétique  $H_x$ . En utilisant les équations de Maxwell, on obtient l'équation 2.33 :

$$V_c = \int_{-W/2}^{W/2} E_{ys} dy \quad (2.33)$$

$E_{ys}$  est le champ électrique de la ligne à fente qui provient de l'analyse de Cohn [43]. Ainsi, on peut écrire :

$$n = \cos\left(\frac{2\pi u}{\lambda_0} h\right) - \cot(q_0) \sin\left(\frac{2\pi u}{\lambda_0} h\right) \quad (2.34)$$

$Z_{inc}$ , l'impédance d'entrée du stub coplanaire en série, et  $Z_{ins}$  l'impédance d'entrée de stub slot parallèle, s'écrivent :

$$Z_{inc} = j \times Z_{oc} \times \frac{-X_c + Z_{oc} \tan\left(\frac{2\pi l_c}{\lambda_c}\right)}{Z_{oc} + X_c \tan\left(\frac{2\pi l_c}{\lambda_c}\right)} \quad (2.35)$$

$$Z_{os} = j \times Z_{os} \times \frac{X_s + Z_{os} \tan\left(\frac{2\pi l_s}{\lambda_g}\right)}{Z_{os} - X_s \tan\left(\frac{2\pi l_s}{\lambda_g}\right)} \quad (2.36)$$

En appliquant les conditions de puissance maximales à la fréquence centrale, soit  $Z_{inc} = 0$  et  $Z_{ins} = \infty$ , l'équation de détermination des longueurs de stub optimales s'écrit :

$$l_c = (\lambda_c/2\pi) \tan^{-1}(X_c/Z_{oc}) \quad (2.37)$$

$$l_c = (\lambda_g/2\pi) \tan^{-1}(Z_{os}/X_s) \quad (2.38)$$

avec :

$$Z_{oc} = Z_{os}/n^2 \quad (2.39)$$

De nombreuses publications [60] [61] [62] [63] ont traité ce type de transition, et certaines de ces publications présentent des largeurs de bande de fonctionnement de 5 :1 [62] voire de 5.2 :1 [63]. Néanmoins, aucune méthode d'optimisation de la largeur de bande n'était disponible. Un problème similaire a été traité dans [64]. Dans cette publication, une transition coplanaire-ligne à fente à coupleur 3 dB 180 degrés de type 'balun' est présentée pour des fréquences supérieures à 40 GHz. Néanmoins, les performances présentées dans [65], notamment en terme de bande passante, ne répondent pas à nos critères de conception.

En 1996, K.Hettak et al. ont proposé une optimisation de la transition vue dans la section précédente (2.4.9).

Théoriquement, toutes les lignes de transmission et les stubs doivent avoir la même impédance caractéristique [66]. Cette condition n'est pas valide à cause

des caractéristiques de dispersion de la ligne à fente et de la ligne coplanaire. Ainsi, les auteurs de [67] proposent une nouvelle configuration pour une transition coplanaire-ligne à fente, qui consiste en la combinaison d'un stub ligne à fente en court circuit de longueur  $\lambda_g/4$  et d'un stub cpw ouvert de longueur  $\lambda_g/4$ . Cette transition est présentée figure 2.18. La structure est identique à celle présentée figure 2.17 et nous étudions en détail la relation entre l'impédance des lignes à fentes et coplanares et le coefficient de transmission de la transition.

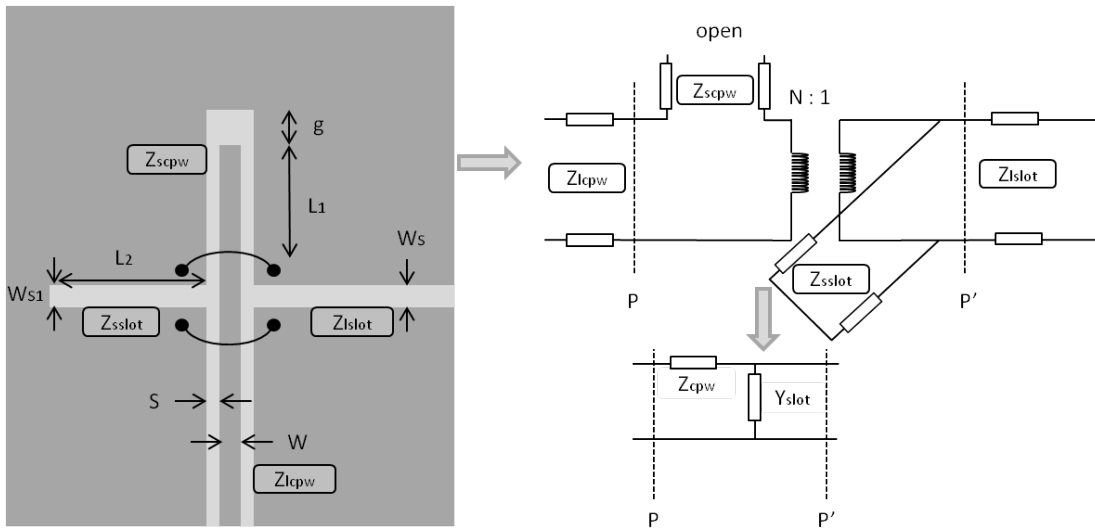


FIGURE 2.18: Structure de la transition coplanaire - ligne à fente.

Avec :

$$Z_{cpw} = -j \times Z_{scpw} \times \cot\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (2.40)$$

$$Y_{slot} = -j \times Y_{sslot} \times \cot\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (2.41)$$

Dans cette structure, le coefficient de transmission <sup>1</sup> est donné par l'équation 2.42

$$S_{21} = \frac{2}{(2 - X_1) - jX_2} \quad (2.42)$$

Avec :

<sup>1</sup>La démonstration est présentée en Annexe B

$$X_1 = \left( Z_{scpw} \times Y_{slot} \cot^2 \left( \frac{\pi f}{2f_0} \right) \right) \quad (2.43)$$

$$X_2 = (Z_{scpw} + Y_{slot}) \cot \left( \frac{\pi f}{2f_0} \right) \quad (2.44)$$

Où :

- $Z_{scpw}$  est l'impédance normalisée caractéristique équivalente du stub CPW.
- $y_{slot}$  est l'admittance normalisée caractéristique équivalente du stub slotline.
- $f_0$  est la fréquence centrale de fonctionnement.

Cette transition présente une réponse de type passe-bande. Cela est aisément compréhensible si l'on considère l'évolution du module du coefficient de transmission avec la fréquence.

- A très basse fréquence ( $f \ll f_0$ ) et pour  $f$  proche de  $2f_0$ ,  $|S_{21}|$  tends vers 0.
- pour  $f = f_0$ ,  $|S_{21}|$  est égal à un.

A partir de l'équation 2.42, on déduit simplement que le coefficient de transmission décroît avec les termes  $X_1$  et  $X_2$ . Ainsi, une augmentation de la bande de fréquence de fonctionnement est réalisable en choisissant une valeur d'impédance caractéristique la plus élevée possible pour  $Z_{slot}$  et la plus faible possible pour  $Z_{scpw}$ .

#### 2.4.10 Simulation de transition ligne coplanaire - ligne à fente

Nous avons réalisé des transitions ligne coplanaire / ligne à fente afin de d'assurer la transition entre les pointes de mesures RF coplanaires et la ligne à fente de l'antenne. Nous nous sommes basés sur les travaux vus précédemment [67]. Les figures 2.19a et 2.19b présentent le modèle utilisé pour simuler une transition à 75 GHz à l'aide du logiciel de simulations électromagnétiques 3D HFSS. Des fils d'or sont utilisés comme ponts à air afin de faciliter la réalisation technologique. Ces



ponts à air servent à assurer l'égalité de potentiels entre les masses des lignes coplanaires et au niveau de la transition. Nous avons réalisé des transitions couvrant les bandes W [75-110 GHz] et D[110-170 GHz]. Les transitions sont conçues avec un rapport de proportionnalité et présentent les mêmes performances. Une photographie au microscope électronique à balayage (MEB) d'une transition coplanaire - ligne à fente réalisé au sein de l'Institut d'Électronique, de Micro-technologie et de Nano-technologie (IEMN) est présenté figure 2.20.

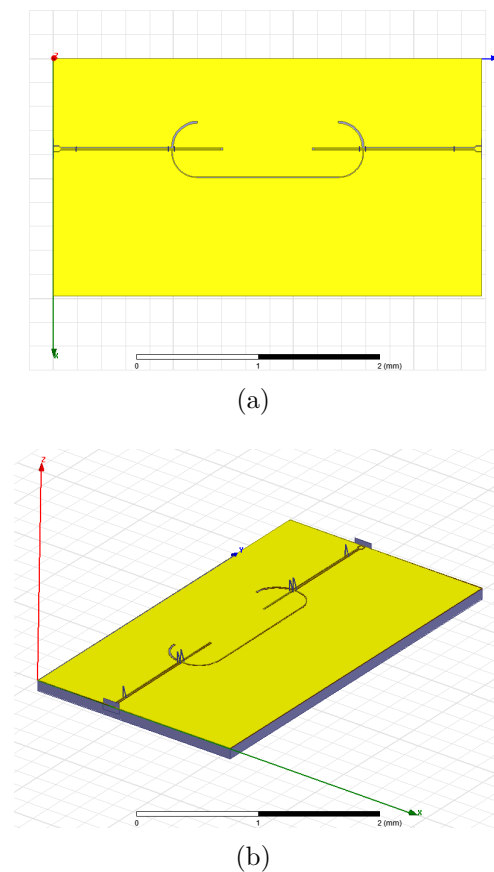


FIGURE 2.19: Modèle d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente.

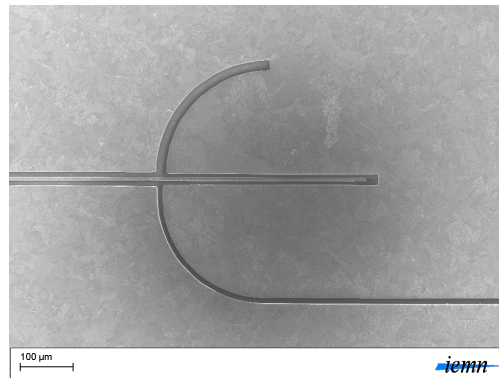


FIGURE 2.20: Photographie d'une transition coplanaire - ligne à fente réalisée au microscope électronique à balayage.

La figure 2.21 présente les coefficients de réflexion et de transmission de la transition en bande W. À 75 GHz, Le coefficient de réflexion est égal à -25 dB, le coefficient de réflexion est inférieur à -10 dB de 70 GHz jusqu'à 99 GHz. Le coefficient de transmission en mode back-to-back est égal à -2.39 dB. Cette transition a donc un coefficient de transmission de -1.2 dB. Ces résultats correspondent aux performances obtenues dans [67]. Les résultats de simulation de deux transitions en bande W et G sont présentés en annexe C. Malheureusement, les transitions réalisées ont été détruites au cours des étapes technologiques et n'ont donc pas pu être mesurées.

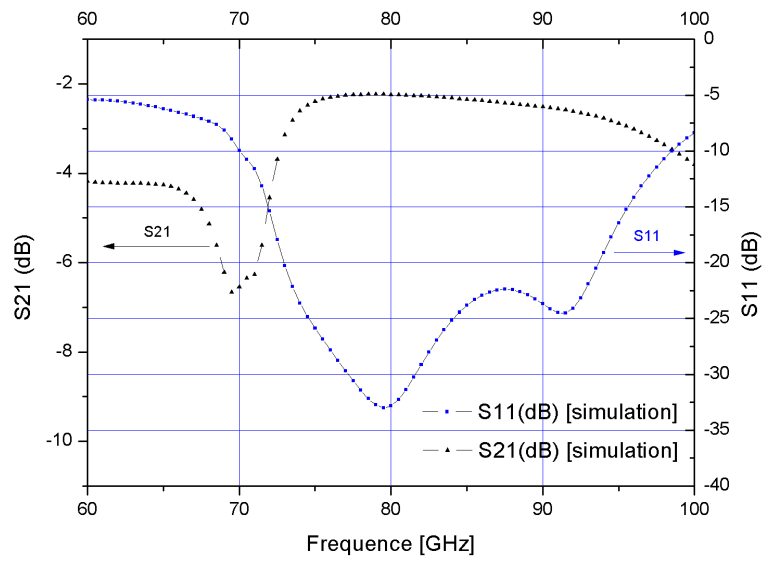


FIGURE 2.21: Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne à fente à 75 GHz.

## 2.5 Résultats de simulation

Nous avons conçus plusieurs antennes, de bande de fonctionnement et de progressions différentes, notamment en bande W (70-78 GHz et 80-88 GHz) et en bande G (130-150 GHz).

### 2.5.1 Antennes large bande en bande W 70-78 GHz

Trois antennes avec trois fentes à progressions exponentielles différentes ont été simulées en bande W (70-78 GHz), la technologie utilisée est celle présentée section 2.6.1. Nous avons conservé les mêmes dimensions pour les trois transitions (présentées figure 2.22). La longueur de ligne entre la transition coplanaire - ligne à fente pour les antennes avec les transitions (Taper) un et deux est de  $500 \mu\text{m}$  et de  $380 \mu\text{m}$  pour l'antenne utilisant la transition la plus progressive (Taper 3). Les différentes progressions exponentielles sont présentées figure 2.24. L'ouverture en bout d'antenne reste la même, seule la croissance du taper varie. Les paramètres de la ligne à fente varient en fonction de la largeur de la fente : le rapport  $\lambda_g/\lambda_0$ , la vitesse de phase et l'impédance caractéristique. L'ouverture des antennes est de  $980 \mu\text{m}$ , ce qui correspond à une impédance caractéristique de  $457 \text{ Ohms}$  en bout d'antenne. Nous sommes donc plus proche de l'impédance du vide que si nous utilisons les règles de conception classiques. À  $75 \text{ GHz}$  et pour ces dimensions, la permittivité effective est de  $2.6$ , ce qui correspond à un rapport  $\lambda_g/\lambda_0 = 0.62$ .

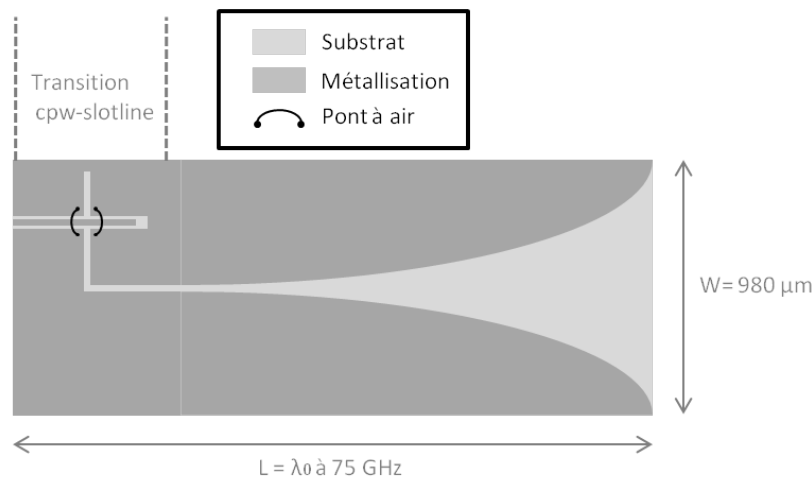


FIGURE 2.22: Dimensions des antennes à 75 GHz.

Nous avons intégré aux antennes réalisées une structure crantée proposée dans [68]. L'ajout de cette structure permet d'ajuster le rayonnement plan E des antennes à fentes progressives. La figure présente un schéma de cette structure intégrée à nos antennes,  $C_l$  et  $C_w$  correspondent respectivement à la longueur et à la largeur des 'crans'. Nous avons déterminé par simulations électromagnétiques les dimensions optimales des 'crans', nous obtenons les mêmes conclusions que [68]. Le rayonnement en plan E est amélioré pour  $C_l = 0.052 \times \lambda_0$  et  $C_w = 0.06 \times \lambda_0$ . L'espace entre deux crans est de longueur égale à  $C_w$ .

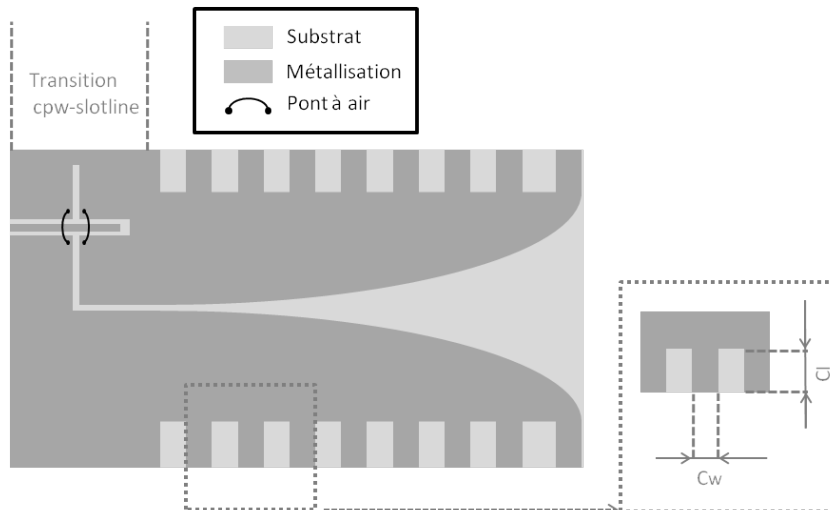


FIGURE 2.23: Structure et dimensions des antennes crantées.

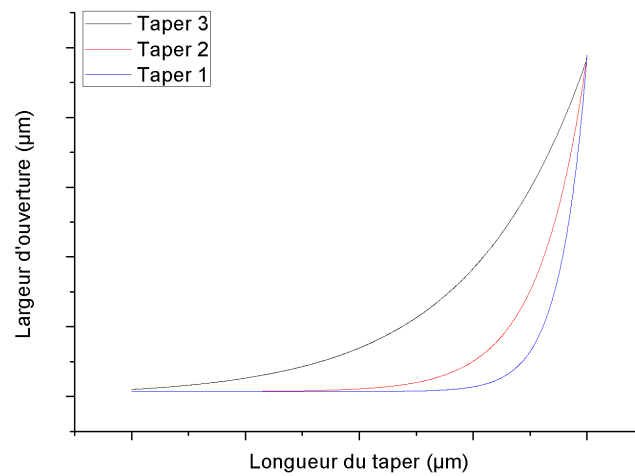


FIGURE 2.24: Trois transitions de forme exponentielles différentes.

La figure 2.25 présente une vue en trois dimensions du rayonnement d'une antenne à fente progressive exponentielle obtenue avec le logiciel de simulation électromagnétique CST Microwave Studio. Le rayonnement est directif, le rayonnement maximum est atteint dans la direction de propagation voulue (axe Y positif), les lobes secondaires sont réduits le long de l'axe X, les lobes secondaires principaux se trouvent dans le plan H. Les antennes ont été simulées à l'aide des logiciels CST Microwave et ANSYS HFSS afin d'assurer la validité des résultats. Les résultats de simulation présentés dans la suite de ce chapitre ont été obtenus par le logiciel ANSYS HFSS. La technologie utilisée est celle présentée section 2.6.1.

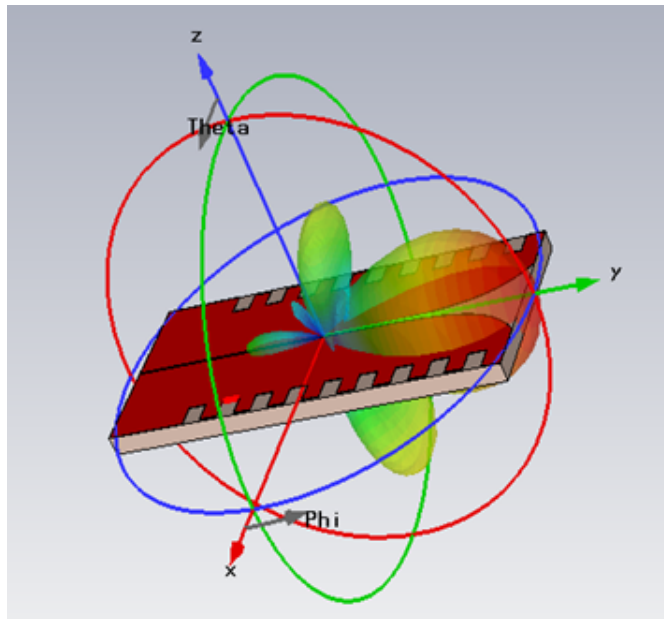


FIGURE 2.25: Diagramme de rayonnement en trois dimensions.

Le coefficient de réflexion des trois antennes est présentée figure 2.26, nous constatons bien l'influence du taper au niveau de l'adaptation. L'antenne Taper-3 est adaptée à 72 GHz, l'antenne Taper-2 est adaptée à 76 GHz et l'antenne Taper-1 présente une adaptation très inférieure. On remarque figure 2.27 que le gain maximal est obtenu pour l'antenne Taper-3. La bande passante des antennes Taper-1, Taper-2 et Taper-3 sont respectivement de 11, 10 et 12 GHz. La bande passante du gain à -3 dB est identique pour les trois antennes et est égale à 12 GHz. La diminution de la longueur du Taper entraîne une diminution du gain, cependant, l'écart est seulement de 2 dB entre les antennes Taper-1 et Taper-3. Les antennes ayant la même ouverture en bout d'antenne, ceci montre que le gain varie en fonction de la longueur du taper et de son coefficient de croissance. La différence d'évolution de la vitesse de phase entre ses deux transitions à progression exponentielle produit un décalage de phase différent en bout d'antenne, or comme nous l'avons vu précédemment, il existe un décalage de phase optimal qui permet d'obtenir le gain maximum.

