N° d'ordre :

20 000 - 8 3

ne

THESE

Présentée à l'Université des Sciences et Technologies de Lille

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE Spécialité : ELECTRONIQUE

par

Samuel BORET

Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusque 110 GHz

Soutenue le 30 septembre 1999 devant la commission d'examen

Membres du jury :

Mr P. A. ROLLAND Mr G. DAMBRINE Mr H. HAPPY Mr S. TOUTAIN Mr R. QUERE Mr G. GATTI Mr G. APERCE

Membres invités :

Mr M. SOULARD Mr M. CAMIADE Mr F. MURGADELLA Président du jury Directeur de thèse Co-directeur de thèse Rapporteur Rapporteur Examinateur Examinateur



TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE

CHAPITRE I : MISE AU POINT DES PROCEDES DE FABRICATION D'ELEMENTS PASSIFS EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE.

.

I-1) Introduction	2
I-2) Le système de dépôt électrolytique	3
a) Principe de l'électrolyse	3
b) Description du système développé au laboratoire	3
c) Performances de la solution électrolytique	6
- influence de la température	8
- influence de la densité de courant	9
- évaluation de la vitesse de dépôt	10
I-3) Lithographie développée autour de ce système	13
a) Choix du film métallique	14
b) Technique de dépôt du film métallique	16
c) Température et type de recuit	17
d) Topologie des masques pour effectuer une électr	olyse20
I-4) Eléments passifs en technologie coplanaire	21
a) Résistances	22
b) Capacités	23
c) Ponts à air	25
d) Les différents niveaux de masquage	28
I-5) Conclusions	31
Bibliographie chapitre I	33
Annexes chapitre I	35
A1-1) Etalonnage de la résine épaisse HOECHST A	Z4562 36
A1-2) Règles de dessin des éléments passifs	39
- Ligne coplanaire	39
- Résistance métallique	39
- Capacité M.I.M série	40
- Capacité M.I.M parallèle	41
- Ponts à air	42
A1-3) Description du procédé de fabrication des élé	ments passifs43

CHAPITRE II : MODELISATION DES ELEMENTS PASSIFS NECESSAIRES A LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT.

II-1) Introduction	49
II-2) La ligne coplanaire	50
a) Structure de la ligne	50
b) Les différents modes de propagation	50
c) L'approximation de mode « Quasi-TEM »	53
II-3) Les différents outils de simulation	55
a) Les modèles analytiques	55
b) Les modèles issus de mesures hyperfréquences	57
c) Simulateurs électromagnétiques	58
II-4) Le modèle d'Heinrich	59
a) Description du modèle	59
b) Evolution des caractéristiques de propagation	60
- distance intermasse d	60
- rapport W/d	62
- Epaisseur de métallisation t	63
c) Topologie finale de la ligne	65
d) Validation du modèle	66
II-5) Les outils de caractérisation hyperfréquences	70
a) Le système de mesures sous pointes	72
b) Calibrage de l'analyseur	73
- Le calibrage de type T.R.L	74
c) Problème de décalage des plans de mesures d'une bande à l'autre	77
II-6) Modélisation des différents types de ponts à air	80
a) Etude préliminaire	80
Conception du masque PONT01	82
 Détermination expérimentale du schéma équivalent du pont à air_ 	83
b) Comparaison expérimentale : Pont conducteur central-Pont intermasse	86
coplanaire	91
II-7) Modélisation des discontinuités coplanaires	94
a) Terminaison en circuit ouvert	95
b) Terminaison en court-circuit	98
c) Le saut d'impédance	100
d) La jonction	103
II-8) Modélisation des résistances métalliques série	109
II-9) Modélisation des capacités Métal-Isolant-Métal	113
a) Capacité M.I.M série	114
b) Capacité M.I.M parallèle	118

II-10) Validation des modèles élémentaires pour des structures plus complexes_	123
a) Le filtrage large bande	123
b) Le coupleur hybride	126
II-11) Conclusions	127
Bibliographie chapitre II	130
Annexes chapitre II	133
A2-1) Détermination du facteur de propagation γ	134
A2-2) Modèles développés sous MDS	136
- Ligne coplanaire uniforme	136
- Ligne coplanaire en court-circuit	137
- Ligne coplanaire en circuit ouvert	138
- Résistance métallique série	139
- Capacité M.I.M Série	140
- Capacité M.I.M Parallèle	141
A2-3) Définition du « CalKit » pour un étalonnage TRL	142
A2-4) Mise à la puissance n d'une matrice	143
A2-5) Le masque RCPont	144
A2-6) Le masque Poséidon	145

CHAPITRE III : AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT MILLIMETRIQUES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE.