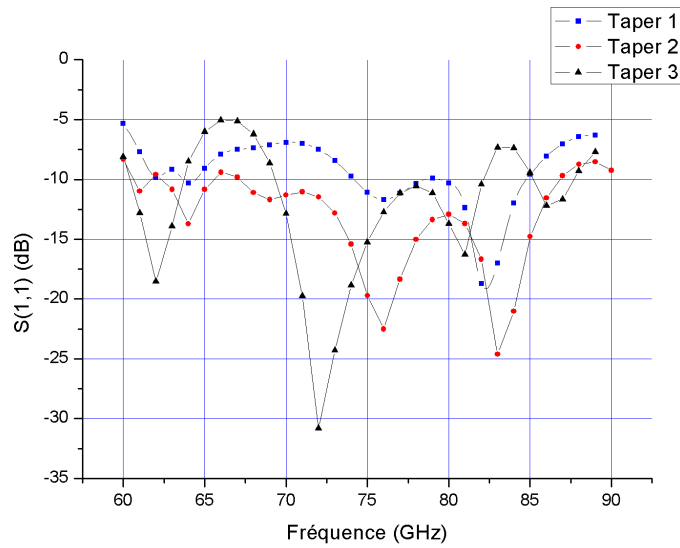


FIGURE 2.26: Coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

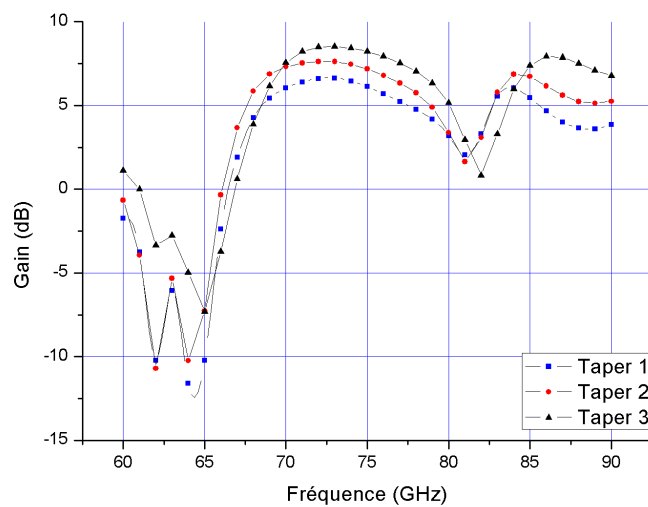


FIGURE 2.27: Gain en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

Les figures 2.28, 2.32 et 2.34 présentent le rayonnement en plan E des trois antennes pour des fréquences de 70 à 78 GHz. Nous présentons également figures



2.29, 2.33 et 2.35 le rayonnement en plan H des trois antennes pour les mêmes fréquences. Les caractéristiques des antennes sont récapitulées dans le tableau 2.4. Le rayonnement est bien cohérent et directif pour les trois antennes pour les fréquences de 70 à 78 GHz. Le gain maximum est obtenu pour l'antenne Taper-3, comme prévu, la longueur de l'ouverture a bien un impact direct sur le gain. Les lobes secondaires sont relativement proches pour les trois types d'antennes, on note cependant que les performances les plus médiocres sont obtenues pour l'antenne ayant une longueur d'ouverture intermédiaire (Taper-2) ce qui conforte bien notre proposition concernant l'importance d'étudier l'impact de la distance  $d$  vu dans la section 2.4.8. Le rayonnement arrière est  $< 9$  dB pour les trois antennes. La largeur de faisceau à -3 dB pour les antennes Taper-1 à Taper-3 est respectivement de 35, 40 et 40 degrés en plan E, et de 50, 53 et 65 degrés en plan H. Le faisceau est donc focalisé de manière plus importante pour les antennes ayant des longueur d'ouverture les plus faibles. Les figures 2.30 2.31 présentent respectivement le diagramme de rayonnement en cross-polarisation plan E(2.30) et plan H(2.31), pour une fréquence de 72 GHz.

Rayonnement en Plan E			
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	6.46	7.46	8.47
Lobe secondaires A (dB)	-11.06	-11.22	NC
Lobe secondaires B (dB)	-9.68	-9.21	-8.52
Lobe arrière (dB)	-9.44	-9.68	-10.78
Rayonnement en Plan H			
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	6.46	7.46	8.47
Lobe secondaires A (dB)	-7.18	-6.18	-8.05
Lobe secondaires B (dB)	-7.41	-5.9	-7.88
Lobe arrière (dB)	-9.44	-9.73	-10.72

TABLE 2.4: Synthèse des résultats des antennes à 75 GHz

Remarque : les Lobes secondaires sont exprimés en dB normalisé par rapport au gain maximum.

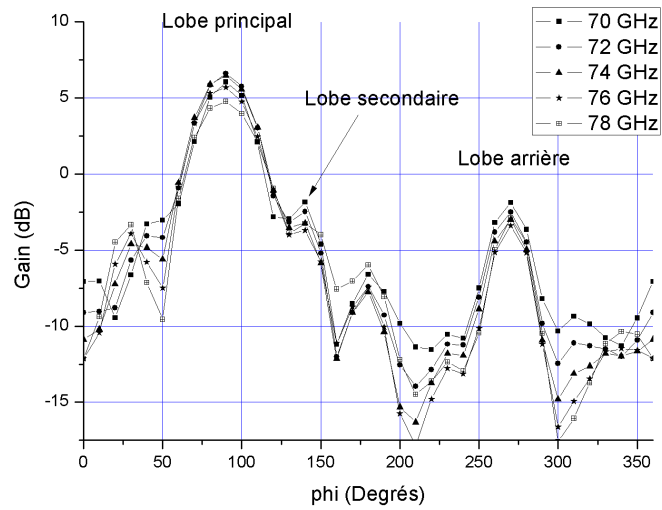


FIGURE 2.28: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

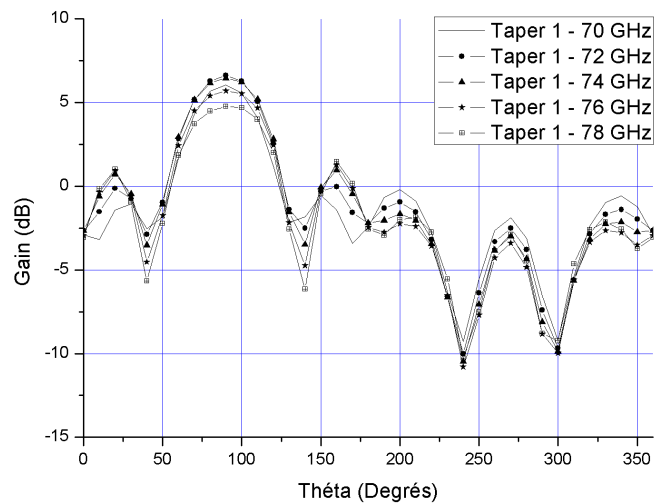


FIGURE 2.29: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

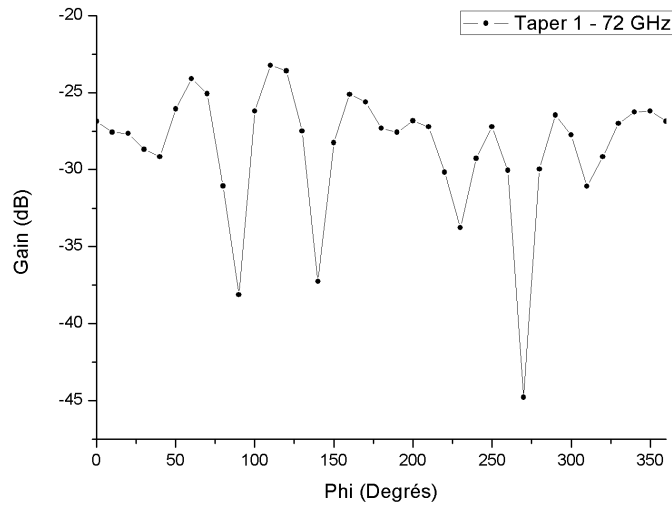


FIGURE 2.30: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) en cross-polarisation pour l'antenne Taper-1 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

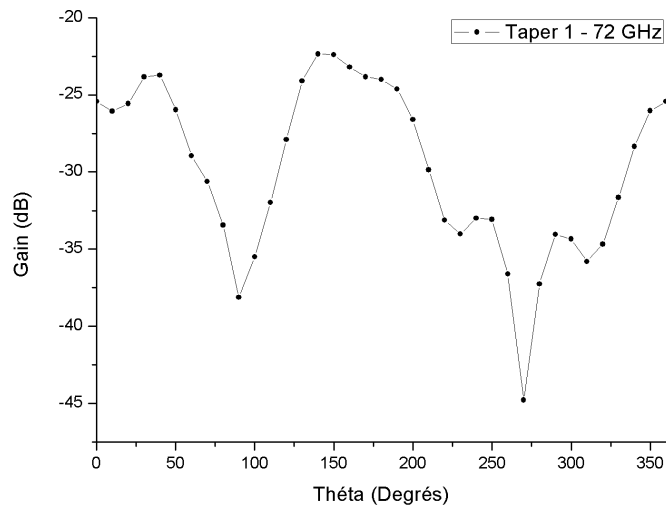


FIGURE 2.31: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) en cross-polarisation pour l'antenne Taper-1 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

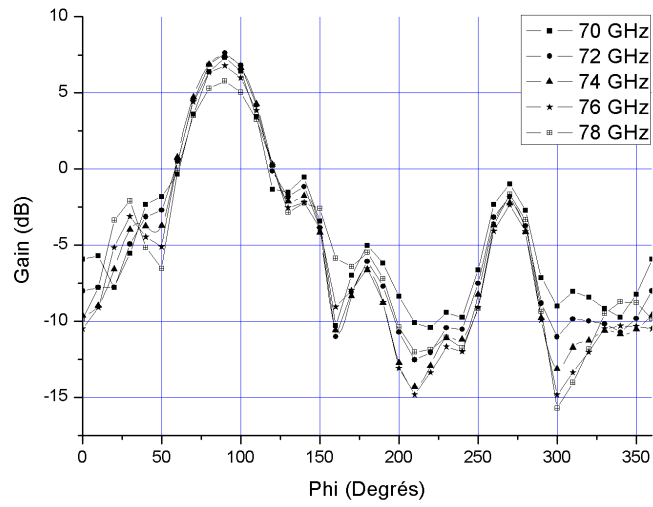


FIGURE 2.32: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

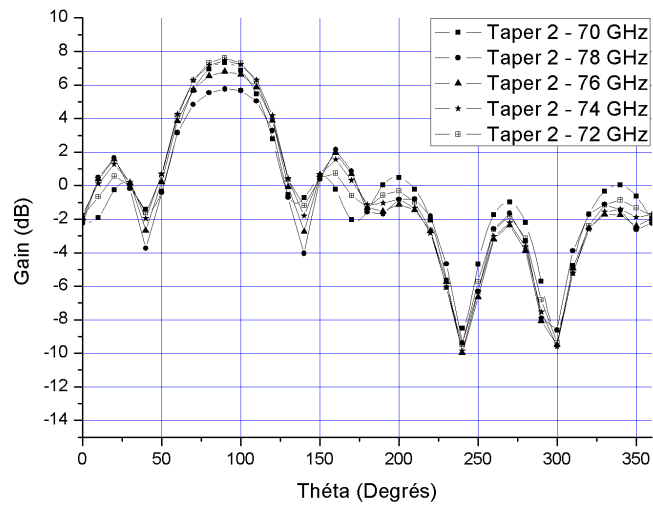


FIGURE 2.33: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

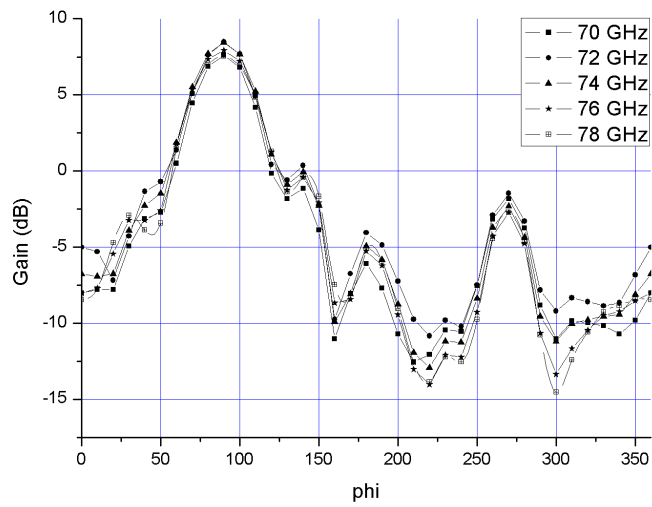


FIGURE 2.34: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

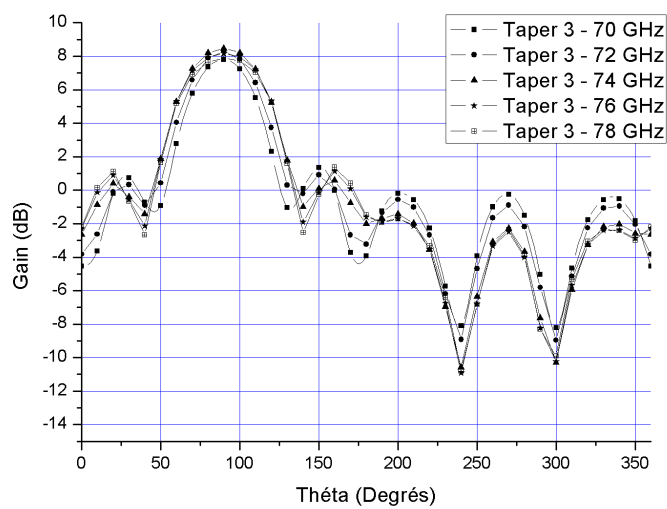


FIGURE 2.35: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

### 2.5.2 Antennes large bande en bande W 80-88 GHz

Comme pour les antennes à 75 GHz, trois antennes avec trois fentes à progressions exponentielles différentes ont été simulées. La figure 2.36 présente le coefficient de réflexion des trois antennes avec les trois croissances exponentielles. Les antennes Taper-2 et Taper-3 sont adaptées à 87 GHz. On note que la bande passante de l'antenne Taper-2 est légèrement plus élevée que celle du Taper 3. La remontée du coefficient de réflexion autour de 93 GHz est moins prononcée pour l'antenne Taper-2. L'antenne Taper 1 présente quant à elle une évolution différente. Celle-ci est adaptée à 85 GHz et présente un coefficient de réflexion de -15 dB, contre -24 et -28 dB respectivement pour les antennes Taper-2 et Taper-3 à 87 GHz. La bande à -10 dB pour les antennes Taper-1, Taper-2 et Taper-3 sont respectivement de 5, 7 et 6 GHz.

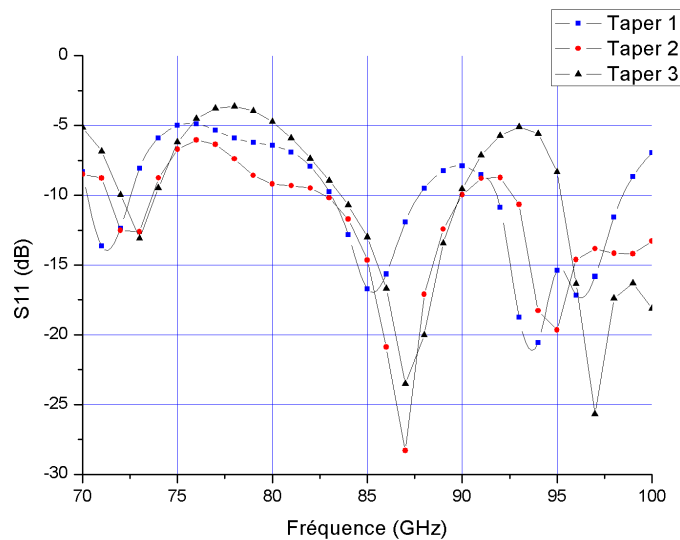


FIGURE 2.36: Coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

La figure 2.37 présente le gain dans la direction de propagation (gain maximum) en fonction de la fréquence et pour les trois types d'antennes. Nous constatons une diminution du gain maximum en fonction du type de taper : pour une fréquence de 86 GHz, les gains pour les tapers 1 à 3 sont de 7.8 dB, 8.52 dB et 9.2 dB respectivement. La largeur de bande augmente légèrement pour les antennes Taper-

1 et Taper-2. La bande passante du gain à -3 dB pour les antennes Taper-1, Taper-2 et Taper-3 sont respectivement de 15, 14 et 11.5 GHz. Nous constatons la même évolution que dans le cas des antennes en bande 70-78 GHz, l'antenne Taper-3 présente le gain maximum et les antennes Taper-2 et Taper-3 présentent un gain inférieur mais une bande de rayonnement plus large.

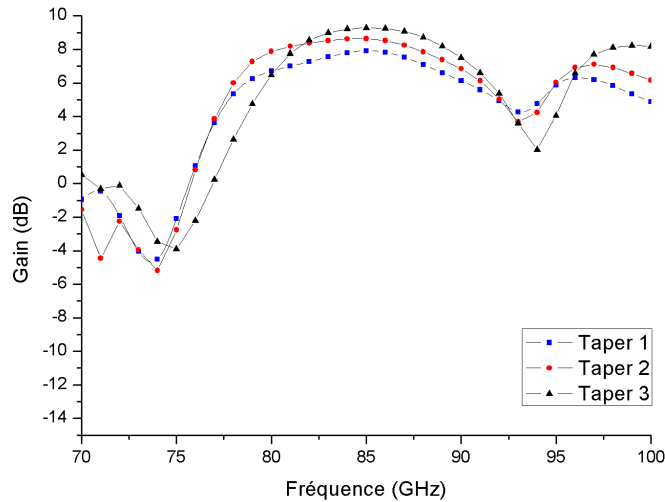


FIGURE 2.37: Gain en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

Les figures 2.38, 2.40 et 2.42 présentent le rayonnement en plan E des trois antennes pour des fréquences de 80 à 88 GHz. Nous présentons également figure 2.39, 2.41 et 2.43 le rayonnement en plan H des trois antennes pour les mêmes fréquences. Le rayonnement est bien cohérent pour toutes les antennes sur toute la bande de fonctionnement. Le gain est plus faible à 80 GHz pour l'antenne Taper-3, ceci s'explique par l'adaptation de cette antenne à 80 GHz qui est inférieure à celle des antennes Taper-1 et Taper 2.

De plus, l'ouverture des antennes est de 30 degrés en plan E et de 53 degrés en plan H à 86 GHz. Ces valeurs correspondent aux résultats obtenues par [50] pour des antennes de longueurs supérieures à  $2 \lambda_0$ . Nous constatons également que nous obtenons des valeurs d'ouverture prévues par la théorie (Tableau 2.2).

Nous présentons dans le tableau 2.5 les caractéristiques des trois types d'antennes pour une fréquence de 86 GHz :

Rayonnement en Plan E			
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	7.82	8.52	9.3
Lobe secondaires A (dB)	-11.55	-11.73	-11.4
Lobe secondaires B (dB)	-9.55	-9	-10.1
Lobe arrière (dB)	-12.94	-13.02	-14.1
Rayonnement en Plan H			
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	7.82	8.52	9.3
Lobe secondaires A (dB)	-6.65	-7.31	-8.6
Lobe secondaires B (dB)	-6.34	-6.82	-8.35
Lobe arrière (dB)	-12.94	-13.02	-14.1

TABLE 2.5: Synthèse des résultats des antennes

Remarque : les Lobes secondaires sont exprimés en dB normalisé par rapport au gain maximum.

Pour le rayonnement en plan E, les lobes secondaires A sont inférieurs à -11 dB par rapport au gain maximum. Les lobes secondaires B sont compris entre -9 dB (Taper-2) et -10.1 dB (Taper-3). Les lobes arrière sont compris entre -12.94 dB (Taper-1) et -14.1 dB (Taper-3). On constate que les performances sont meilleures pour l'antenne Taper 3. Dans le plan H, la différence majeure est l'évolution du lobe secondaire B en fonction du typer de Taper. Ce lobe correspond au rayonnement à travers le substrat. On constate que ce lobe pour l'antenne Taper-1 est supérieur de 2 dB à celui du Taper-3.



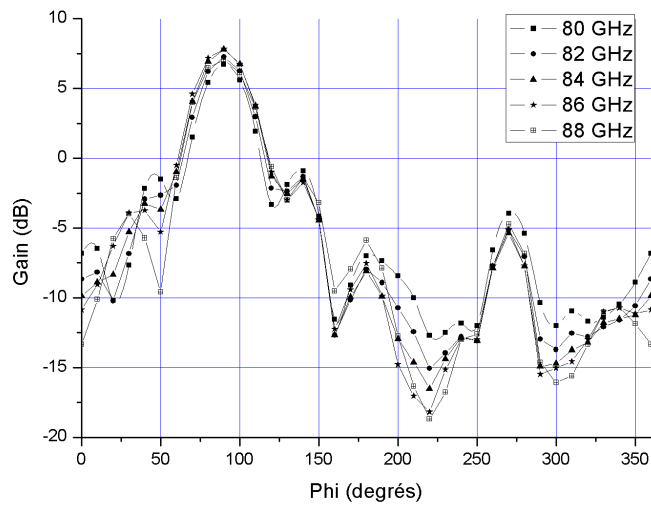


FIGURE 2.38: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

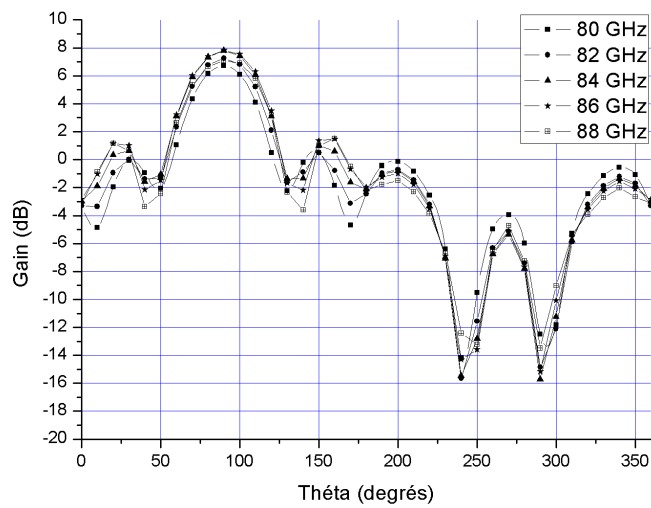


FIGURE 2.39: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

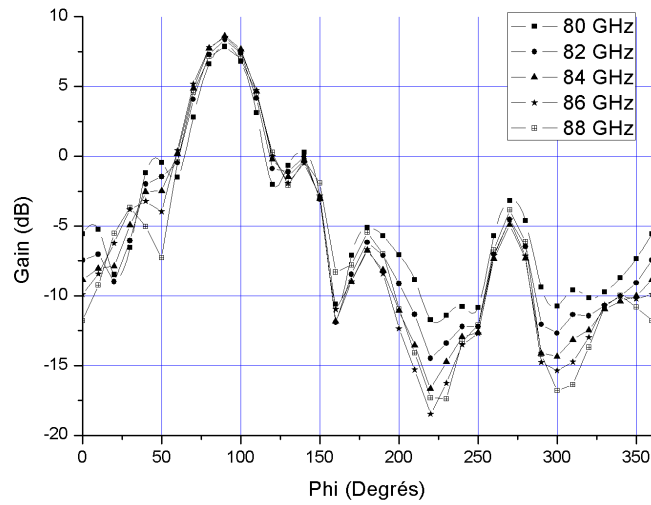


FIGURE 2.40: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

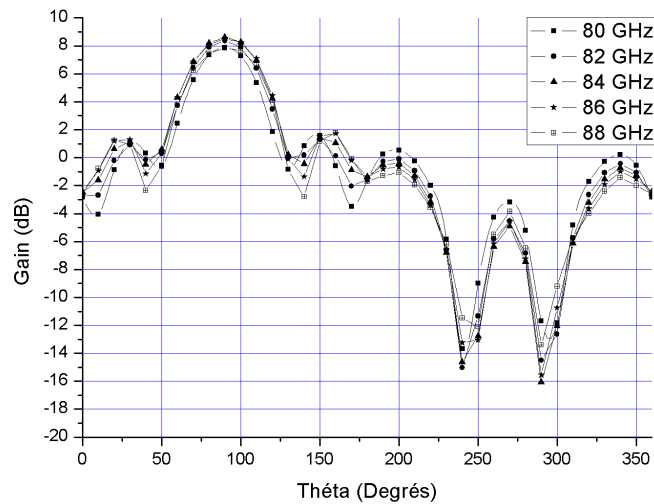


FIGURE 2.41: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

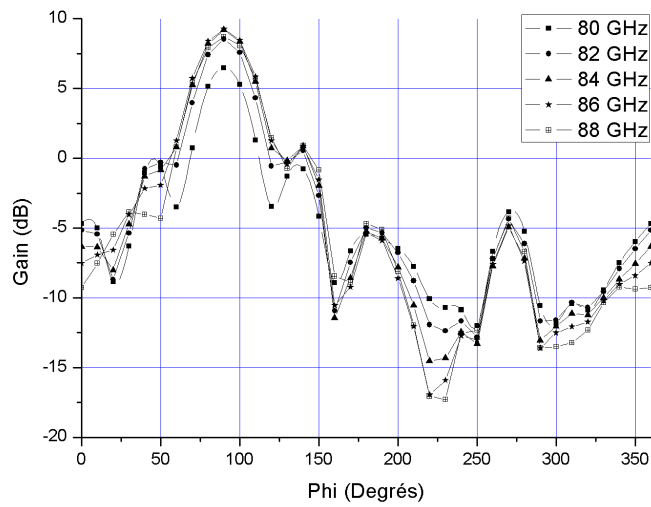


FIGURE 2.42: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

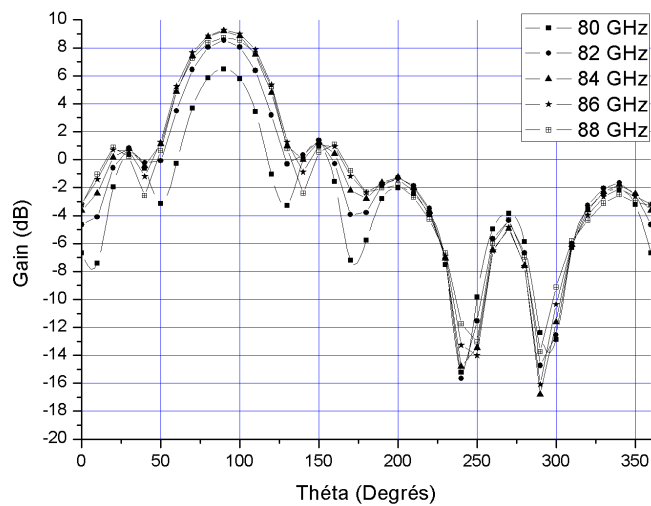


FIGURE 2.43: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

### 2.5.3 Antennes large bande en bande G 130-150 GHz

Comme pour les antennes en bande W, trois antennes avec trois fentes à progressions exponentielles différentes ont été simulées. La figure 2.44 présente le coefficient de réflexion des trois antennes avec les trois croissances exponentielles. L'antenne Taper-1 est adaptée à 147 GHz, l'antenne Taper-2 et l'antenne Taper-3 sont adaptées à 143 GHz. La bande passante de l'antenne Taper-2 est plus élevée que celles des antennes Taper-1 et Taper-3. Les bandes à -10 dB pour les antennes Taper-1, Taper-2 et Taper-3 sont respectivement de 4.5, 14.5 et 5 GHz.

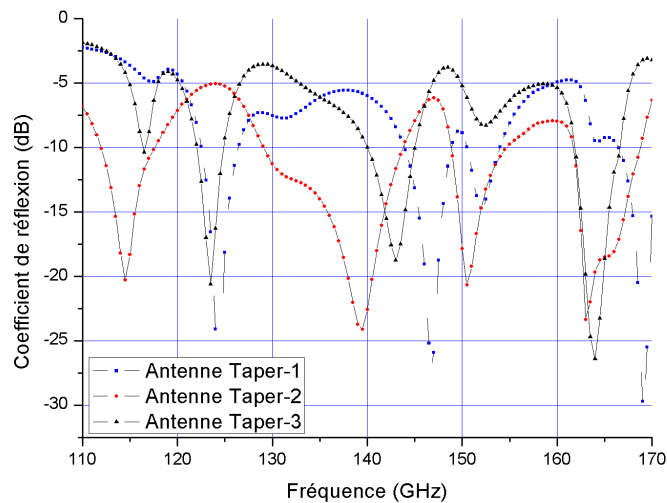


FIGURE 2.44: Coefficient de réflexion en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

La figure 2.45 présente le gain dans la direction de propagation (gain maximum) en fonction de la fréquence et pour les trois types d'antennes. Les gains maximaux pour les antennes Taper-1, Taper-2 et Taper-3 sont respectivement de 8.76 dB (à 146 GHz), 9.5 dB (à 140 GHz) et 9.4 dB (à 142 GHz). Contrairement aux antennes en bande W, l'antenne présentant la bande passante d'adaptation et le gain maximum est l'antenne Taper-2. En effet, l'épaisseur de substrat est identique pour toutes les antennes. Or, comme nous l'avons vu, le ratio  $t_{eff}/\lambda_0$  varie en fonction de la fréquence. De plus, la permittivité relative varie avec la fréquence pour une épaisseur de substrat donnée. La variation de la forme de la croissance a donc un

impact direct sur les performances de l'antenne.

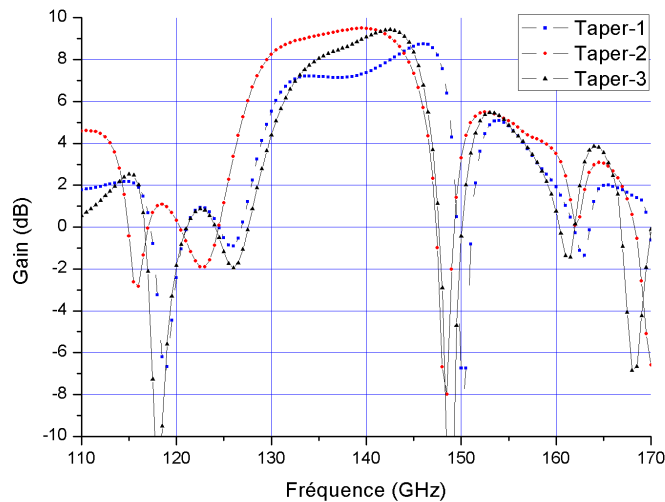


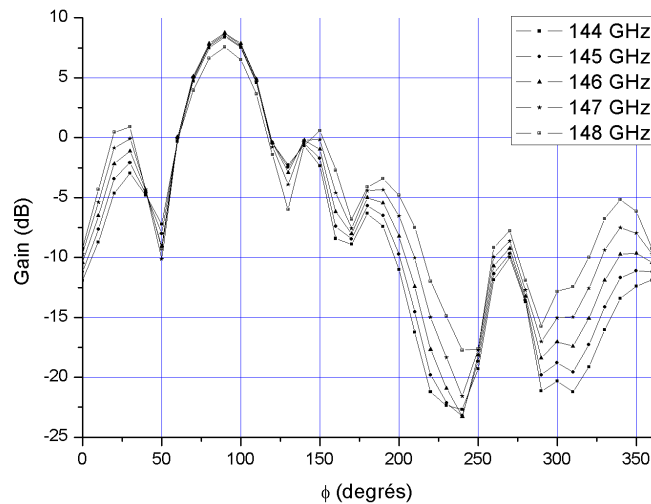
FIGURE 2.45: Gain en dB des trois antennes en fonction de la fréquence (simulation).

Les figures 2.46, 2.48 et 2.50 présentent le rayonnement en plan E des trois antennes pour leur bande d'adaptation. Nous présentons également figure 2.47, 2.49 et 2.51 le rayonnement en plan H des trois antennes pour les mêmes fréquences. Le rayonnement est bien directif pour toutes les antennes dans leur bande d'adaptation. L'ouverture à 3 dB des antennes est de 30 degrés en plan E pour les antennes Taper-1 et Taper-2, et de 32.5 degrés pour l'antenne Taper-3. L'ouverture à 3dB en plan H est de 42.5 degrés pour l'antenne Taper-1 et de 45 degrés pour les antennes Taper-2 et Taper-3. L'antenne taper-2 présente le gain maximum et les lobes secondaires les plus faibles. Le lobe secondaire A en plan E et H sont respectivement de -12.78 dB et - 8.15 dB. Les lobes secondaires B sont de -9 dB en plan 3 et de -8.15 dB en plan H. Le rayonnement arrière est de -17.4 db. Le tableau 2.6 présente les caractéristiques des trois types d'antennes aux fréquences pour lesquelles chaque antenne présente le gain maximum :

Rayonnement en Plan E	146 GHz	140 GHz	142 GHz
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	8.76	9.5	9.4
Lobe secondaires A (dB)	-9.9	-12.78	-11
Lobe secondaires B (dB)	-8.8	-9	-8.44
Lobe arrière (dB)	-18	-17.4	-19.7
Rayonnement en Plan H	146 GHz	140 GHz	142 GHz
Taper	1	2	3
Lobe principal (dB)	8.76	9.5	9.4
Lobe secondaires A (dB)	-7.11	-8.15	-8.2
Lobe secondaires B (dB)	-6.11	-8.15	-7.66
Lobe arrière (dB)	-18	-17.4	-19.7

TABLE 2.6: Synthèse des résultats des antennes

Remarque : les Lobes secondaires sont exprimés en dB normalisé par rapport au gain maximum.

FIGURE 2.46: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

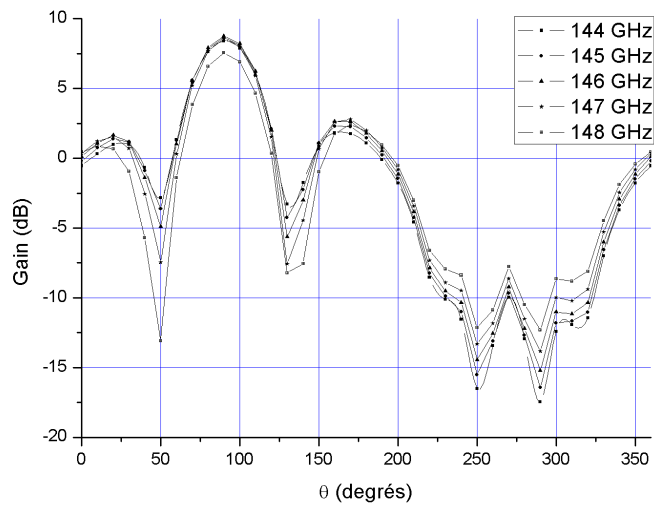


FIGURE 2.47: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-1 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

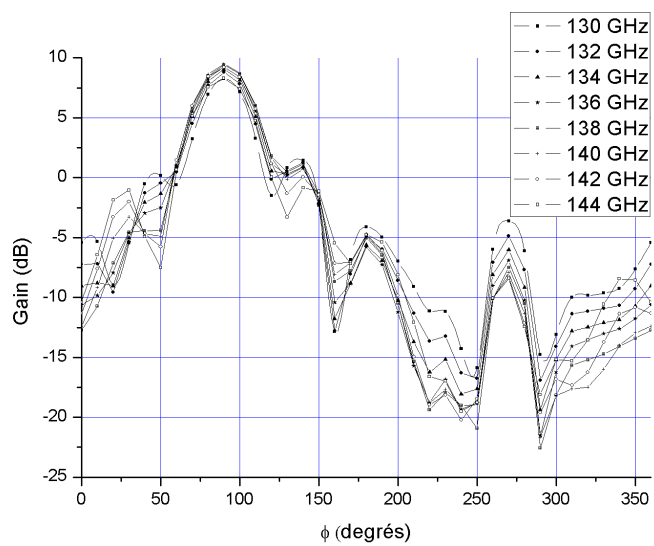


FIGURE 2.48: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).

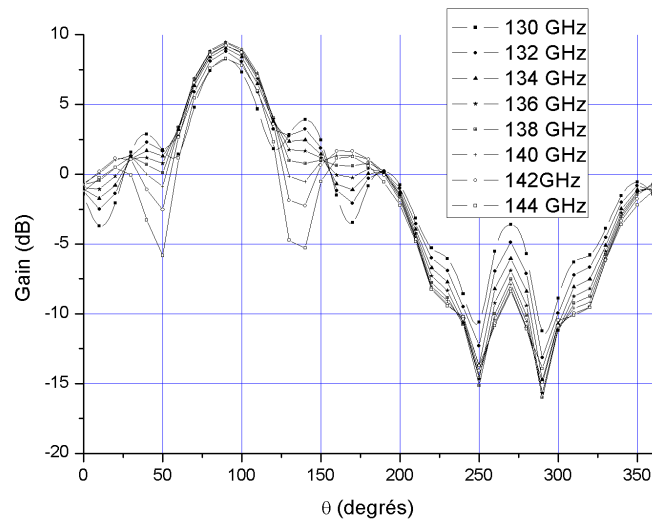


FIGURE 2.49: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-2 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

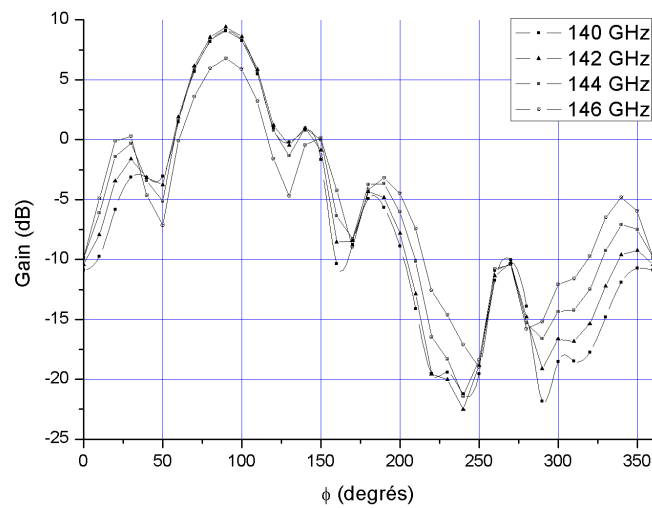


FIGURE 2.50: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\phi$  avec  $\theta = 90$  deg (simulation).



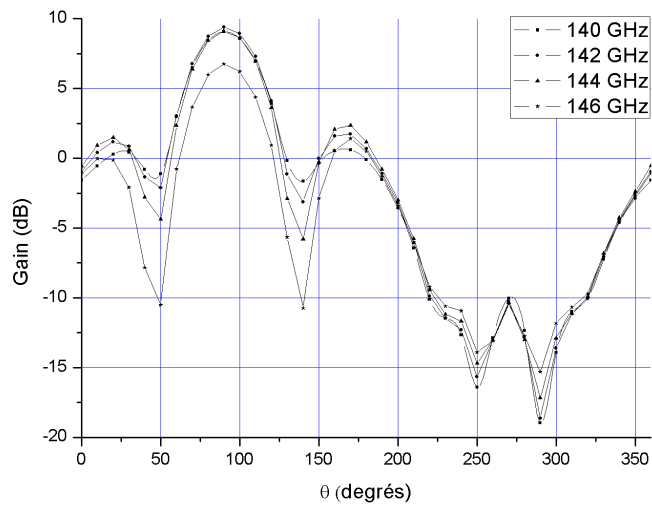


FIGURE 2.51: Diagramme de rayonnement (Gain réalisé en dB) Taper-3 en fonction de  $\theta$  avec  $\phi = 90$  deg (simulation).

## 2.6 Conception et réalisation d'antennes en bandes W[75-110 GHz] et G[140-220 GHz]

Nous avons conçus plusieurs série d'antennes avec des progressions exponentielles différentes à plusieurs fréquences. En bande W, nous avons conçus des antennes fonctionnant autour de 77 GHz, 88 GHz et 94 GHz afin de valider le concept et le processus technologique de fabrication avant de réaliser des antennes en bande G fonctionnant autour de 150 GHz. Il existe peu de dispositif de caractérisation d'antennes à-delà de 110 GHz en France et il est donc plus aisé de caractériser des antennes en bande W.

### 2.6.1 Réalisation technologique

Les antennes sont réalisées sur un substrat d'Arséniure de Gallium de deux pouces. La première étape de réalisation consiste à déposer une couche de dioxyde de silicium ( $SiO_2$ ) de 800 nm d'épaisseur. Une couche d'accroche Or/Titane de 150 nm est ensuite déposée par pulvérisation. Une couche de métallisation (Au) de 2  $\mu m$  est ensuite déposée par électrolyse. Le substrat est ensuite aminci jusqu'à l'épaisseur voulue. Nous obtenons donc une structure présentée figure 2.52. La figure 2.53 est une photographie MEB des différentes couches.

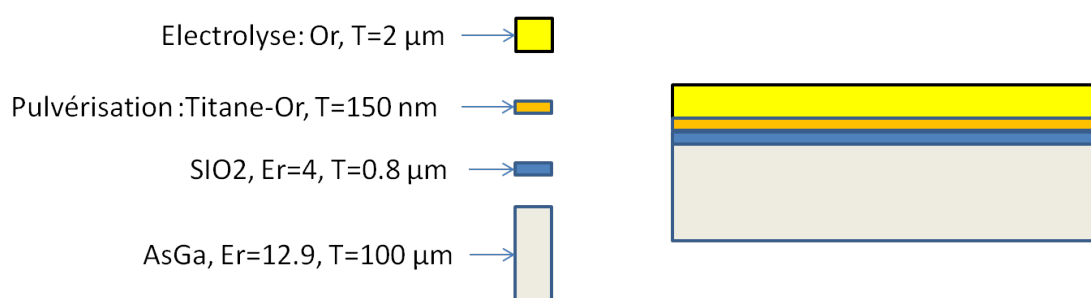


FIGURE 2.52: Structure des couches technologiques.

## 2.6. Conception et réalisation d'antennes en bandes W[75-110 GHz] et G[140-220 GHz]79

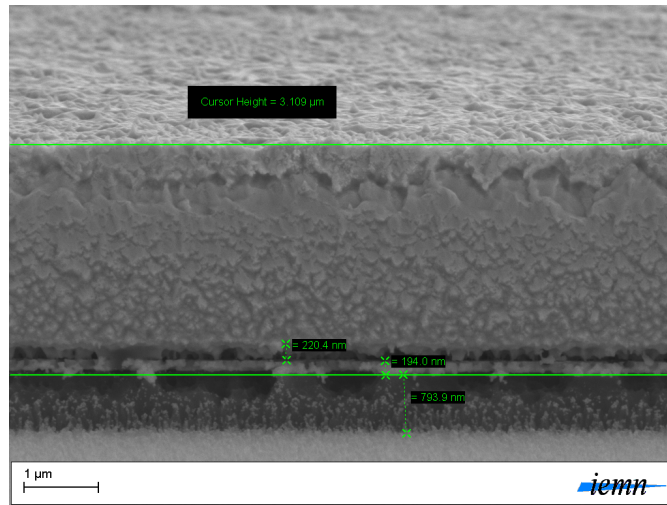


FIGURE 2.53: Structure des couches technologiques obtenues au MEB.

Nous obtenons donc, dans le cas d'une ligne coplanaire, la structure présentée figures 2.54 et 2.55.

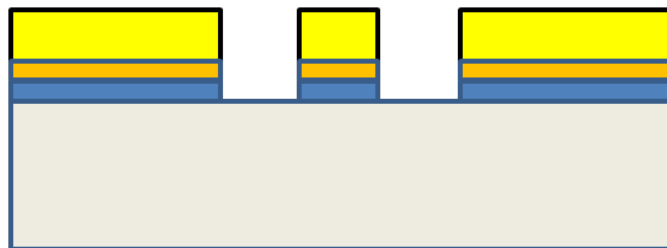


FIGURE 2.54: Vue de coté d'une ligne coplanaire.

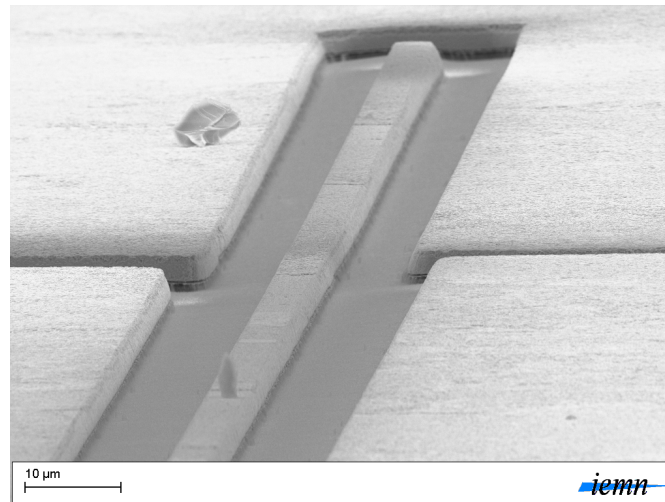
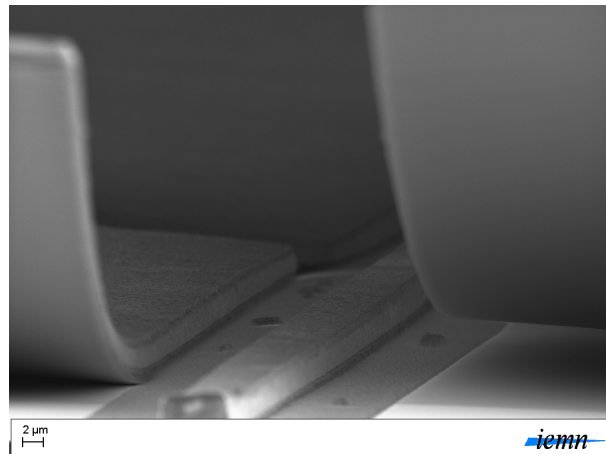
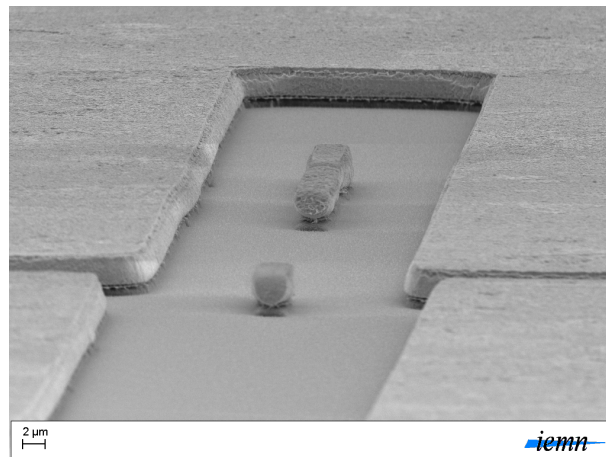


FIGURE 2.55: Photo MEB : ligne coplanaire.

Cette technologie est compatible avec la technologie OMMIC D007IH avec laquelle nous réalisons les blocs actifs de notre émetteur/récepteur. Ainsi, les antennes réalisées pourront être transférées directement en technologie MMIC. De plus, lors de la première réalisation, nous avons un problème d'accrochage entre le substrat d'Arséniure de Gallium et le  $SiO_2$  provenant du stress résiduel entre les deux matériaux. Nous avons effectué des photographies MEB (figure 2.56). Des antennes sur des substrat plus épais (120 µm à 150 µm) ainsi que des antennes avec une couche de  $SiO_2$  de 400 nm sont en cours de réalisation. Lors des simulations, nous avons considéré que le substrat était parfaitement délimité autour de l'antenne, néanmoins, avec une épaisseur de substrat de 100 µm, le wafer est particulièrement fragile. Les antennes n'ont donc pas pu être découpées de manière à correspondre aux conditions de simulations.