III-1) Introduction	148
III-2) Etat de l'art des amplificateurs faible bruit en bandes V et W	149
III-3) Le transistor HEMT adapté en maille sur InP	151
a) Structure de la couche	151
b) Choix de la topologie du transistor : en T ou en Π?	152
c) Les technologies de grille : nitrure et tricouche	154
d) Méthode de détermination du schéma équivalent petit signal	155
e) Le schéma équivalent petit signal des transistors	156
III-4) Le modèle de bruit des transistors	158
a) Le facteur de bruit d'un transistor à effet de champ	159
b) Le modèle de bruit à deux températures	160
c) Les performances en bruit des transistors	162
III-5) Stabilisation des transistors	164
a) Le critère de stabilité	164
b) Les différents procédés de stabilisation	165
c) Modélisation des transistors avec tronçons de ligne dans la source	168

III-6) Amplificateurs faible bruit millimétriques	172
a) Amplificateurs simple étage en bande V et W	173
- Choix du transistor	173
- Architectures des circuits	177
- Simulations linéaires des circuits	177
- Réalisation et caractérisation des réseaux	181
b) Amplificateurs deux étages en bande V et W	186
- Architectures des circuits	186
- Résultats de conception des amplificateurs	188
- Le masque Mistral	194
- Les différents niveaux de masquage	195
c) Mesures des performances des amplificateurs deux étages	197
- Mesures des paramètres S	197
- Mesures de bruit	198
III-7) Conclusions	207
Bibliographie chapitre III	208
Annexes chapitre III	212
A3-1) Le masque 4AS	213
A3-2) Le masque Corsaire	214
A3-3) Le masque Mistral	215
- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-000)	215
- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-001)	216
- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-002)	217
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-000)	218
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-001)	219
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-002)	220
- Champ test	220
r	=

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES 223

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

Depuis quelques années, les applications de l'électronique hyperfréquence sont en continuelle expansion. La saturation progressive des bandes de fréquences allouées conduit à développer des applications vers de plus hautes fréquences et particulièrement dans le domaine des ondes millimétriques (bandes V, W et D). C'est pourquoi des applications « grand public » telles que :

- les réseaux locaux multicanaux de distribution de service (LMDS, 40 GHz)
- les communications entre satellites (60 GHz)
- le système radar automobile anti-collision (77 GHz)

nécessitent des améliorations permanentes des performances des composants ainsi qu'une réduction des coûts de production.

Ainsi, le développement des semi-conducteurs III-V tels que l'Arséniure de Gallium (GaAs) et le Phosphure d'Indium (InP) autorise aujourd'hui la montée en fréquence des composants actifs (les transistors), notamment grâce aux progrès effectués dans le domaine de la croissance d'épitaxie par jet moléculaire ainsi que dans le domaine de la lithographie électronique. De même, la technologie de fabrication évolue vers une intégration maximale par la réalisation de circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMIC). Les technologies planaires sont utilisées dans ces circuits depuis bien longtemps : la technologie microruban et la technologie coplanaire.

La technologie microruban, qui demeure la plus répandue, présente toutefois quelques limites pour des applications aux longueurs d'ondes millimétriques. D'une part, les étapes technologiques supplémentaires pour réaliser les trous métallisés sont coûteuses (environ 30 % du coût). D'autre part, ces trous induisent des effets parasites qui dégradent les performances des circuits à ces fréquences. Une autre alternative consiste à utiliser une structure de propagation uniplanaire telle que la ligne coplanaire. Cette technologie existe maintenant depuis plus de 30 ans mais ne devient attrayante qu'aujourd'hui devant l'augmentation des volumes de production et sa compatibilité avec les technologies nouvelles telles que le report de puces (Flip-Chip). En effet, ses avantages comparés à la technologie microruban tels que :

- une faible dispersion
- un couplage électromagnétique moindre entre deux lignes adjacentes

- la réduction des effets parasites
- un coût de production plus faible
- un encombrement réduit

n'ont pas convaincu les concepteurs de circuits d'utiliser cette technologie jusqu'à présent du fait de l'absence de modèles électriques précis des éléments coplanaires dans une large gamme de fréquences. Parmi les inconvénients de la structure coplanaire, on peut citer :

- des pertes de propagation plus importantes que la ligne microruban
- l'excitation de modes parasites
- l'incompatibilité pour des applications de forte puissance de part sa faible dissipation thermique

Néanmoins, l'excitation de modes parasites qui a limité pendant longtemps son utilisation peut être minimisée par l'utilisation d'une technologie de pont à air.