(a)



(b)

FIGURE 2.56: Photographies MEB des problèmes liés à l'interface  $\text{AsGa-SiO}_2$ .

Nous avons donc effectué une première série de mesure avec les antennes sur des blocs de substrats non découpés, puis nous avons clivé ces blocs afin de récupérer des antennes individuelles. Ces séries de mesures montrent une assez bonne adéquation avec les simulations électromagnétiques 3D effectuées sous le logiciel HFSS et nous avons été en mesure d'étudier l'influence du substrat sur le fonctionnement de ces antennes.

## 2.6.2 Caractérisation expérimentale des antennes large bande en bande W 80-88 GHz

Nous avons caractérisé les antennes suivantes :

- Antennes Taper-3, mesures de coefficient de réflexion on-wafer (2.60).
- Antennes Taper-2 :
  1. Mesures de coefficient de réflexion on-wafer (2.61).
  2. Mesures de coefficient de transmission entre deux antennes on-wafer (2.65).
  3. Mesures de coefficient de réflexion de l'antenne séparée du Wafer (2.62).
- Antennes Taper-1, mesures de coefficient de réflexion on-wafer (2.66).

Les figures 2.57 2.58 et 2.59 présentent des photographies d'antennes réalisées. Les figures 2.57 et 2.58 représentent respectivement une antenne Taper-3 sur un substrat de dimensions supérieures à celles de l'antenne et une antenne Taper-3 correctement découpée. La figure 2.59 présente une antenne Taper-2 ayant été parfaitement découpée.

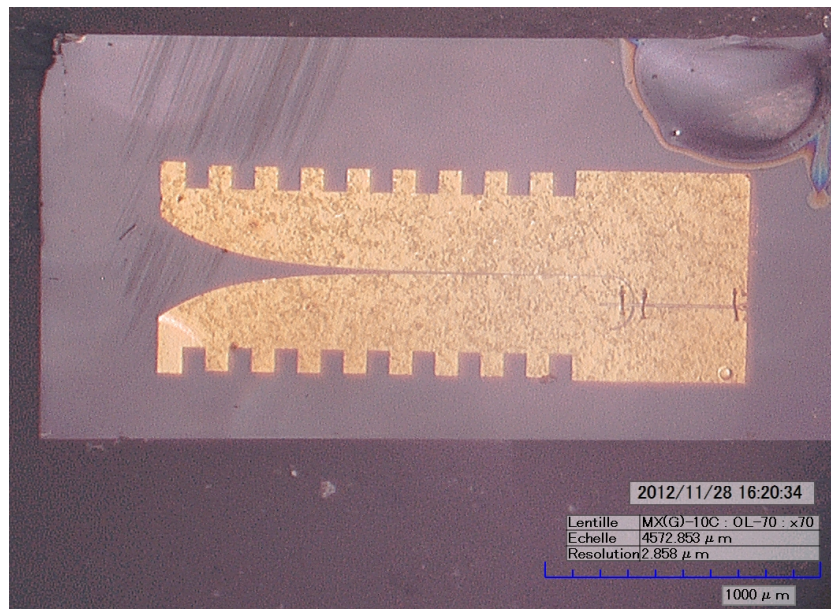


FIGURE 2.57: Photographie d'une antenne Taper-3 sur un morceau de substrat.



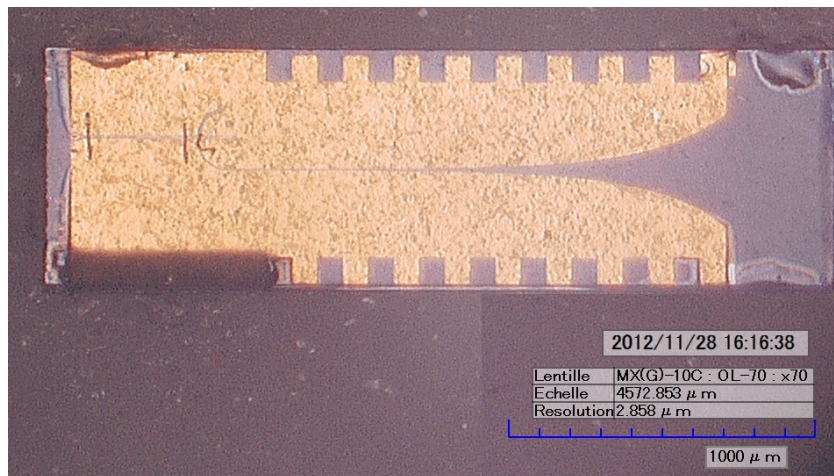


FIGURE 2.58: Photographie d'une antenne Taper-3 correctement découpée.

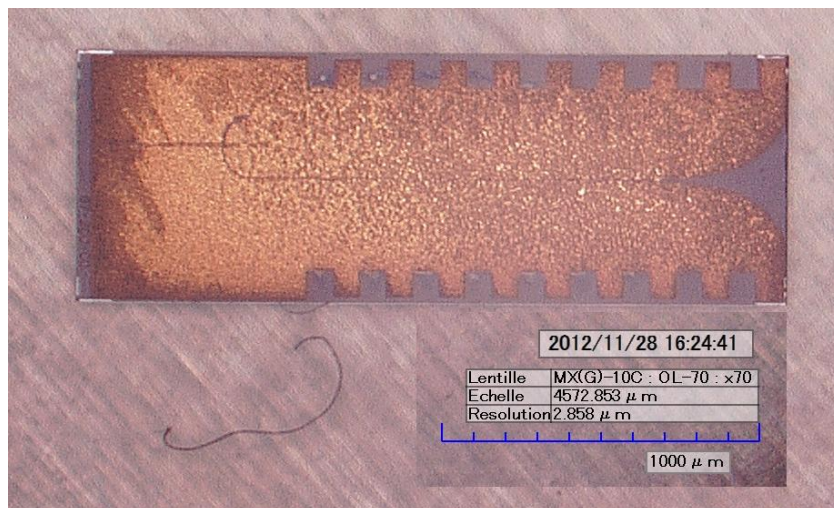


FIGURE 2.59: Photographie d'une antenne Taper-2 correctement découpée.

## 2.7 Antenne Taper-3

Une antenne Taper-3, sur un morceau de substrat délimité par des dimensions proches de celle de l'antenne, a été caractérisée. Le substrat restant autour de l'antenne étant de dimensions faibles et bien délimitées, il nous est possible d'effectuer une rétro simulation afin de prendre en compte l'influence des dimensions

réelles du substrat. Les résultats sont présentés figure 2.60 et montrent une bonne corrélation avec la simulation.

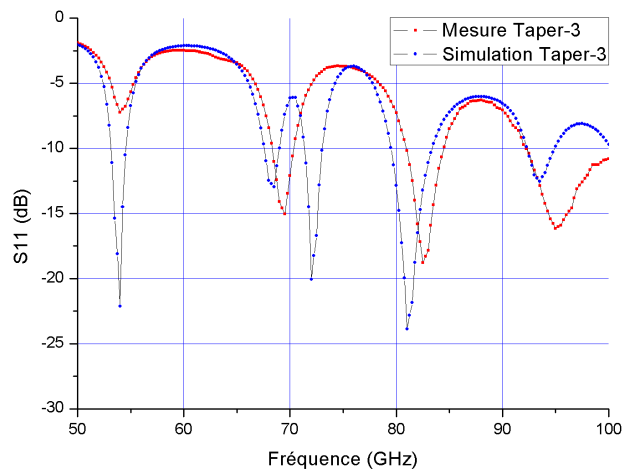


FIGURE 2.60: Taper-3 : S11 en dB : mesure (rouge), simulation (rouge).

## 2.8 Antenne Taper-2

La figure 2.61 présente les résultats de mesure pour une antenne Taper-2 caractérisée on-wafer. Nous observons un décalage en fréquence. L'évolution de l'adaptation est très similaire entre mesure et simulation, avec un décalage en fréquence de 5 GHz



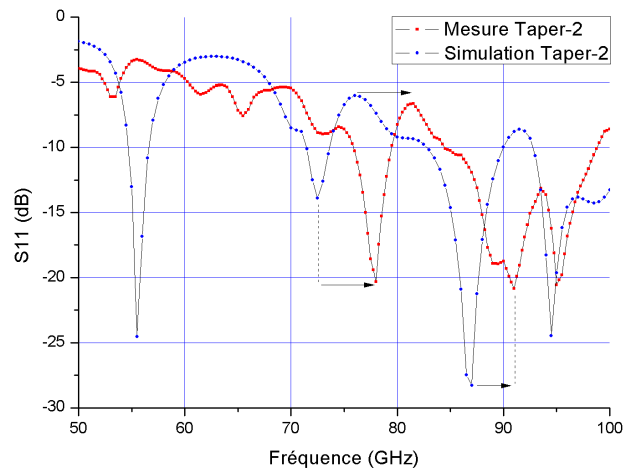


FIGURE 2.61: Taper-2 :  $S_{11}$  en dB : mesure (rouge), simulation (rouge).

Une fois l'antenne découpée avec un substrat bien délimité autour de l'antenne, nous avons effectué une nouvelle mesure du coefficient de réflexion, une comparaison entre cette mesure et la rétro-simulation est présentée figure 2.62. On observe bien une nette corrélation entre les deux courbes.

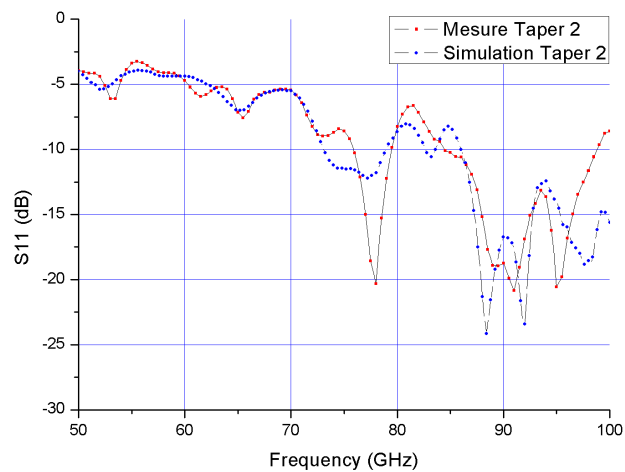


FIGURE 2.62: Taper-2 :  $S_{11}$  en dB : mesure (rouge), simulation (rouge).

Nous pouvons conclure que les différences entre les simulations et les mesures

proviennent bien du dimensionnement du substrat autour des antennes et des couplages avec les autres composants présent sur le wafer. Ces effets ne peuvent être quantifiés par simulation pour des raisons matérielles.

Après avoir vérifié l'adaptation des deux antennes, figure 2.63, nous avons mesuré la transmission entre deux antennes Taper-2 avec et sans ponts à air on-wafer en champ lointain. Les antennes sont décalées en fréquence par rapport à la simulation, l'antenne Taper-2 est adapté à une fréquence de 92 GHz. Les antennes sont positionnées face à face et sont séparées d'une distance  $L = \lambda_0$  (figure 2.64). Le coefficient de réflexion pour ces deux antennes est présenté figure 2.63. On observe figure 2.65 un coefficient de transmission égal à -10.982 à cette fréquence.

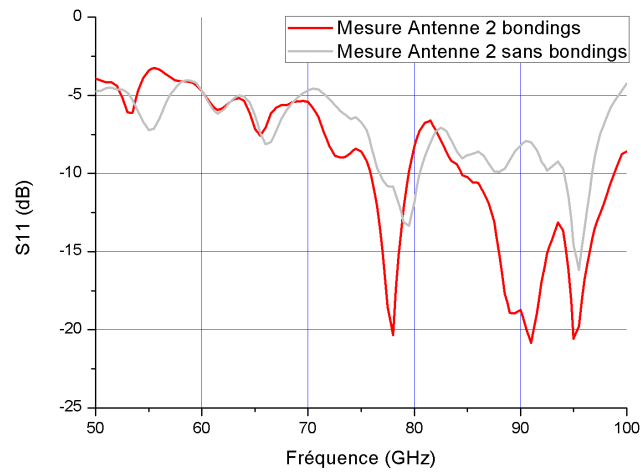


FIGURE 2.63: Taper-2, Mesure avec (rouge) et sans ponts à air (gris).

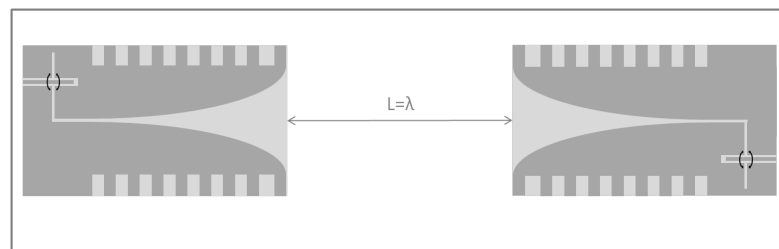


FIGURE 2.64: Caractérisation du coefficient de transmission entre deux antennes Taper-2.

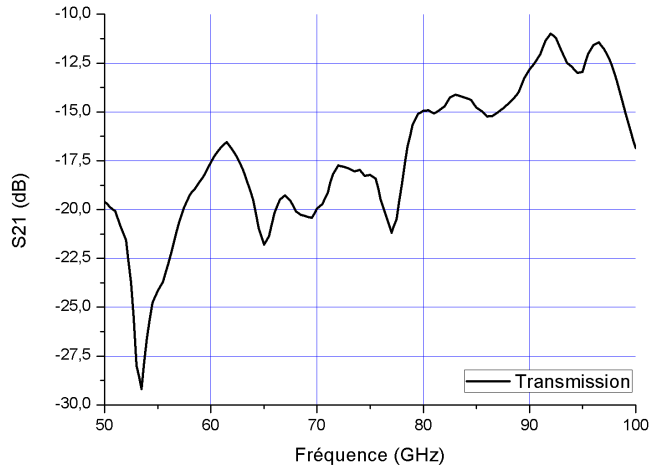


FIGURE 2.65: Coefficient de transmission entre deux antennes Taper-2.

L'équation de Friis 2.45 nous permet de déterminer le coefficient de transmission théorique en champ lointain et donc de vérifier que nous avons une transmission entre les deux antennes. Cette équation s'écrit :

$$P_r = P_e \times G_r \times G_e \times \left( \frac{\lambda_0}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.45)$$

Où  $P_r$  et  $P_e$  sont les puissances reçues et émises,  $G_r$  et  $G_e$  respectivement les gains linéaires des antennes de réception et d'émission, et  $d$  la distance entre les deux antennes.

À partir de cette équation, nous calculons un coefficient de transmission théorique de -9.48 dB. La mesure est donc très proche de la théorie.

La figure 2.66 montre une adéquation entre la simulation et la mesure. Les antennes mesurées étaient disposées près de plusieurs autres antennes, que nous n'avons pas découpées pour cause de fragilité du substrat. Nous avons constaté, par les mesures d'antennes Taper-2 et Taper3, que le décalage entre la simulation et la mesure s'explique par le fait que le substrat n'était pas découpé et par le couplage avec les antennes proches. Ces effets ne sont pas simulables pour des raisons de temps de simulation. Nous constatons également une largeur de bande d'adaptation plus élevée qu'attendue.

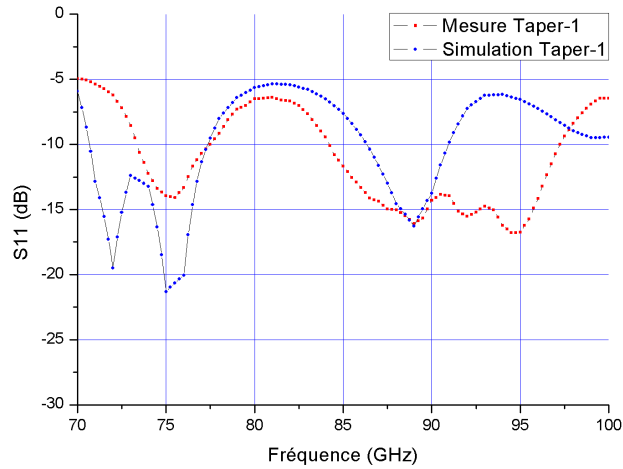


FIGURE 2.66: Taper-1 : S11 en dB : mesure (rouge), simulation (bleue).

## 2.9 Positionnement des résultats des antennes développées par rapport à l'état de l'art.

Le tableau ?? présente l'état de l'art qui regroupe des travaux publiés dans le domaine des antennes en bande W et G. En 2004, trois antennes à fente progressive ont été développées au sein de l'Université de Technologie d'Hambourg, deux antennes en bande W (70 GHz) et une en bande G (150 GHz). Les antennes en bande W sont réalisées sur un substrat de permittivité relative égale à 2.2, l'antenne en bande G est quant à elle réalisée sur un substrat de Quartz. Ces antennes présentent une directivité élevée et des lobes principaux étroits mais ne sont pas intégrables en MMIC du fait des substrats utilisés et de leurs dimensions. En 2007, une publication du même auteur présente une antenne à fente progressive de type Fermi, imprimée sur chaque côté d'un substrat [69] RT duroid ( $\epsilon_r = 2.2$ ) à 70 GHz. Les performances en terme de directivité et d'angle d'ouverture sont supérieures, avec comme inconvénients une structure plus complexe technologiquement et des lobes secondaires plus élevés. Une étude récente (2012) sur les patches sur substrat à permittivité élevée (Silicium,  $\epsilon_r = 11.7$ ) a été menée à l'Institut Indien de Technologie de Roorkee [70]. La comparaison entre un patch réalisé sur Teflon ( $\epsilon_r = 2.2$ ) et

les patchs sur Silicium et Silicium micro-usiné illustre l'influence de la permittivité relative du substrat. Le micro-usinage du Silicium permet d'obtenir des performances équivalentes à celles obtenues sur Teflon. Les dimensions des patchs sont réduites mais l'inconvénient majeur est la complexité du micro-usinage. L'angle d'ouverture est également un frein à une utilisation pour les applications visées : les antennes doivent avoir un angle d'ouverture suffisamment large pour permettre de communiquer avec un nombre minimum de capteurs tout en étant suffisamment directives pour assurer au système une résistance importante aux interférences et multi-trajets. Ceci est valable pour l'antenne Quasi-Yagi développé au Centre de Recherche sur l'Innovation technique des micro-ondes de Séoul en 2008 [71]. L'antenne présente des caractéristiques intéressantes mais un angle d'ouverture large. Les antennes développées dans le cadre de notre étude sont à l'état de l'art. Elles présentent des dimensions proche de celles de [71](C'est à dire largement inférieure aux dimensions des antennes à fentes progressives classiques), un gain supérieur à celui du patch micro-usiné présenté dans [70] et une largeur d'ouverture de 40 degrés adaptée à notre application.

Antenne	Dimensions	Substrat	Fréquence	Directivité	Référence
Quasi-Yagi	$0.5\lambda_0 * 0.8\lambda_0$	AsGa, $\epsilon_r = 12.9$	94 GHz	6.08 dBi	[71]
Patch	$0.29\lambda_0 * 0.58\lambda_0$	Teflon, $\epsilon_r = 2.2$	94 GHz	8.6 dB	[70]
Patch	$0.14\lambda_0 * 0.29\lambda_0$	Silicium, $\epsilon_r = 11.7$	94 GHz	1.99 dB	[70]
Patch micro usiné	$0.25\lambda_0 * 0.27\lambda_0$	Silicium, $\epsilon_r = 11.7$	94 GHz	7.25 dB	[70]
LTSA antipodal	$4\lambda_0 * 0.78\lambda_0$	$\epsilon_r = 2.94$	94 GHz		[72]
Double Fermi TSA	$5.6\lambda_0 * 1.93\lambda_0$	RT Duroïd, $\epsilon_r = 2.2$	70 GHz	17.5 dB	[69]
Antenne à fente linéaire	$L = \lambda_0^a$	$\epsilon_r = 9.8$	9 GHz	6 dB	[39]
Antenne Vivaldi	$L = 2.1 \lambda_0^b$	$\epsilon_r = 9.8$	10.5 GHz	11.3 dB	[40]
Antenne Taper-3 à 72 GHz	$1\lambda_0 * 0.5\lambda_0$	$\epsilon_r = 12.94$	72 GHz	8.47	
Antenne Taper-3 à 87 GHz	$1\lambda_0 * 0.5\lambda_0$	$\epsilon_r = 12.94$	87 GHz	9.3	
Antenne Taper-2 à 140 GHz	$1\lambda_0 * 0.5\lambda_0$	$\epsilon_r = 12.94$	140 GHz	9.5	

TABLE 2.7: État de l'art des antennes planaires en bande W et G en terme de dimensions et de directivité pour différentes fréquences et substrats.

<sup>a</sup>Longueur de la ligne à fente : 35 mm, largeur de fente en bout d'antenne : 7.4 mm

<sup>b</sup>Longueur de la ligne à fente : 60 mm

## 2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé et présenté un type d'antenne à fente progressive, facilement réalisable et intégrable aux circuits intégrés monolithiques millimétriques. Ces antennes sont excitées par une ligne coplanaire à l'aide d'une transition coplanaire - ligne à fente à l'état de l'art. La réduction des dimensions des antennes est rendue possible par une étude approfondie de leur fonctionnement, et par l'adaptation de ces antennes afin qu'elles assurent les performances requises tout en étant réalisée sur des substrats à permittivité élevée. Nous avons utilisé un substrat d'Arséniure de Gallium afin de pouvoir, dans un second temps, tester ces antennes dans le cadre d'un émetteur récepteur en technologie Ultra Large Bande Impulsionnel. Le concept de réalisation peut être adapté au substrat Silicium utilisé par exemple par les circuits électroniques en technologies CMOS. Nous avons étudié l'impact de la forme des transitions sur les caractéristiques de ces antennes, la prise en compte de l'évolution de la vitesse de phase de l'onde le long de la transition doit permettre de réaliser des antennes avec des transitions de longueur paramétrables : en connaissant le déphasage nécessaire en fonction de la longueur de l'antenne, il est possible de déterminer la forme de la transition optimale. Ceci permet de réaliser des antennes directives sur une puce de circuits intégrés avec des dimensions fixes. Les antennes ont été conçues en considérant que le substrat était délimité par la métallisation de l'antenne, nous avons donc pu constater l'influence du substrat sur les antennes réalisées. Les antennes ont été réalisées et caractérisées au sein de l'Institut d'Électronique de Micro-électronique et de Nano-technologie, les performances simulées et mesurées satisfont les critères cités dans notre premier chapitre. Ces antennes présentent une directivité importante et un angle d'ouverture réduit. Les résultats permettent d'envisager ce concept d'antenne pour concevoir des capteurs sans fils adaptés aux réseaux de capteurs. D'autres applications sont envisageables, ces antennes font actuellement l'objet d'une collaboration avec STmicroelectronics pour des applications de liaisons sans fil courte distance point à point, et les caractéristiques de rayonnement des antennes les rendent attractives pour les systèmes de radar automobile.





# Émetteur et récepteur faible consommation en bande G

## 3.1 Systèmes de communication

Le développement des réseaux de capteurs nécessite une amélioration en termes d'autonomie et d'intégration. Nous avons mené une étude système qui a permis de déterminer la meilleure réponse aux spécifications du cahier des charges tout en essayant de simplifier la réalisation. Nous proposons une solution où les impulsions de données déclenchent l'oscillateur et l'amplificateur en émission. Les impulsions modulent la tension grille source des transistors selon deux états : un état bas pour lequel le transistor est bloqué (le système ne consomme pas) et un état haut pour lequel les transistors sont en régime linéaire ce qui permet d'obtenir un rendement énergétique optimal. Cette architecture permet une consommation minimale et une dynamique ON-OFF infinie ce qui est un atout pour le déploiement des réseaux de capteurs denses. Le système de communication radio fréquence impulsionnel proposé peut être schématisé par le synoptique présenté figure 3.1. Nous proposons de commander les blocs analogiques, oscillateurs et amplificateurs par des impulsions modulées au rythme des données de façon à optimiser la consommation.

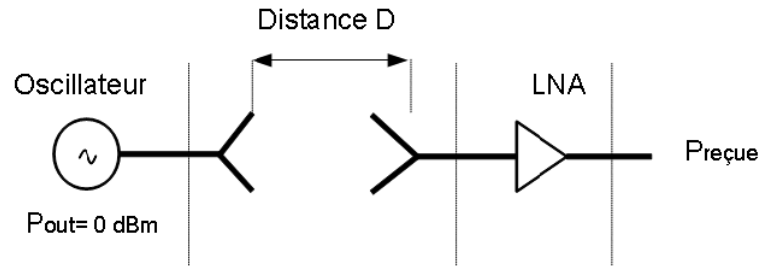


FIGURE 3.1: Architecture système proposée

### 3.1.1 État de l'art des amplificateurs faible bruit

Le tableau 3.1.1 présente un état de l'art des amplificateurs faible bruit en bande G. Dans la bande de fréquence dans laquelle nous souhaitons réaliser un amplificateur faible bruit, nous constatons qu'il est possible d'obtenir des performances acceptables pour notre application, avec la technologie choisie. Ces performances ont été validées par la réalisation d'amplificateurs faible bruit au cours de la thèse de M. Desruelles [73].

Technologie	type de circuit	Performances			référence
		Gain (dB)	Nf (dB)	Fréquence	
M-HEMT 50 nm AsGa	LNA	15		192-235	[74]
M-HEMT 100 nm AsGa	Cascode	>12	7.4	180-222	[75]
M-HEMT 50 nm AsGa	Cascode 1 étages	10	6.7	222	[76]
M-HEMT 100 nm AsGa	Cascode 4 étages	20	6.7	180-225	[76]
M-HEMT 50 nm AsGa	Source commune	15	6.5	190-220	[76]
M-HEMT 100 nm AsGa	LNA	20-26	4	135-147	[77]
M-HEMT 50 nm AsGa	Source commune 4 étages	18-21	4	126-156	[77]
HEMT 70 nm Inp	Source commune 4 étages	15	NC	200-220	[78]
HEMT 50 nm InP	Source commune 3 étages	20	NC	200-220	[78]

Les amplificateurs faibles bruits sont des éléments essentiels dans les systèmes de communication. Les niveaux d'énergie reçues par les antennes de réception sont généralement de faibles valeurs et nécessitent d'être amplifiés. Pour assurer une bonne réception, le système de réception doit assurer un rapport signal à bruit correct. À partir de la formule de Friis 3.1, on comprend aisément que le premier amplificateur est primordial. Ainsi, l'adaptation en bruit et en gain du premier étage doit être soignée. Les derniers étages doivent quant à eux être étudiés afin de limiter les non-linéarités.

$$F = F_1 + \sum_{k=2}^n \times \frac{F_k - 1}{\prod_{i=1}^{k-1} G_{Ai}} \quad (3.1)$$

## 3.2 Critères de conception

Nous allons détailler les principaux critères de conception d'un amplificateur faible bruit, qui sont la stabilité, le facteur de bruit et le gain.

### 3.2.1 Facteur de bruit

Le Facteur de Bruit, ou Noise Factor en Anglais, définit la qualité d'un système en terme de bruit ajouté. C'est donc le rapport entre le S/N en entrée et en sortie. Le facteur de bruit est généralement exprimé en Décibel.

$$F = \frac{S_e/N_e}{S_s/N_s}$$

Avec :

- $S_e$  = Puissance du signal en entrée.
- $S_s$  = Puissance du signal en sortie.
- $N_e$  = Puissance du bruit en entrée.
- $N_s$  = Puissance du bruit en sortie.

### 3.3 Stabilité

La stabilité est également un critère à prendre en compte pour tout circuit électronique à gain. Si les fonctions d'un oscillateur et d'un amplificateur sont différentes, leur structure est très proche. Ainsi, les amplificateurs peuvent être amenés dans un fonctionnement en oscillation préjudiciable. En effet, en présence de bouclages de la sortie vers l'entrée, le circuit peut devenir instable pour certaines combinaisons d'impédances d'entrée/sortie [79]. Un critère très usité pour affirmer qu'un amplificateur est inconditionnellement stable (sous condition que le circuit ne présente pas de boucle fermée) est le critère de Stern [80], représenté par le facteur de Rollet (nommé généralement Facteur K) [81] [82] présenté équation 3.2 :

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}^2| - |S_{22}^2|}{2|S_{21}||S_{12}|} \quad (3.2)$$

Avec :

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

et le coefficient de stabilité auxiliaire :

$$b = 1 + S_{11}^2 - S_{22}^2 - \Delta^2$$

Si  $K > 1$  et  $\Delta < 1$ , alors le circuit est inconditionnellement stable. C'est à dire qu'il est stable quelque soit la combinaison d'impédances d'entrée et de sortie qui lui est présentée. Pour utiliser le facteur K, il est bien entendu nécessaire d'obtenir les paramètres S du circuit, ceci n'est pas un problème aujourd'hui grâce aux logiciels de conception assistée par ordinateur. Pour assurer la stabilité du système et éviter que des oscillations se produisent en dehors de la bande fréquentielle d'utilisation, il est impératif de s'assurer que le circuit est stable de 0 Hz jusqu'à la fréquence maximale d'oscillation  $F_{max}$  des transistors.

La stabilité des circuits complexes (amplificateurs, oscillateurs, etc.) nécessitent une étude plus approfondie que le Facteur de Rollet. Le facteur K est incomplet car il repose sur une analyse à deux ports. Nous avons donc utilisé la méthode NDF (Normalized Determinant Function) [83]. Celle-ci est un moyen simple et rigoureux de s'assurer de la stabilité d'un circuit complexe en utilisant le critère de Nyquist appliqué aux systèmes bouclés. Une fonction propre à l'analyse rigoureuse de la

stabilité doit être uniquement représentative des pôles instables du circuit[84]. Classiquement utilisé en automatique, l'étude de la stabilité passe tout d'abord par l'évaluation du retour de niveau.

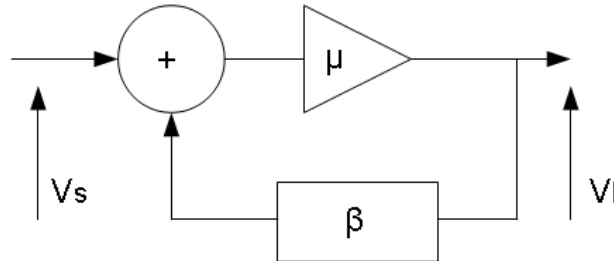


FIGURE 3.2: Schéma d'un système bouclé.

La figure 3.2 représente un exemple simple de système bouclé. Avec  $\mu$  la fonction de transfert directe unilatérale et  $\beta$  la fonction de transfert de la contre réaction unilatérale. La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit comme 3.3.

$$G(p) = \frac{V_i}{V_s} = \frac{\mu(p)}{1 - \mu(p) \times \beta(p)} \quad (3.3)$$

Le gain en boucle ouverte 3.4 :

$$G(p) = \mu(p) \times \beta(p) \quad (3.4)$$

La fonction de contre réaction  $F(p)$  est quant à elle définie par l'équation 3.5.

$$F(p) = 1 + RR = 1 + \mu \times \beta \quad (3.5)$$

Dans le cas d'un système, tel qu'un amplificateur, composé de  $n$  transistors, le NDF (équation 3.6) est égale aux produits des retour de niveau  $RR_n$  de chaque transistor  $n$  lorsque les  $n - 1$  transistors du système sont déconnectés. L'utilisation du NDF nécessitant de déconnecter et de déterminer le retour de niveau de chaque transistor, il est nécessaire d'avoir à disposition le modèle bas niveau du transistor.

$$NDF = (1 + RR1) \times (1 + RR2) \times \dots \times (1 + RRn) \quad (3.6)$$

Cette analyse permet d'assurer la stabilité mais également de déterminer les causes d'une éventuelle instabilité au sein du circuit [84].

### 3.4 Amplificateur faible bruit

Un premier amplificateur faible bruit a été réalisé en utilisant la filière D007IH du fondeur OMMIC (HEMT métamorphiques 70 nm comprenant 2 doigts de 20  $\mu\text{m}$ ). La topologie choisie pour cet amplificateur est la topologie source commune présentée figure 3.3, qui permet d'obtenir de bonnes performances en terme de bruit ; une photographie de cet amplificateur est présentée figure 3.4.

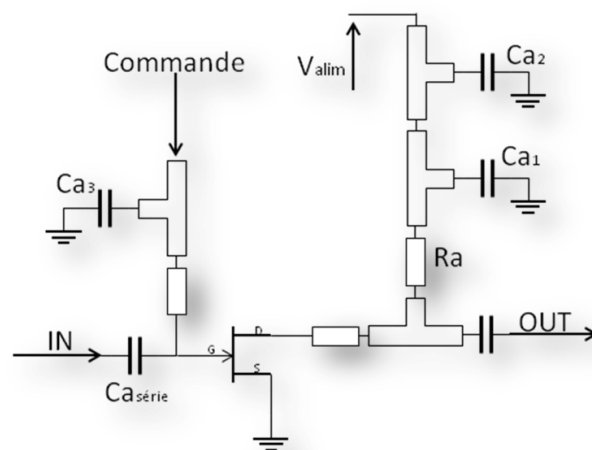


FIGURE 3.3: Structure de l'amplificateur source commune.

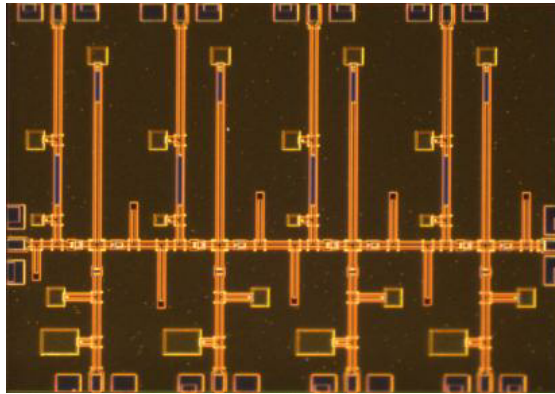


FIGURE 3.4: Photographie de l'amplificateur source commune à quatre étages [1592 \* 1124 m].

Les contraintes au niveau des pointes d'alimentations des bancs de mesures ont nécessité le report des alimentations de drain à l'aide de fils d'or. En effet, un seul accès d'alimentation est disponible sur notre banc de mesure et les dimensions du circuits ne nous permettent pas de positionner l'ensemble des accès aux pointes d'alimentation d'un même côté du circuit. Le schéma de montage est présenté figure 3.5. Dans la suite de ce manuscrit, les tensions  $V_{dc}$  et  $V_{dg}$  font référence aux tensions d'alimentations communes aux quatre drains et grilles des transistors.



## Montage pour la caractérisation RF

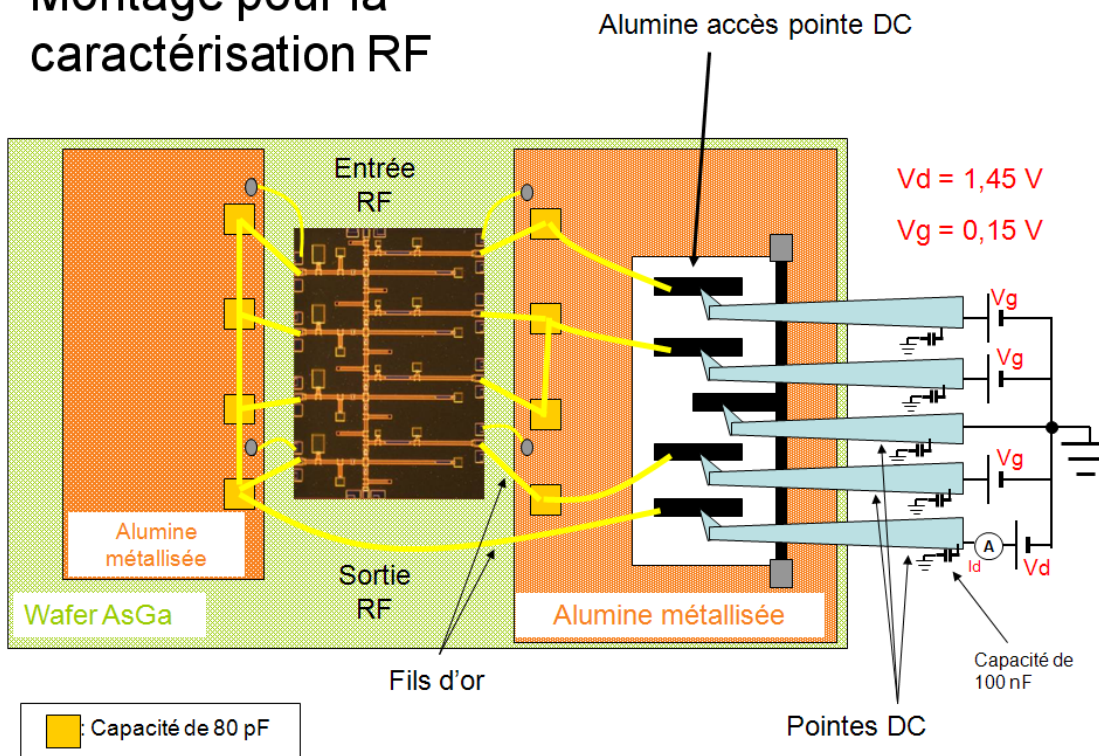


FIGURE 3.5: Schéma de montage

## 3.5 Mesure en bande G (140-220 GHz)

Les mesures effectuées sur les réalisations précédentes présentaient des résultats encourageants, les résultats de mesure et de simulation sont présentés dans la thèse M. Desruelles [73]. La technologie D07IH du fondeur OMMIC était en développement jusqu'à récemment. Les figures 3.6, 3.7 et 3.8 présentent une comparaison entre les paramètres S des réalisations d'amplificateurs de structures identiques. La première série d'amplificateurs a été réalisée et caractérisé au cours de la thèse de M.Desruelles [12] (Run 1). Nous avons caractérisé une deuxième série d'amplificateurs identiques aux précédents mais réalisée avec une technologie plus récente (Run 2).

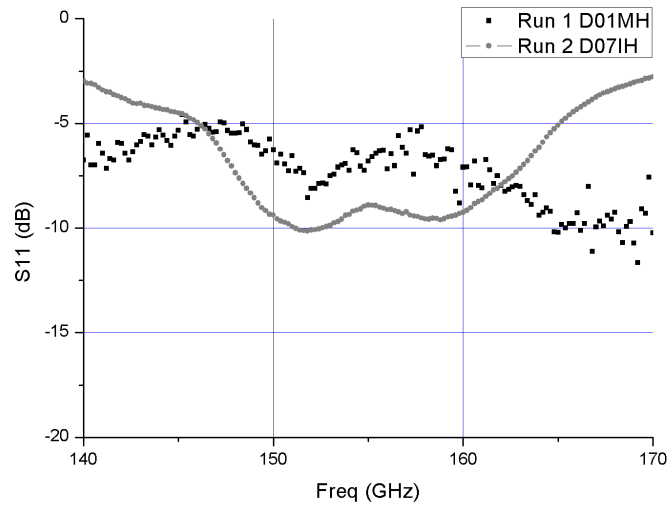


FIGURE 3.6: Paramètres S11 en dB en fonction de la fréquence.

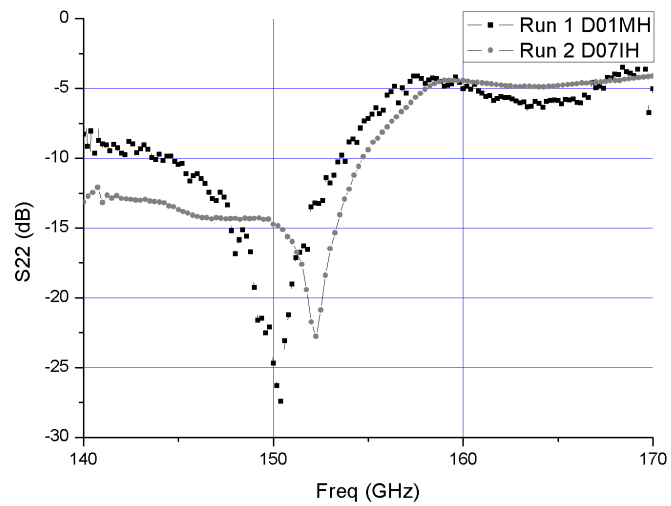


FIGURE 3.7: Paramètres S22 en dB en fonction de la fréquence.

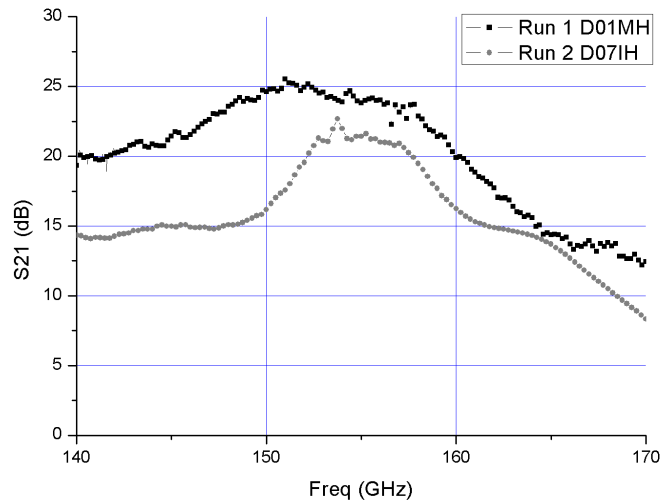


FIGURE 3.8: Paramètres S21 en dB en fonction de la fréquence.

Le coefficient de réflexion en entrée présenté figure 3.6 et le coefficient de réflexion en sortie présenté figure 3.7 sont relativement proche pour les deux technologies. Le coefficient de transmission présenté figure 3.8 présente des différences, de 140 GHz à 150 GHz, on note une diminution de 5 dB pour l'amplificateur le plus récent (run2), la remontée du coefficient de transmission autour de 155 GHz est également plus prononcée.

### 3.5.1 Comparaison simulation et mesure des amplificateurs en technologie D07IH

Les figures 3.9, 3.10 et 3.11 présentent une comparaison entre les mesures et les simulations réalisées. Le coefficient de réflexion en entrée correspond à la simulation entre 150 GHz et 160 GHz, néanmoins, on remarque une erreur supérieure à 5 dB entre 140 GHz et 150 GHz, et entre 160 GHz et 170 GHz. Le coefficient de réflexion en sortie correspond à la simulation avec un décalage en fréquence de 5 GHz. Le gain de l'amplificateur est inférieur de 5 dB à celui obtenu en simulation et présente une remontée autour de 155 GHz.

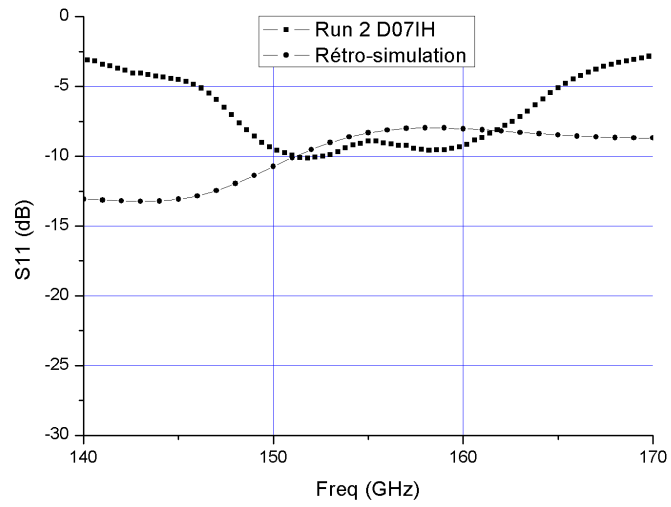


FIGURE 3.9: Comparaison mesure/simulation

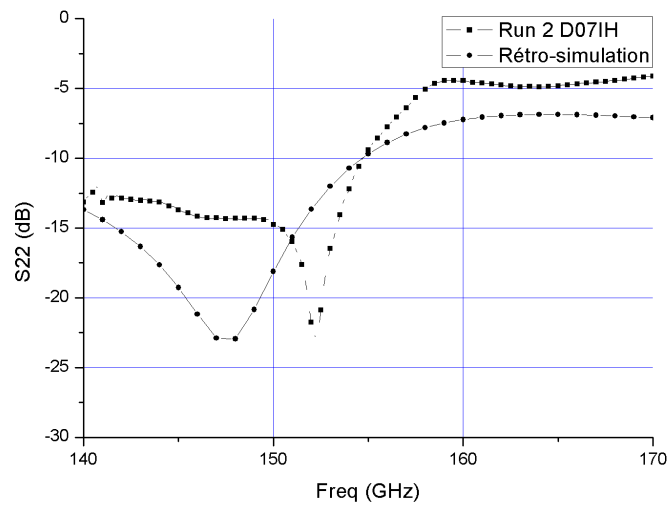


FIGURE 3.10: Comparaison mesure/simulation

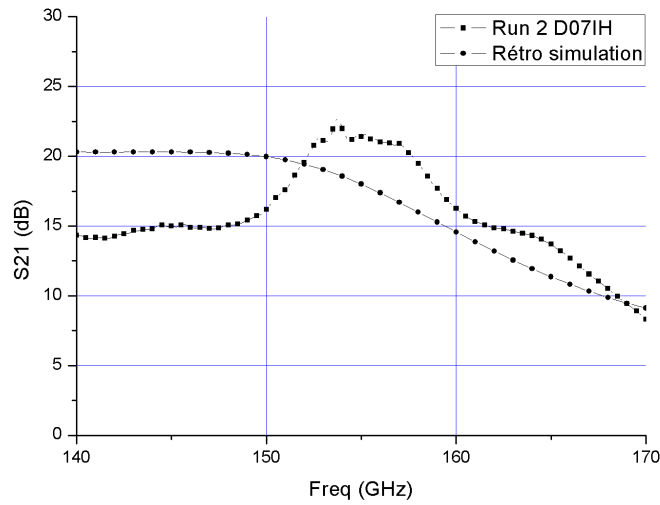


FIGURE 3.11: Comparaison mesure/simulation

### 3.6 Mesure en bande W (75-110 GHz) des amplificateurs en technologie D07IH

Pour la polarisation utilisée pour les mesures de paramètres S en bande G <sup>1</sup>, le circuit présente des oscillations <sup>2</sup> entre 75 et 110 GHz, sans présence de signal hyperfréquence en entrée. Ainsi, Nous avons pratiqué les mesures pour deux polarisation différentes pour lesquelles l'amplificateur ne présente aucune oscillation. Les polarisations sont les suivantes :

$Vdc_1 = 0.55V$ , avec un courant de drain total de 35.3 mA. Soit une tension Vds appliquée au transistors de 0.24 V.