C.P. Wen fut le premier à proposer en 1969 une application de la ligne coplanaire dans un circuit intégré. Il faut attendre ensuite les années 80 pour trouver des références bibliographiques portant sur la modélisation d'éléments coplanaires. En 1986, la société d'instrumentation ®Cascade commercialise la première sonde hyperfréquence permettant la mesure sous pointes de MMIC coplanaires tandis que Riaziat présente les résultats d'un amplificateur distribué 2-18 GHz coplanaire. Une modélisation plus approfondie des principales discontinuités coplanaires a débuté dans les années 90. Toutefois, si la structure microruban a fait l'objet de nombreuses analyses, il n'en est pas de même pour la structure coplanaire. La plupart des travaux sur cette structure demeurent encore très théoriques et ne se trouvent donc pas adaptés à la conception et à l'optimisation de circuits en gamme d'ondes millimétriques. C'est donc dans ce contexte que s'inscrit notre étude.

Le travail présenté dans ce mémoire traite de circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour des applications de réception jusque 110 GHz. Il a été soutenu par un contrat de la Délégation Générale de l'Armement (contrat DGA 95.536 : Evaluation d'une filière de circuits HEMT sur InP pour applications millimétriques) et mené en collaboration avec la société Dassault Electronique.

L'objet de cette thèse est d'apporter une contribution au projet de réalisation de circuits amplificateurs faible bruit à 60 GHz et 94 GHz en technologie intégrée coplanaire. La réalisation de ces circuits demande la constitution de deux bibliothèques de modèles électriques, l'une d'éléments passifs (ligne coplanaire, résistance, capacité ...), l'autre

d'éléments actifs (transistor HEMT). Dans le cadre de cette étude, deux technologies de transistors de longueur de grille $0.1 \ \mu m$ ont été développées au laboratoire (technologie nitrure et multicouche de résines). La conception et la réalisation de transistors HEMT de la filière AlInAs/GaInAs sur substrat InP a fait l'objet des travaux de thèse de V. Hoel et P. Chevalier.

Les résultats de nos travaux sont réunis en trois chapitres.

Le premier chapitre traite du développement d'une technologie permettant la réalisation d'éléments passifs pour la conception de circuits intégrés millimétriques en technologie coplanaire. Cette technologie, mise au point au sein du laboratoire, nécessite une optimisation de chaque étape afin d'obtenir un procédé de fabrication fiable et reproductible. Nous présentons le procédé technologique complet pour clôturer ce chapitre.

Le deuxième chapitre porte sur la modélisation des éléments passifs coplanaires. Une bibliothèque de modèles, valable jusque dans le domaine millimétrique, est élaborée pour permettre la conception des circuits amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz. Des modèles électriques équivalents prenant en considération les paramètres essentiels tels que les dimensions géométriques et les paramètres physiques sont développés pour les principales discontinuités coplanaires constituant un circuit intégré millimétrique. Enfin, ces modèles sont validés par la mesure de paramètres S jusque 110 GHz et par des résultats de simulations électromagnétiques.

Le troisième chapitre est consacré à la conception, la réalisation et la mesure des performances hyperfréquences des circuits amplificateurs faible bruit à 60 GHz et 94 GHz. Ces amplificateurs ont été conçus par la société Thomson Détexis à partir de notre bibliothèque d'éléments passifs décrite dans le chapitre II ainsi qu'à partir des schémas équivalents et du modèle de bruit des transistors développés au laboratoire. Nous décrivons les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation des circuits et présentons les résultats de mesures effectuées au laboratoire (mesures de paramètres S jusque 110 GHz et mesures de bruit à 60 GHz et 94 GHz).

CHAPITRE I

MISE AU POINT DES PROCEDES DE FABRICATION D'ELEMENTS PASSIFS EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE

MISE AU POINT DES PROCEDES DE FABRICATION D'ELEMENTS PASSIFS EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE.

Ce premier chapitre traite du développement d'une technologie permettant la réalisation d'éléments passifs pour la conception de circuits intégrés millimétriques en technologie coplanaire. La finalité de ce travail étant la réalisation d'un étage amplificateur faible bruit complet (60 et 94 GHz), il nous faut disposer d'une technologie compatible avec celle des transistors HEMT sur substrat InP développée au laboratoire par V.HOEL [1]. La mise au point de cette technologie nécessite une optimisation de chaque étape afin d'obtenir un procédé de fabrication reproductible.