$Vdc_2 = 0.75V$ , avec un courant de drain total de 40.3 mA. Soit une tension appliquée au transistors Vds de 0.40 V.

La figure 3.12 présente l'évolution des paramètres S pour les deux polarisations de drain présentées précédemment et avec  $Vgc=0.1V$ . Pour  $Vdc_2$  et  $Vdc_1$ , On remarque que le paramètre S11 est supérieur à 0 dBm. L'amplificateur est condi-

<sup>1</sup>Vdc = 1.45V et Vgd = 0.1V

<sup>2</sup>jusqu'à -8 dBm en sortie

tionnellement instable de 100 à 110 GHz. Néanmoins, les circuits ne présentent pas d'oscillations pour ces polarisations. Nous avons donc pratiqué les mesures de puissance sous ces deux polarisations.

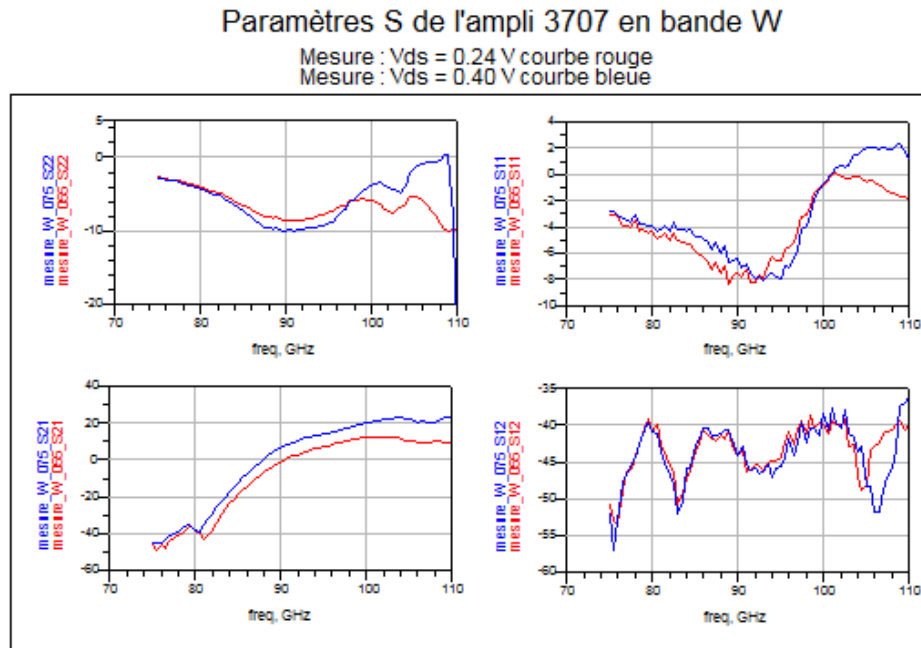


FIGURE 3.12: paramètres S en bande W pour les deux polarisations

On remarque sur la figure 3.12 que l'évolution des paramètres de l'amplificateur varient très peu en fonction de la polarisation de 70 GHz à 100 GHz.

Les mesures de puissance ont été effectuées avec  $V_{dc1}$ ,  $V_{dc2}$ , et  $V_{gd} = 0.1$  V. La fréquence du signal RF est de 94 GHz. Fréquence à laquelle les simulations de paramètres S sont proches des résultats expérimentaux. Ces mesures n'ont pas été effectuées en bande G pour des raisons matérielles (nous ne disposons pas d'un générateur en bande G). Nous présentons figure 3.13 et 3.14 les évolutions de la puissance de sortie et le gain en fonction de la puissance d'entrée. Les résultats correspondent aux mesures effectuées au niveau des accès pointes (cf figure 3.5). Nous pouvons constater que pour une puissance d'entrée inférieure à  $-30$  dBm

### 3.6. Mesure en bande W (75-110 GHz) des amplificateurs en technologie D07IH107

la valeur du gain fluctue car nous nous situons à la limite de sensibilité du banc de mesure au niveau de la puissance d'entrée. Ces mesures nous permettront de valider le modèle non linéaire.

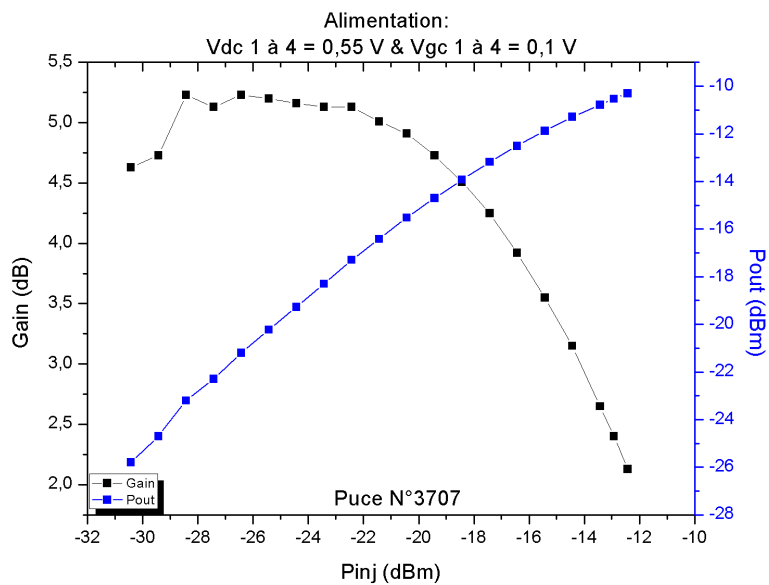
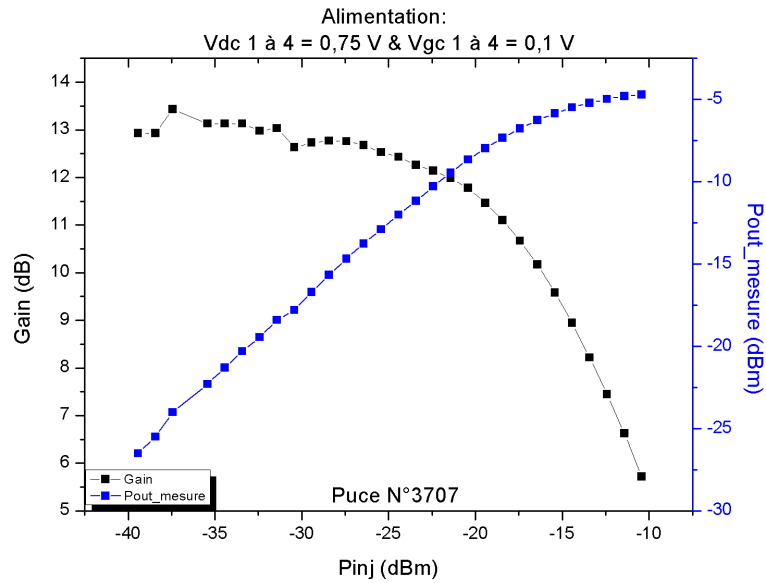


FIGURE 3.13: Puissance de sortie Vs puissance d'entrée à 94 GHz

FIGURE 3.14:  $P_s$  Vs  $P_{in}$ 

### 3.6.1 Comparaison entre simulation et mesure

La conception des amplificateurs, dont nous avons présenté les résultats théoriques, a été effectuée à partir du modèle petit signal uniquement car nous ne disposons pas de modèle non linéaire. Pour comprendre les résultats expérimentaux obtenus des deux run, nous avons effectué une rétro-simulation à partir du modèle non linéaire sous l'environnement Agilent technologies ADS qui est maintenant disponible. Cette étude est importante, car nous avons constaté une différence de courant de drain entre mesure et simulation au sein du Design Kit fourni par le fondeur. Pour des tensions  $V_{gs}$  de 0.1 V et  $V_{dc}$  de 0.75 V, nous obtenons un courant de drain de 13.5 mA en simulation contre 10 mA en mesure (figure 3.15). Cette différence de courant provoque une augmentation de la tension sur la résistance de drain ce qui a pour effet de diminuer la tension  $V_{ds}$  appliquée au transistor. Nous avons donc fixé la tension  $V_{gs}$  du transistor à 0.02 V en simulation afin d'obtenir le courant  $I_{ds}$  mesuré. Pour cette étude de rétro-simulation, nous avons effectué des simulations électromagnétiques 3D sous l'environnement HFSS et 2.5D sous l'environnement Momentum des passifs (capacité, lignes de propagations) car il n'existe pas dans le design-kit de OMMIC de modèles pour les passifs en mode coplanaire



### 3.6. Mesure en bande W (75-110 GHz) des amplificateurs en technologie D07IH109

dans cette gamme de fréquence. La figure 3.16 présente l'évolution de la puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée théorique pour les deux simulations de passifs (momentum et HFSS) et en mesure. Nous pouvons constater une bonne concordance entre la théorie et l'expérimentation. Cette étude permet de valider l'étude des passifs que l'on utilisera pour la conception de l'amplificateur dont les grilles seront commandées.

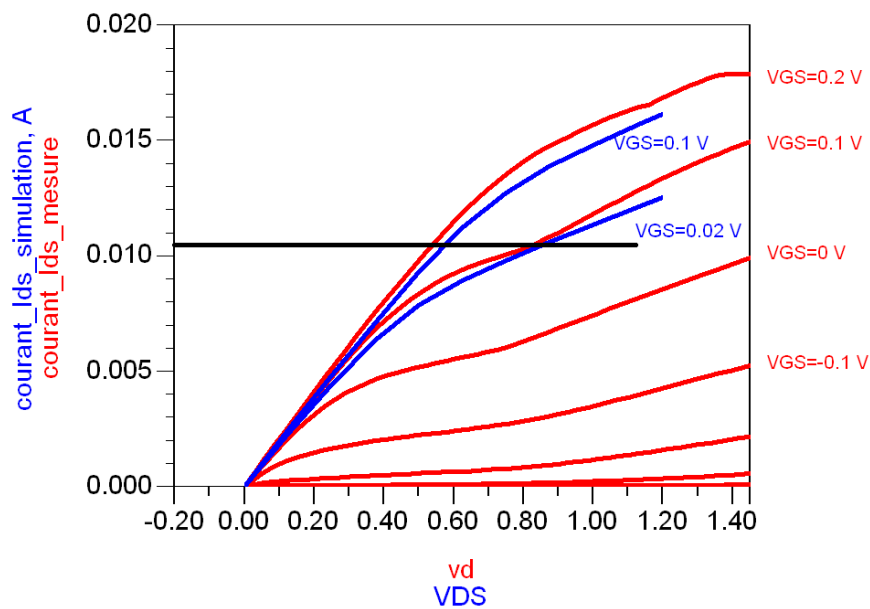


FIGURE 3.15: Courbe  $I_{ds}=f(V_{ds})$ , simulation(bleu) et mesure(rouge).

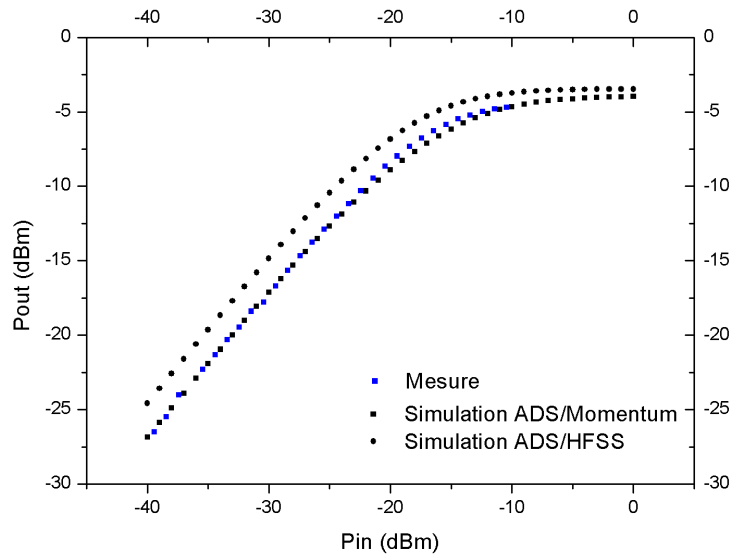


FIGURE 3.16: Puissance de sortie en fonction de la puissance d'entrée

### 3.7 Caractérisation en bruit

Nous avons déterminé expérimentalement le facteur de bruit et caractérisé l'amplificateur en bande G. Les tensions appliquées sont  $V_{dc} = 1.35V$  et  $V_{gc} = -0.1V$ . Pour ce point de polarisation, nous avons mesuré un courant  $I_{ds}$  total de 18.14 mA, soit 4.535 mA par étage, les tensions  $V_{gs}$  et  $V_{ds}$  sont respectivement de 1.19 V et -0.1V. La figure 3.17 présente les résultats de mesure confrontés à la simulation. Nous pouvons remarquer que les résultats pour les fréquences entre 130 et 140 GHz présentent un écart important dû à la calibration de l'analyseur de réseau pour des fréquences hors de sa zone de fonctionnement nominale puisque ce banc de mesure est prévu pour fonctionner en bande G [140-220 GHz]. En effet, comme présenté dans l'annexe A, la méthode de calibration des appareils de mesures utilisées nécessite la mesure de différentes charges et d'une ligne de transmission ; et les dimensions de la ligne utilisée fixe la fréquence centrale de calibration. Dans la bande de fréquence 140 à 170 GHz on peut noter une bonne corrélation entre la mesure et la simulation. La figure 3.18 présente le gain mesuré lors de la mesure durant du facteur de bruit et le gain théorique. Nous pouvons constater un bon

accord entre théorie et mesure dans la bande de fréquence 130 à 150 GHz.

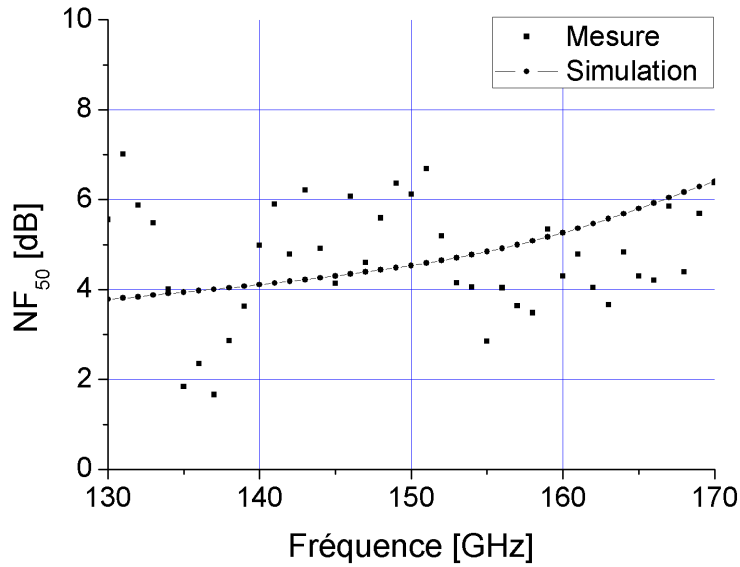


FIGURE 3.17: Facteur de bruit en fonction de le fréquence

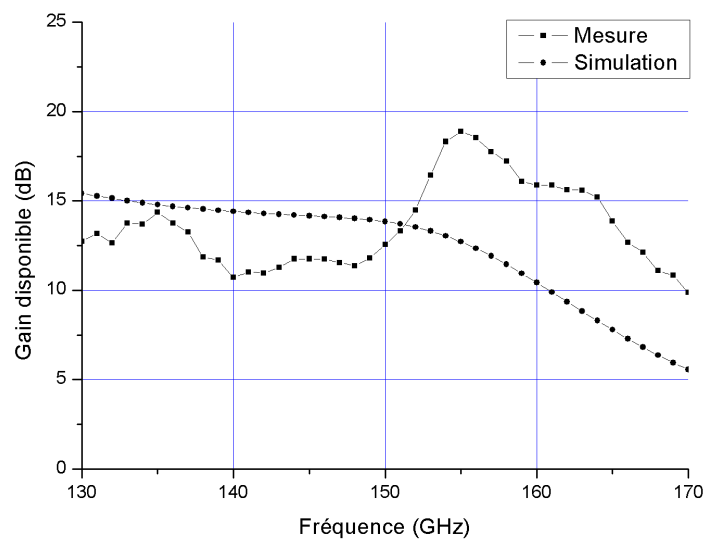


FIGURE 3.18: Gain disponible en fonction de la fréquence

## 3.8 Nouvelle conception d'amplificateur faible bruit

Suite aux résultats expérimentaux et rétro-simulations obtenus concernant les deux runs d'amplificateur faible bruit, nous avons conçu deux amplificateurs selon deux topologies : une version basée sur une configuration de transistor en montage cascode permettant d'obtenir plus de gain et une seconde version basée sur une configuration de transistor source commune ( similaire à la version précédente ) dont les grilles peuvent être commandées par des impulsions afin d'optimiser la consommation.

### 3.8.1 amplificateur en montage cascode.

Pour concevoir ce type d'amplificateur, nous avons implémenté la méthode NDF pour l'étude de la stabilité de ce type d'amplificateur, puisque pour ce type de montage le facteur  $K$  n'est pas suffisant. Pour cette étude il est nécessaire d'utiliser un modèle de transistor dont la source de courant peut être commandée par un signal externe, comme illustré figure 3.19. Nous avons donc modifié le modèle de transistor provenant du design-kit D07IH. Dans ce cas le cas le retour de niveau pour une étude petit signal est défini par l'équation suivante :

$$RR = -\frac{S_{12}}{2}$$

En utilisant le tracé de Nyquist de ce facteur (qui dépend de la fréquence) nous pouvons déterminer si le système est stable ou non.

Nous présentons figure 3.20 la topologie d'un étage d'amplificateur cascode. Les deux quadripôles  $Q$  en entrée et en sortie de l'étage d'amplification correspondent aux circuits d'adaptation d'entrée et sortie permettant de répondre au cahier des charges. Le quadripôle d'entrée est conçu pour présenter l'impédance nécessaire au niveau du transistor pour obtenir le facteur de bruit de l'étage et le gain de l'étage déterminés à partir de la formule de Friis et des performances du transistor ( en montage cascode). Pour cette étude nous utiliserons le formalisme des cercles de bruit et de gain. Les résistances  $R_{g1}$ ,  $R_{g2}$ ,  $R_{d1}$ ,  $R_{d2}$  et la capacité  $C_{g2}$  servent à la polarisation des transistors et à la stabilisation de la structure. La stabilité est fortement dépendante de la capacité  $C_{g2}$  de mise à la masse au niveau de la

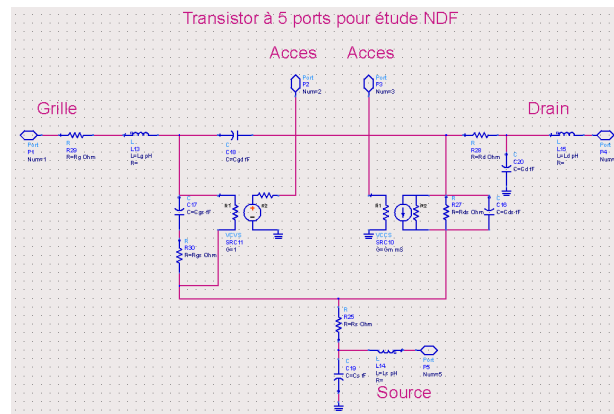


FIGURE 3.19: schéma électrique équivalent du transistor modifié pour l'étude du NDF

grille du second transistor [85]. De ce fait sa valeur doit être connue de façon la plus précise possible. La valeur théorique de cette capacité pour obtenir une marge de stabilité convenable et un gain suffisant est de quelques pF. Pour répondre au cahier des charges, nous devons utiliser un amplificateur à deux étages cascode. Nous présentons figure 3.21 le layout complet de cet amplificateur.

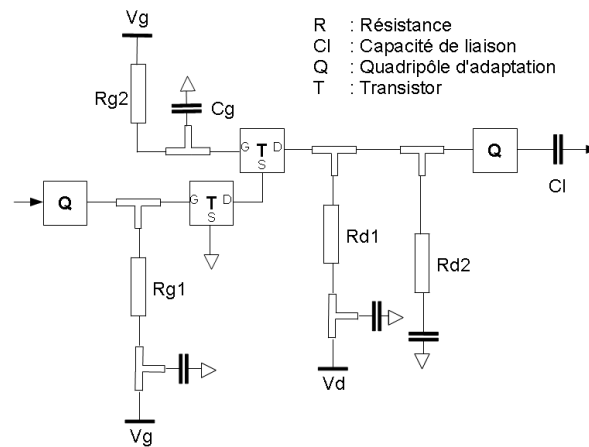


FIGURE 3.20: Structure de l'amplificateur Cascode

Nous avons déterminé le facteur NDF pour cet amplificateur dans le cas d'une capacité  $Cg2$  parfaite (élément localisé) et dans le cas où nous prenons en compte les dimensions réelles de cette capacité. Pour déterminer ces dimensions nous avons effectué des simulations électromagnétiques 3D sous HFSS. La technologie de ces

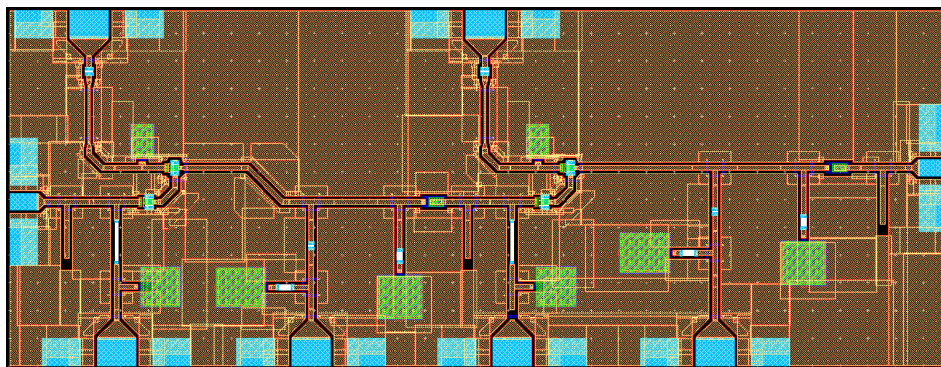


FIGURE 3.21: Lay-Out de l'amplificateur Cascode

capacités est de type MIM ((Métal Isolant Métal) utilisant un diélectrique dont la permittivité est égale à 7.5. Pour réaliser une capacité de 1 pF les dimensions de cette capacité sont de l'ordre de  $40 * 60$  um carré. À la fréquence de travail, cette capacité ne peut être considérée comme un élément localisé ( $L > \lambda_g/20$ ).

Nous présentons figure 3.23 et 3.22 l'évolution du NDF pour le montage complet pour ces deux cas. Nous pouvons constater que dans le cas de la capacité idéale nous obtenons une marge de stabilité faible. Par contre pour les dimensions réelles nous obtenons une oscillation possible autour de 82 GHz. Les contraintes technologiques n'ont pas permis de trouver une taille de capacité  $C_{g2}$  pouvant assurer une stabilité de cet amplificateur. Nous présentons, figure 3.24, le coefficient de transmission, le Facteur de Bruit et le gain de cet amplificateur en considérant une capacité  $C_{g2}$  dont la permittivité diélectrique est 5 fois plus élevée pour obtenir des dimensions de capacité acceptables. Nous pouvons constater que ce type de montage est intéressant puisqu'il présente un facteur de bruit compris entre 5 et 6 dB et un gain d'environ 22 dB dans la bande de fréquence de 110 à 150 GHz.

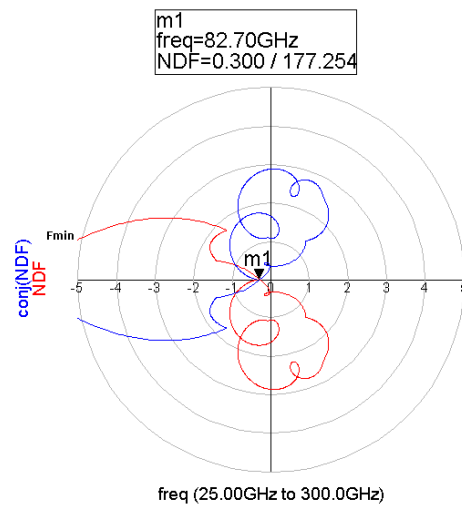


FIGURE 3.22: Évolution du NDF en fonction de la fréquence pour un amplificateur Cascode en considérant une capacité de longueur électrique non nulle (Simulation)

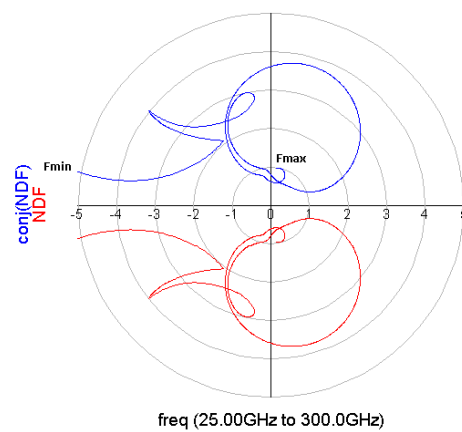


FIGURE 3.23: Évolution du NDF en fonction de la fréquence pour un amplificateur Cascode en considérant une capacité idéale(Simulation)

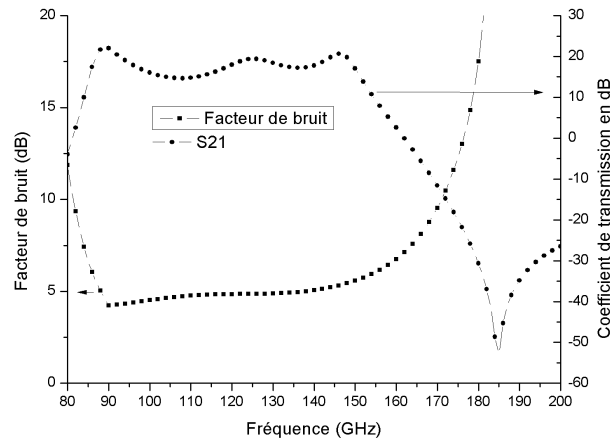


FIGURE 3.24: Évolution fréquentielle du Coefficient de transmission, du facteur de bruit pour une capacité de dimension  $8 \times 12 \text{ um}$

### 3.8.2 Amplificateur en montage source commune

Nous avons conçu une nouvelle version d'amplificateur à montage source commune de quatre étages dont les grilles de chaque étage peuvent être commandées par une impulsion. La conception de cet amplificateur a été réalisée en s'appuyant sur les résultats expérimentaux obtenus sur les deux runs. Nous avons donc choisi d'augmenter la stabilité de chaque étage tout en essayant de garder les performances du cahier des charges en terme de gain (20 dB) et de facteur de bruit ( $< 6\text{dB}$ ) Nous avons ajouté un circuit de remise en forme au plus près des grilles des transistors pour le signal de commande impulsionnel qui permettra de commander l'amplificateur. Ce circuit de remise en forme s'est appuyé sur les travaux développés par Nicolas DEPARIS [9]. Le schéma de ce circuit est présenté figure 3.25.



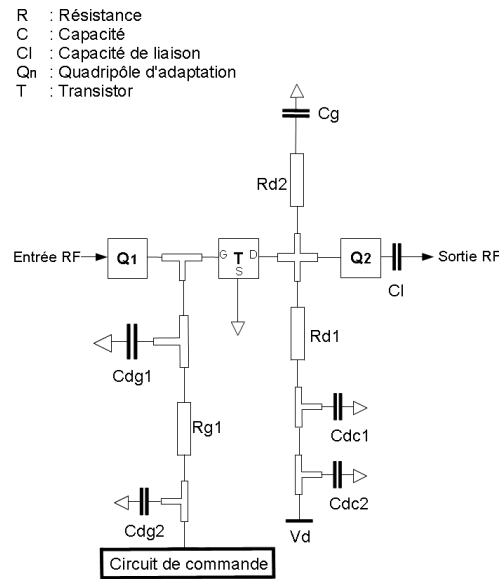


FIGURE 3.25: Schéma structurel de l'amplificateur Source commune.

Nous présentons figure 3.27 l'évolution fréquentielle du facteur K Pour un étage. Nous pouvons constater une valeur de ce coefficient supérieure à 1.5 pour toutes les fréquences jusqu'à la fréquence  $F_{max}$  (et  $\Delta$  supérieur à 0). Cette évolution devrait nous garantir un amplificateur inconditionnellement stable malgré les imprécisions des paramètres du modèle de transistor en bande G. Nous présentons figure 3.28 les performances de l'amplificateur complet composé de 4 étages de transistors source commune. Nous pouvons constater que l'amplificateur complet, présente une facteur de bruit inférieur à 6 entre 130 et 150 GHz pour un gain de l'ordre de 16 dB dans une bande de fréquence à -3 dB de 29 GHz entre 120 - 150 GHz. Nous présentons figure 3.26 le layout de cet amplificateur (circuit de commande encadré en rouge). Cet amplificateur répond parfaitement à notre cahier des charges. Malheureusement, le départ en fonderie a été décalé en raison de contraintes de charge de la société OMMIC ce qui n'a pas permis de terminer cette étude dans le délai imparti à cette thèse.

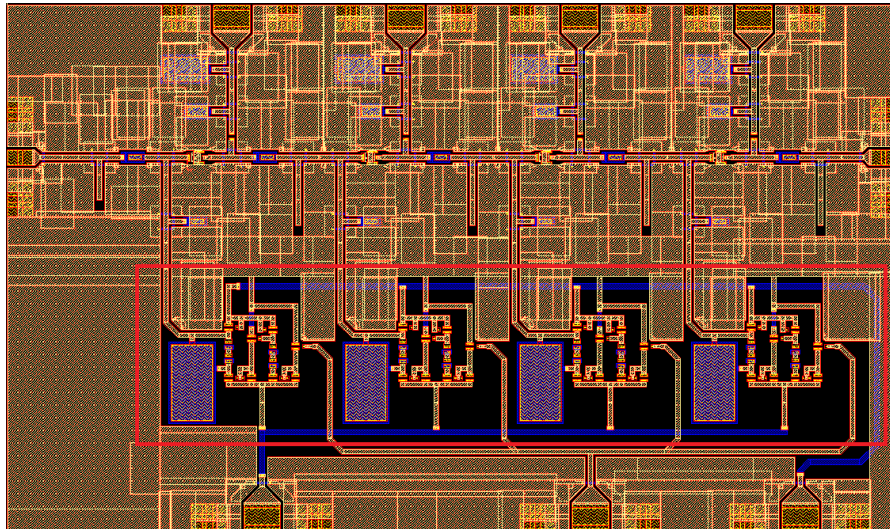


FIGURE 3.26: Layout de l'amplificateur source commune.

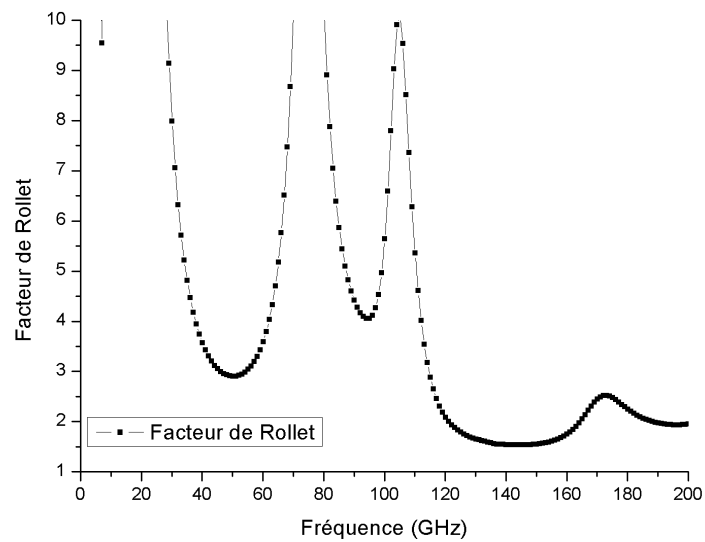


FIGURE 3.27: Facteur de Rollet d'un étage de l'amplificateur source commune.

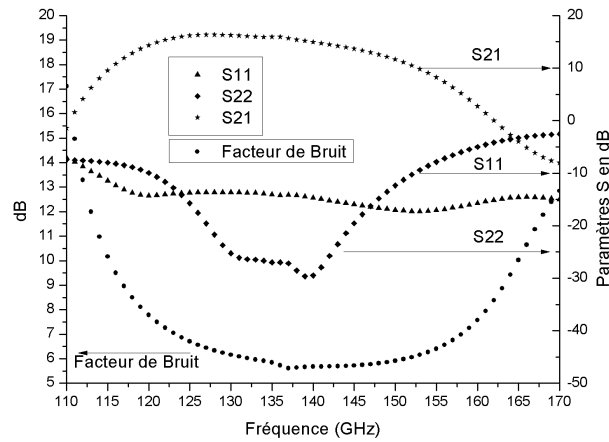


FIGURE 3.28: Caractéristique de l'amplificateur source commune 4 étages (Simulation)

### 3.9 Conclusion

Les simulations et les résultats expérimentaux de la première série d'amplificateurs nous ont permis de valider les performances envisagées dans le cadre de notre étude (notamment en terme de Gain et de Facteur de bruit). Ces mesures nous ont permis de valider par une étude de rétrosimulation la modélisation électromagnétique des éléments passifs, à l'aide des logiciels de simulations Momentum (Agilent) et ANSYS HFSS MicroWave. La modélisation rigoureuse de ces éléments est indispensable pour la conception des circuits actifs dans les gammes de fréquence millimétriques. Nous avons ensuite étudié deux topologies d'amplificateur afin de réaliser un amplificateur faible bruit présentant une stabilité accrue et répondant à notre cahier des charges. La topologie en montage cascode présente une instabilité à 82 GHz causée par les dimensions de la capacité  $C_g$  situé sur la grille du second transistor du montage cascode. La topologie en montage source commune avec circuit de remise en forme au niveau des grilles des transistor a été retenue et présente des performances conforme au cahier des charge en terme de facteur de bruit  $<6$  dB et de gain  $>15$  dB permettant une communication pour une portée de 2 m en utilisant les antennes conçues au chapitre 3 et un émetteur possédant

une puissance de sortie de l'ordre de 0 dBm.

## Conclusion générale et perspectives

Dans une introduction générale, nous avons positionné les travaux de cette thèse qui concerne la conception d'émetteur/récepteur en intégration monolithiques en bande G pour réseaux de capteurs sans fil. Dans le chapitre 1, nous avons présenté ces réseaux, leurs potentialités et les problématiques soulevées par leur déploiement. Nous avons justifié le choix de la technologie IR-UWB-TH en gamme millimétrique en termes de largeur de bande disponible et de capacité, de résistance aux multi-trajets, de consommation, de sécurité de transmission et enfin de localisation. Nous avons également mis en lumière l'importance du système antenne et des amplificateurs faibles bruit pour les communications envisagées dans notre étude. Pour obtenir un nœud de capteur de faible dimension, la réduction de la taille des antennes est un objectif majeur. La bande de fréquence de travail de notre système permettra de concevoir des antennes de faible dimension, facilement intégrables avec une directivité importante ( $>9\text{dBi}$ ) pour améliorer le bilan de liaison. Dans le deuxième chapitre, nous avons développé et présenté un type d'antenne à fente progressive réalisable sur des substrats à permittivité élevée compatible avec une intégration monolithique. Notre étude s'est donc focalisée sur le substrat utilisé pour la réalisation des amplificateurs faible bruit que nous avons conçu (Arséniure de Gallium). Dans ce chapitre nous avons étudié l'impact de la forme des transitions sur les caractéristiques de ces antennes. La prise en compte de l'évolution de la vitesse de phase de l'onde le long de la transition permet de réaliser des antennes avec des transitions de longueur paramétrables et en connaissant le déphasage nécessaire en fonction de la longueur de l'antenne, il

est possible de déterminer la forme de la transition optimale pour une dimension donnée. Pour valider nos modélisations électromagnétiques, nous avons réalisé et caractérisé des antennes à ondes progressives. Les résultats expérimentaux ont été conformes à la théorie. Ils sont permis de confirmer que les performances des antennes dépendaient des dimensions du substrat, hauteur mais aussi les dimensions le délimitant. Les antennes que nous avons développées sont à l'état de l'art en termes de directivité pour l'encombrement utilisé. Au vu de ces réalisations, il est possible d'envisager ce concept d'antenne pour concevoir des nœuds de capteur sans fil miniatures. Finalement, nous avons présenté, dans le troisième chapitre, la conception et la réalisation d'amplificateurs faible bruit. Après une caractérisation expérimentale poussée des deux runs d'amplificateurs, nous avons conçu un amplificateur faible bruit à 4 étages en montage source commune dont les grilles peuvent être commandées par des impulsions courtes pour minimiser la consommation. Les performances de cet amplificateur répondent aux spécifications souhaitées ( $F < 6$  dB,  $G$  de l'ordre de 15 dB) pour réaliser des systèmes de communications IR-UWB pour réseaux de capteurs intelligents associés aux antennes à ondes progressives que nous avons conçues.

Cette intégration complète du module radio en bande G doit conduire à une miniaturisation des nœuds de réseaux et à une réduction des coûts ce qui est favorable au déploiement de réseaux denses dans un environnement intelligent.

Première partie

Bibliographie et index





# Bibliographie

- [1] JOËLLE COUTAZ James L. Crowley, *Plan intelligence ambiante : défis et opportunités*, 2008, URL : <http://iihm.imag.fr/publs/2008/RapportIntellAmbiante.V1.2finale.pdf> (cf. p. 1).
- [2] CORRELL John T., *Igloo White*, 2004, URL : <http://www.airforce-magazine.com/MagazineArchive/Pages/2004/November%202004/1104igloo.aspx> (cf. p. 1).
- [3] *Projet Smart Dust de l'Université de Berkeley*, URL : <http://robotics.eecs.berkeley.edu/~pister/SmartDust/> (cf. p. 1).
- [4] MURFY Rohan Narayana, *Projet City Sense de l'Université d'Harvard*, URL : [http://environment.harvard.edu/docs/faculty\\_pubs/welsh\\_city.pdf](http://environment.harvard.edu/docs/faculty_pubs/welsh_city.pdf) (cf. p. 1).
- [5] *Projet Pico Radio de l'Université de Berkeley*, URL : [http://bwrc.eecs.berkeley.edu/research/pico\\_radio/](http://bwrc.eecs.berkeley.edu/research/pico_radio/) (cf. p. 1).
- [6] *Projet NEST de l'Université de Berkeley*, URL : <http://webs.cs.berkeley.edu/nest-index.html> (cf. p. 1).
- [7] *Projet Européen COST IC 1004*, URL : <http://www.ic1004.org/> (cf. p. 1).
- [8] *Contrat Plan État Région*, URL : <http://campus-ia.univ-lille1.fr/> (cf. p. 1).
- [9] DEPARIS N., « Liaisons numériques haut débit Ultra Large Bande transposées autour de 60 GHz pour Objets Mobiles Communicants », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2007 (cf. p. 3, 116).

- [10] DEVULDER M., « Etude et faisabilité d'un système Ultra Large Bande (ULB) en gamme millimétrique en technologie Silicium avancée », thèse de doct. (cf. p. 4).
- [11] JIN L., « Module Radio Millimétrique Ultra Faible consommation pour réseaux des capteurs », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2010 (cf. p. 4, 13).
- [12] DESRUELLES G., ROLLAND N. et ROLLAND P., sept. 2010, « G-band low noise amplifier and oscillator for synthetic aperture applications », *Micro-wave Conference (EuMC), 2010 European*, p. 525 –528 (cf. p. 4, 101).
- [13] BENNETT C.L. et ROSS G.F., mar. 1978, « Time-domain electromagnetics and its applications », *Proceedings of the IEEE*, vol. 66 n° 3, p. 299 –318, ISSN : 0018-9219, DOI : 10.1109/PROC.1978.10902 (cf. p. 8).
- [14] *First report and order, revision of Part 15 of the Commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems*, Document technique ET Docket 98-153, FCC, Avril 2002 (cf. p. 8).
- [15] SHANNON C E, 1948, « A Mathematical Theory of Communication », *The Bell System Technical Journal*, vol. 27, p. 379–423 (cf. p. 9).
- [16] SCHOLTZ R., oct. 1993, « Multiple access with time-hopping impulse modulation », *Military Communications Conference, 1993. MILCOM '93. Conference record. 'Communications on the Move', IEEE*, t. 2, 447 –450 vol.2, DOI : 10.1109/MILCOM.1993.408628 (cf. p. 13).
- [17] EL GHANNUDI H. et al., sept. 2006, « Performance of IR-UWB at 60 GHz for Ad hoc Networks with Directive Antennas », *Ultra-Wideband, The 2006 IEEE 2006 International Conference on*, p. 149 –154, DOI : 10.1109/ICU.2006.281531 (cf. p. 15).
- [18] CHEN J., « Minimisation de la Consommation et Gestion de l'Interférence pour des Transmission Multi-Sauts et Coopératives dans les Réseaux de Capteurs. », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2010 (cf. p. 15).

- [19] HUANG Yu-ji et ZENG Wen, sept. 2007, « A Reliable Routing Protocol for Multi-Hop Ad Hoc Networks », *Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, 2007. WiCom 2007. International Conference on*, p. 1656–1659, DOI : 10.1109/WICOM.2007.417 (cf. p. 15).
- [20] GRONKVIST J., HANSSON A. et NILSSON J., 2000, « A comparison of access methods for multi-hop ad hoc radio networks », *Vehicular Technology Conference Proceedings, 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st*, t. 2, 1435–1439 vol.2, DOI : 10.1109/VETECS.2000.851363 (cf. p. 15).
- [21] ZHU Shouhong et LEUNG K.K., juin 2007, « Distributed Cooperative Routing for UWB Ad-Hoc Networks », *Communications, 2007. ICC '07. IEEE International Conference on*, p. 3339–3344, DOI : 10.1109/ICC.2007.553 (cf. p. 15).
- [22] GHANNUDI H. El, « Interférences d'accès multiples et performances d'un système impulsionnel à Bande Ultra Large transposé à 60 GHz en réseau ad hoc », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2007 (cf. p. 16).
- [23] 1983, « IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas », *IEEE Std 145-1983*, DOI : 10.1109/IEEESTD.1983.82386 (cf. p. 25).
- [24] DESCHAMPS G.A., 1953, « Microstrip microwave antennas », *3rd USAF Symp. on Antennas* (cf. p. 28).
- [25] 1989, « Handbook of Microstrip Antennas », sous la dir. de JR James & PS HALL, t. 1, London, UK, Peter Peregrinus Ltd., p. 71–75 (cf. p. 29).
- [26] 1989, « Handbook of Microstrip Antennas », sous la dir. de JR James & PS HALL, t. 1, London, UK, Peter Peregrinus Ltd., p. 24–40 (cf. p. 29).
- [27] HERTH E., « Conception et réalisation d'antennes en bande millimétrique à base de MEMS RF pour des applications télécoms et en contrôle non destructif », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2009 (cf. p. 29).
- [28] POZAR D., sept. 1983, « Considerations for millimeter wave printed antennas », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 31 n° 5, p. 740–747, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.1983.1143124 (cf. p. 29).

- [29] PAPAPOLYMEROU I., FRANKLIN DRAYTON R. et KATEHI L.P.B., fév. 1998, « Micromachined patch antennas », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 46 n° 2, p. 275 –283, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/8.660973 (cf. p. 30).
- [30] LOPEZ A.V. et al., juil. 2011, « 60 GHz micromachined patch antenna for wireless applications », *Antennas and Propagation (APSURSI), 2011 IEEE International Symposium on*, p. 515 –518, DOI : 10.1109/APS.2011.5996758 (cf. p. 30).
- [31] DIGBY J.W. et al., juin 1997, « Integrated micro-machined antenna for 200 GHz operation », *Microwave Symposium Digest, 1997., IEEE MTT-S International*, t. 2, 561 –564 vol.2, DOI : 10.1109/MWSYM.1997.602855 (cf. p. 30).
- [32] EMHEMED A.S., MCGREGOR I. et ELGAID K., nov. 2010, « Elevated conductor coplanar waveguide-fed three-level proximity-coupled antenna for G-band applications », *Microwaves, Antennas Propagation, IET*, vol. 4 n° 11, p. 1910 –1915, ISSN : 1751-8725, DOI : 10.1049/iet-map.2009.0616 (cf. p. 30).
- [33] ELLIS T.I. et REBEIZ G.M., juil. 1996, « Improvements in tapered slot antennas on thick dielectric substrates using micromachining techniques », *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1996. AP-S. Digest*, t. 2, 992 –995 vol.2, DOI : 10.1109/APS.1996.549763 (cf. p. 30).
- [34] RIZK J.B. et REBEIZ G.M., mar. 2002, « Millimeter-wave Fermi tapered slot antennas on micromachined silicon substrates », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 50 n° 3, p. 379 –383, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/8.999630 (cf. p. 30).
- [35] TRUONG Le Huu et al., avr. 2008, « A Compact W-Band Planar Quasi-Yagi Antenna on GaAs Substrate for Active Phased Array Antenna », *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on*, p. 123 –126, DOI : 10.1109/GSMM.2008.4534575 (cf. p. 30).
- [36] BOE A. et al., sept. 2006, « Smart antenna based on RF MEMS switches and printed Yagi-Uda antennas for 60 GHz ad hoc WPAN », *Microwave*

- Conference, 2006. 36th European*, p. 310 –313, DOI : 10.1109/EUMC.2006.281318 (cf. p. 30).
- [37] YOON Y. et al., juil. 2005, « A vertical W-band surface-micromachined Yagi-Uda antenna », *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2005 IEEE*, t. 3A, 594 –597 vol. 3A, DOI : 10.1109/APS.2005.1552322 (cf. p. 30).
- [38] NECULOIU D. et al., août 2004, « Membrane supported Yagi-Uda antennae for millimetre-wave applications », *Microwaves, Antennas and Propagation, IEE Proceedings -*, vol. 151 n° 4, p. 311 –314, ISSN : 1350-2417, DOI : 10.1049/ip-map:20040647 (cf. p. 30).
- [39] PRASAD S.N. et MAHAPATRA S., sept. 1979, « A Novel MIC Slot-Line Antenna », *Microwave Conference, 1979. 9th European*, p. 120 –124, DOI : 10.1109/EUMA.1979.332685 (cf. p. 30, 32, 43, 46, 90).
- [40] GIBSON P.J., sept. 1979, « The Vivaldi Aerial », *Microwave Conference, 1979. 9th European*, p. 101 –105, DOI : 10.1109/EUMA.1979.332681 (cf. p. 32, 43, 44, 46, 90).
- [41] ROBINSON G.H. et ALLEN J.L., déc. 1969, « Slot Line Application to Miniature Ferrite Devices », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 17 n° 12, p. 1097 –1101, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1969.1127107 (cf. p. 33).
- [42] COHN S.B., mai 1968, « Slot Line - An Alternative Transmission Medium for Integrated Circuits », *Microwave Symposium, 1968 G-MTT International*, p. 104 –109, DOI : 10.1109/GMTT.1968.1123418 (cf. p. 34).
- [43] COHN S.B., oct. 1969, « Slot Line on a Dielectric Substrate », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 17 n° 10, p. 768 –778, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1969.1127058 (cf. p. 34, 49).
- [44] GALEJS J., juil. 1962, « Excitation of slots in a conducting screen above a lossy dielectric half space », *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 10 n° 4, p. 436 –443, ISSN : 0096-1973, DOI : 10.1109/TAP.1962.1137891 (cf. p. 37).

- [45] GARG R. et GUPTA K.C., août 1976, « Expressions for Wavelength and Impedance of a Slotline (Letters) », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 24 n° 8, p. 532, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1976.1128905 (cf. p. 37, 43).
- [46] HANSEN W.W. et WOODYARD J.R., mar. 1938, « A New Principle in Directional Antenna Design », *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 26 n° 3, p. 333–345, ISSN : 0731-5996, DOI : 10.1109/JRPROC.1938.228128 (cf. p. 38).
- [47] EHRENSPECK H. et POEHLER H., oct. 1959, « A new method for obtaining maximum gain from yagi antennas », *Antennas and Propagation, IRE Transactions on*, vol. 7 n° 4, p. 379–386, ISSN : 0096-1973, DOI : 10.1109/TAP.1959.1144708 (cf. p. 38).
- [48] EHRENSPECK H., GERBES W. et ZUCKER F., mar. 1954, « Trapped wave antennas », *IRE International Convention Record*, t. 2, p. 25–30, DOI : 10.1109/IRECON.1954.1150179 (cf. p. 38).
- [49] ZUCKER F.J., 1961, « Antenna Engineering Handbook », sous la dir. de H. JASIK, ed. New York : McGraw-Hill, p. 16–14 (cf. p. 38).
- [50] SCHAUBERT D. et al., déc. 1985, « Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33 n° 12, p. 1392–1400, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.1985.1143542 (cf. p. 38, 39, 41, 67).
- [51] MULDAVIN J.B. et REBEIZ G.M., août 1999, « Millimeter-wave tapered-slot antennas on synthesized low permittivity substrates », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47 n° 8, p. 1276–1280, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/8.791943 (cf. p. 39).
- [52] RIZK J.B. et REBEIZ G.M., mar. 2002, « Millimeter-wave Fermi tapered slot antennas on micromachined silicon substrates », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 50 n° 3, p. 379–383, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/8.999630 (cf. p. 39).
- [53] EKSTROM H. et al., sept. 1992, « 348-GHz endfire slotline antennas on thin dielectric membranes », *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 2 n° 9, p. 357–358, ISSN : 1051-8207, DOI : 10.1109/75.153618 (cf. p. 39).

- [54] SCHAUBERT D. et al., déc. 1985, « Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates », *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 33 n° 12, p. 1392 –1400, ISSN : 0018-926X, DOI : 10.1109/TAP.1985.1143542 (cf. p. 41, 42).
- [55] YNGVESSON K.S. et al., fév. 1989, « The tapered slot antenna-a new integrated element for millimeter-wave applications », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 37 n° 2, p. 365 –374, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/22.20062 (cf. p. 41).
- [56] LUDLOW P. et FUSCO V., nov. 2009, « Variation of slotline characteristic impedance and wavelength in a Vivaldi antenna and their effect on radiation characteristics », *Antennas Propagation Conference, 2009. LAPC 2009. Loughborough*, p. 445 –448, DOI : 10.1109/LAPC.2009.5352547 (cf. p. 41, 46, 47).
- [57] JANASWAMY R. et SCHAUBERT D.H., août 1986, « Characteristic Impedance of a Wide Slotline on Low-Permittivity Substrates (Short Paper) », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 34 n° 8, p. 900 –902, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1986.1133465 (cf. p. 43).
- [58] JACKSON R.W., déc. 1986, « Considerations in the Use of Coplanar Waveguide for Millimeter-Wave Integrated Circuits », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 34 n° 12, p. 1450 –1456, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1986.1133562 (cf. p. 48).
- [59] KNORR J.B., mai 1974, « Slot-Line Transitions (Short Papers) », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 22 n° 5, p. 548 –554, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1974.1128278 (cf. p. 48).
- [60] HANNA Victor Fouad et RAMBOZ Louis, sept. 1982, « Broadband planar coplanar waveguide-slotline transition », *Microwave Conference, 1982. 12th European*, p. 628 –631, DOI : 10.1109/EUMA.1982.333131 (cf. p. 48, 50).
- [61] CATHANA D., juin 1989, « A new coplanar waveguide/slotline double-balanced mixer », *Microwave Symposium Digest, 1989., IEEE MTT-S International*, 967 –968 vol.3, DOI : 10.1109/MWSYM.1989.38883 (cf. p. 50).

- [62] HO T.Q. et HART S.M., oct. 1992, « A broad-band coplanar waveguide to slotline transition », *Microwave and Guided Wave Letters, IEEE*, vol. 2 n° 10, p. 415 –416, ISSN : 1051-8207, DOI : 10.1109/75.160125 (cf. p. 50).
- [63] HO Chien-Hsun, FAN Lu et CHANG Kai, déc. 1993, « Broad-band uniplanar hybrid-ring and branch-line couplers », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41 n° 12, p. 2116 –2125, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/22.260695 (cf. p. 50).
- [64] GRAMMER W. et YNGVESSON K.S., sept. 1993, « Coplanar waveguide transitions to slotline : design and microprobe characterization », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 41 n° 9, p. 1653 –1658, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/22.245696 (cf. p. 50).
- [65] TRIFUNOVIC V. et JOKANOVIC B., mai 1991, « New uniplanar balun », *Electronics Letters*, vol. 27 n° 10, p. 813 –815, ISSN : 0013-5194, DOI : 10.1049/e1:19910511 (cf. p. 50).
- [66] SCHIEK B. et KOHLER J., avr. 1976, « An Improved Microstrip-to-Microslot Transition (Letters) », *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 24 n° 4, p. 231 –233, ISSN : 0018-9480, DOI : 10.1109/TMTT.1976.1128823 (cf. p. 50).
- [67] HETTAK K. et al., juin 1996, « Improved CPW to slotline transitions », *Microwave Symposium Digest, 1996., IEEE MTT-S International*, t. 3, 1831 –1834 vol.3, DOI : 10.1109/MWSYM.1996.512301 (cf. p. 51, 52, 54).
- [68] SUGAWARA S. et al., juin 1998, « Characteristics of a MM-wave tapered slot antenna with corrugated edges », *Microwave Symposium Digest, 1998 IEEE MTT-S International*, t. 2, 533 –536 vol.2, DOI : 10.1109/MWSYM.1998.705049 (cf. p. 57).
- [69] JUDASCHKE R., mai 2005, « Millimeter-wave twin tapered-slot antenna », *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 15 n° 5, p. 342 –344, ISSN : 1531-1309, DOI : 10.1109/LMWC.2005.847704 (cf. p. 88, 90).
- [70] AGARWAL S., PATHAK N.P. et SINGH D., août 2012, « Performance comparison of microstrip patch antenna for 94 GHz imaging applications », *Industrial and Information Systems (ICIIS), 2012 7th IEEE International Conference on*, p. 1 –4, DOI : 10.1109/ICIInfS.2012.6304781 (cf. p. 88–90).



- [71] TRUONG Le Huu et al., avr. 2008, « A Compact W-Band Planar Quasi-Yagi Antenna on GaAs Substrate for Active Phased Array Antenna », *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on*, p. 123 –126, DOI : 10.1109/GSMM.2008.4534575 (cf. p. 89, 90).
- [72] SATO M. et al., déc. 2007, « Antipodal LTSA with Corrugation for 94-GHz band Passive Millimeter-wave Imager », *Microwave Conference, 2007. APMC 2007. Asia-Pacific*, p. 1 –4, DOI : 10.1109/APMC.2007.4554605 (cf. p. 90).
- [73] DESRUELLES G., « Contribution à l'étude d'un système d'imagerie passive en gamme millimétrique en utilisant la technique de synthèse d'ouverture », thèse de doct., Université des Sciences et Technologie de Lille, 2010 (cf. p. 94, 101).
- [74] LEUTHER A. et al., mai 2007, « 50 nm MHEMT Technology for G- and H-Band MMICs », *Indium Phosphide Related Materials, 2007. IPRM '07. IEEE 19th International Conference on*, p. 24 –27, DOI : 10.1109/ICIPRM.2007.380680 (cf. p. 95).
- [75] TESSMANN A. et al., sept. 2006, « 220 GHz Low-Noise Amplifier Modules for Radiometric Imaging Applications », *European Microwave Integrated Circuits Conference, 2006. The 1st*, p. 137 –140, DOI : 10.1109/EMICC.2006.282770 (cf. p. 95).
- [76] TESSMANN A., oct. 2005, « 220-GHz metamorphic HEMT amplifier MMICs for high-resolution imaging applications », *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, vol. 40 n° 10, p. 2070 –2076, ISSN : 0018-9200, DOI : 10.1109/JSSC.2005.854591 (cf. p. 95).
- [77] WEISSBRODT E. et al., mar. 2010, « Low-noise amplifiers in D-band using 100 nm and 50 nm mHEMT technology », *German Microwave Conference, 2010*, p. 55 –58 (cf. p. 95).
- [78] LIU P.H. et al., mai 2007, « High Gain G-Band MMIC Amplifiers Based on Sub-50 nm Gate Length InP HEMT », *Indium Phosphide Related Materials, 2007. IPRM '07. IEEE 19th International Conference on*, p. 22 –23, DOI : 10.1109/ICIPRM.2007.380679 (cf. p. 95).

- [79] PETIT G., « ETUDE DE STRUCTURES RADIOFREQUENCE EN BANDE X SUR TECHNOLOGIES CMOS-SOS », thèse de doct., UNIVERSITÉ PARIS XI ORSAY, 2005 (cf. p. 97).
- [80] RAZAVI Behzad, 1998, « RF microelectronics », sous la dir. de Prentice HALL, p. 169 (cf. p. 97).
- [81] ROLLETT J., mar. 1962, « Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports », *Circuit Theory, IRE Transactions on*, vol. 9 n° 1, p. 29 –32, ISSN : 0096-2007, DOI : 10.1109/TCT.1962.1086854 (cf. p. 97).
- [82] ROLLETT J., mar. 1963, « Correction to Stability and Power-Gain Invariants of Linear Twoports », *Circuit Theory, IEEE Transactions on*, vol. 10 n° 1, p. 107, ISSN : 0018-9324, DOI : 10.1109/TCT.1963.1082074 (cf. p. 97).
- [83] STRUBLE W. et PLATZKER A., oct. 1993, « A rigorous yet simple method for determining stability of linear N-port networks [and MMIC application] », *Gallium Arsenide Integrated Circuit (GaAs IC) Symposium, 1993. Technical Digest 1993., 15th Annual*, p. 251 –254, DOI : 10.1109/GAAS.1993.394458 (cf. p. 97).
- [84] MONS S., « Nouvelles méthodes d'analyse de stabilité intgrées à la CAO des circuits monolithiques microondes non linéaires », thèse de doct., Université de Limoges, 1999 (cf. p. 98, 99).
- [85] MARTIN A. et al., 2007, « Design of GaN-based balanced cascode cells for wide-band distributed power amplifier », *Microwave Integrated Circuit Conference, 2007. EuMIC 2007. European*, p. 154–157, DOI : 10.1109/EMICC.2007.4412671 (cf. p. 113).
- [86] *Agilent PN 8720-2, In-fixture Microstrip Device Measurements using TRL Calibration*, Agilent Technologies, 2000 (cf. p. A-1).

# Deuxième partie

## Annexes



## Kit de Calibration TRL

### A.0.1 Méthode de calibration TRL

L'utilisation de la méthode TRL est simple est communément utilisé pour le calibrage des analyseur de réseaux. Néanmoins, la conception d'un kit de calibration adapté sur mesure à notre technologie et à nos besoins a nécessité l'étude théorique complète de ce type de conception. Pour la conception de nos kit de calibration, nous nous sommes basés sur la notice d'application des VNA PN 8720-2 d'Agilent [86]. Pour cette méthode, il faut réaliser :

- Une ligne en liaison directe appelée THRU.
- Une ligne de longueur connue  $\Delta L$ .
- Une charge à coefficient de réflexion connue. Préférentiellement un circuit ouvert ou fermé.

#### Liaison directe - THRU

La liaison directe est définie par sa matrice de dispersion  $\begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$ . Idéalement, la liaison directe est de longueur nulle avec :  $S_{21} = S_{12} = 1$  et  $S_{11} = S_{22} = 0$ . Dans le cas de mesures sous pointes, cette liaison consiste en un tronçon de ligne, dans le milieu va servir de plan de référence.

**Ligne**

La ligne de longueur  $\Delta L$  est caractérisée par la matrice :  $\begin{pmatrix} 0 & e^{\gamma l} \\ e^{\gamma l} & 0 \end{pmatrix}$ . L'impédance de la liaison directe étant connue, les paramètres  $S_{11}$  et  $S_{22}$  sont nuls. Afin d'éviter les erreurs entre la liaison directe et la ligne, il faut que  $\beta l$  soit compris entre  $20^\circ$  et  $160^\circ \pm n \times 180^\circ$ . Ce qui induit que  $\Delta l_{opt} = 1/4 \times \lambda_g$  ou un décalage de  $90^\circ$  par rapport au THRU. Cette condition peut poser des problèmes lors des mesures sous pointes aux hautes fréquences, puisque la longueur de ligne nécessaire est très petite. Ce qui entraîne des problèmes d'ordres mécaniques et technologiques. Ainsi, il est préférable de réaliser une ligne THRU d'une longueur  $L_0$  et une ligne de longueur  $L_0 + \Delta l_{opt}$

**Circuit ouvert ( Reflect )**

Le Circuit ouvert est composé d'un dipôle à fort coefficient de réflexion, de façon à le différencier des précédentes lignes et de déterminer sa matrice :  $\begin{pmatrix} 0 & \Gamma \\ \Gamma & 0 \end{pmatrix}$ . Ainsi, on utilise soit un circuit ouvert, soit un court-circuit.

C'est à partir de ces trois composants que nous avons pu réaliser le calibrage des appareils de mesures utilisés lors de nos séries de mesures.

## Coefficient de transmission de la transition ligne coplanaire - ligne à fente

Comme nous l'avons vu dans la section 2.4.9, le schéma équivalent de la transition est le suivant :

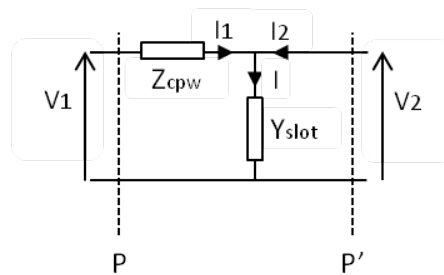


FIGURE B.1: Schéma équivalent

À partir du schéma équivalent ci-dessus B.1 Nous pouvons définir les relations suivantes :

$$V_1 = I_1 \times Z_{cpw} + V_2 = I_1 (Z_{cpw} + Z_{slot}) + I_2 \times Z_{slot} \quad (\text{B.1})$$

$$V_2 = I \times Z_{slot} = (I_1 + I_2) \times Z_{slot} \quad (\text{B.2})$$

À des équations B.1 et B.2, nous pouvons écrire la matrice  $Z$  du quadripôle :

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{cpw} + Z_{slot} & Z_{slot} \\ Z_{slot} & Z_{slot} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (\text{B.3})$$

En supposant les impédances caractéristiques en entrée et en sortie, respectivement  $Z_{0i}$  et  $Z_{0s}$ , identiques, le coefficient de transmission  $S_{21}$  s'écrit :

$$S_{21} = \frac{2 \times Z_{21}}{(Z_{11} + 1)(Z_{22} + 1) - Z_{12}Z_{21}} \quad (\text{B.4})$$

Soit :

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \frac{Z_{cpw}}{Z_{slot}} + Z_{cpw} + \frac{1}{Z_{slot}}} \quad (\text{B.5})$$

$$S_{21} = \frac{2}{2 + Z_{cpw} \times Y_{slot} + Z_{cpw} + Y_{slot}} \quad (\text{B.6})$$

Avec :

$$Z_{cpw} = -j \times Z_{scpw} \times \cot\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (\text{B.7})$$

$$Y_{slot} = -j \times Y_{sslot} \times \cot\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right) \quad (\text{B.8})$$

On obtient :

$$S_{21} = \frac{2}{2 + \left(Z_{scpw} \times Y_{sslot} \times \cot^2\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)\right) - j \left(\left(Z_{scpw} + Y_{sslot}\right) \cot\left(\frac{\pi f}{2f_0}\right)\right)} \quad (\text{B.9})$$

Ou, d'après les équations 2.43 et 2.44 vu dans la section 2.4.9 :

$$S_{21} = \frac{2}{(2 - X_1) - jX_2} \quad (\text{B.10})$$



# Annexe **C**

## Résultats de simulation des transitions ligne coplanaire - ligne à fente.

La figure C.1 présente les coefficient de transmission et de réflexion d'une transition coplanaire - ligne à fente fonctionnant de 75 à 120 GHz en back-to-back. La figure C.2 présente les coefficient de transmission et de réflexion d'une transition coplanaire - ligne à fente fonctionnant de 111 à 158 GHz en back-to-back. Les résultats correspondent aux résultats obtenus à l'état de l'art.

ANNEXE C. Résultats de simulation des transitions ligne coplanaire - ligne à fente.C-2

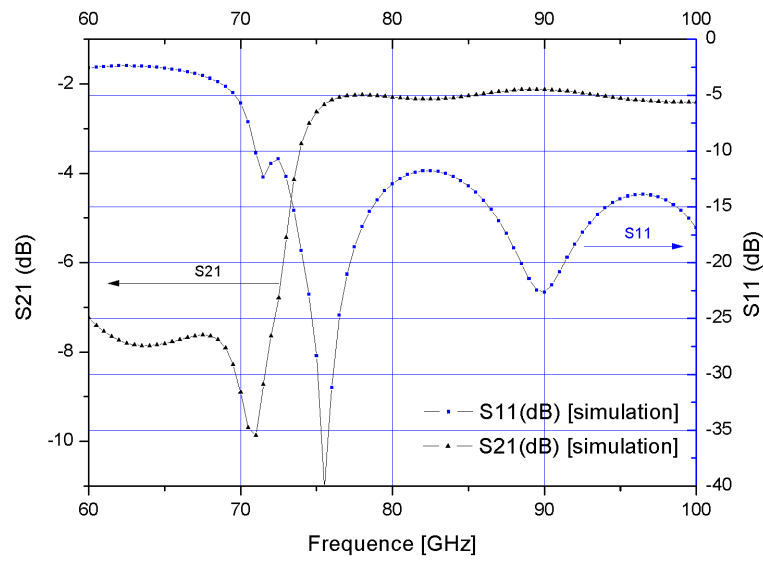


FIGURE C.1: Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne fonctionnant de 75 GHz à 120 GHz.

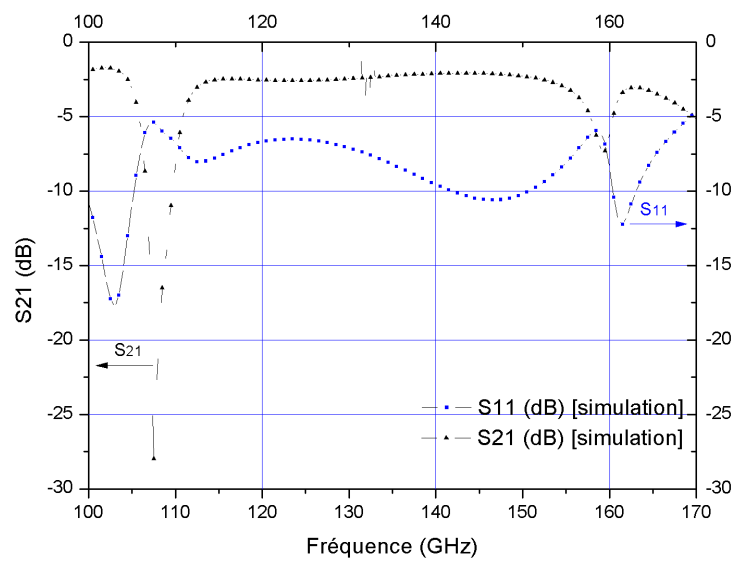


FIGURE C.2: Simulation d'une transition ligne coplanaire / ligne fonctionnant de 111 GHz à 158 GHz.





# Résumé

Cette thèse est une contribution au développement d'émetteurs-récepteurs monolithiques en bande millimétrique pour réseau de capteurs sans fils. Le déploiement des réseaux de capteurs sans fils autonomes de courte portée s'oriente vers l'intelligence ambiante, modifiant la façon dont nous interagissant avec notre environnement. L'internet des objets se démocratise rapidement, avec une augmentation sans précédent des objets connectés. Ces nœuds, de plus en plus nombreux, doivent être le plus discrets et autonomes, tout en ayant des caractéristiques et performances toujours meilleures. La densification des réseaux de nœuds autonomes amplifie de surcroît les problématiques d'interférences et de multi-trajets. Le développement de capteurs en bandes millimétriques doit permettre de réduire la taille des nœuds. Notamment en réduisant les dimensions de la partie antennaire qui constitue généralement le facteur limitant l'intégration d'un système. Cette intégration sera accompagné de solutions réduisant la consommation des nœuds. Ainsi, nous avons conçu des antennes de taille réduite, basées sur le principe de rayonnement des lignes à fentes progressives. Les antennes sont réalisables sur des substrats de permittivité élevée et directement intégrables en technologie MMIC. Les résultats expérimentaux sont en adéquation avec les simulations électromagnétiques 3D. Nous avons également effectué une caractérisation expérimentale d'amplificateurs et une étude poussée de la stabilité des circuits amplificateurs en bande G en utilisant la méthode NDF. Ceci nous a permis de concevoir un amplificateur faible bruit dont les grilles peuvent être commandées par des impulsions courte permettant la conception d'un système émetteur/récepteur très faible consommation adapté à une utilisation au sein de réseaux de capteurs autonomes sans-fils.