Dans une première partie, nous présentons le système de dépôt par voie électrolytique développé au laboratoire. Une étude complète des conditions de dépôt (température, densité de courant...) nous permettra d'en dégager les performances optimales pour notre application. Dans une deuxième partie, nous décrivons les procédés lithographiques développés autour de ce système permettant la réalisation de lignes coplanaires et de ponts à air. Enfin, dans la dernière partie, nous détaillons le procédé technologique complet de réalisation des éléments passifs nécessaires à la fabrication de circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire (résistances, capacités, lignes coplanaires, ponts à air).

I-1) Introduction

La réalisation de circuits intégrés monolithiques micro-ondes (MMICs) consiste à rassembler sur un même substrat les composants actifs (transistors) et passifs (lignes de transmission, résistances, capacités, inductances ...). Pour les longueurs d'ondes millimétriques, la ligne de transmission constitue l'élément de base de la partie passive. Sa structure géométrique ainsi que ses propriétés électriques influent directement sur les performances du circuit. Dans la plupart des circuits III-V, le métal utilisé pour réaliser les lignes est l'or. En effet, il possède une grande conductivité électrique ($\rho \# 4.10^7$ S/m) et résiste à l'oxydation. Dans la gamme de fréquences millimétriques, une épaisseur de métallisation de l'ordre de 3 µm est nécessaire afin de minimiser les pertes de propagation. Les techniques de métallisation usuelles comme l'évaporation sous vide et la pulvérisation

- 2 -

cathodique s'avèrent onéreuses dès que les épaisseurs de métallisation sont supérieures au micron. Un moyen simple et peu coûteux consiste donc à recourir au dépôt par voie électrolytique. Avec cette technique, le métal est déposé uniquement dans les zones désirées. Elle est utilisée également pour la fabrication de ponts à air, indispensables en technologie coplanaire.

I-2) Le système de dépôt électrolytique

a) Principe de l'électrolyse

Le passage d'un courant électrique, dans une solution d'électrolyte, accompagné de réactions chimiques au voisinage des électrodes constitue le principe de l'électrolyse. L'échantillon à métalliser est fixé sur la cathode car les ions Au sont positifs. Si l'échantillon n'est pas conducteur, il faut le rendre conducteur en y déposant par exemple un mince film conducteur. Chaque cation capte un ou plusieurs électrons pour donner un atome neutre. De même, chaque anion cède un ou plusieurs électrons et donne un atome ou un radical. Ce phénomène où le transfert de masse est accompagné du transfert de charge est appelé électrodéposition. Lors du transport de masse, chaque ion subit deux forces de freinage, l'une due à la reformation de son atmosphère (temps de relaxation), l'autre aux molécules d'eau qu'il entraîne (effet électrophorétique). Il peut se faire selon trois modes :

- la migration due à la différence de potentiel électrique entre les deux électrodes
- la convection due à une agitation forcée et à des différences de températures
- la diffusion due aux modifications de concentration au niveau de l'électrode en raison du passage du courant.

Au cours du transfert de charge, l'ion se déshydrate, puis il se décharge en n'importe quel point d'une surface plane et diffuse vers un point privilégié pour s'intégrer au réseau cristallin. Les détails sur les aspects physico-chimiques de l'électrolyse peuvent se trouver dans les références suivantes [2,3].

b) Description du système développé au laboratoire

- 3 -

Lors des premiers essais de dépôt électrolytique, nous avons utilisé le système de dépôt alors disponible au laboratoire. Les performances du bain d'or-nickel 253/1 [4] se sont avérées malheureusement très loin de celles annoncées par le constructeur, sans doute à cause du vieillissement de la solution et surtout de la pollution créée par les décollements de résine. Nous avons donc décidé de développer un nouveau système complet de dépôt électrolytique. Ce travail a été mené au sein de l'équipe par Alain Spisser [5]. Notre choix s'est porté sur le bain PUR A GOLD 402 [6], qui est déjà utilisé par de nombreux laboratoires [7]. Cette solution assure des revêtements d'or pur à 99.99 % d'une parfaite uniformité et conduit à une structure de dépôt extrêmement fine.

Le système de dépôt électrolytique développé à l'IEMN est représenté sur la figure I.1. Une photographie du banc est donnée sur la figure I.2.



Figure I.1 : Le système de dépôt électrolytique développé au laboratoire.



Figure I.2 : Photographie du banc d'électrolyse.

Ce système est composé des éléments suivants :

- Une alimentation en courant continu HP E3611A
- Un multimètre numérique HP 971 A
- Une cuve en Pyrex
- Une solution de cyanure double d'or et de potassium (KAu(CN)₂)
- Une plaque chauffante thermo-régulée avec agitateur magnétique pour assurer une répartition uniforme du métal
- Une grille en Titane platiné (anode) capable de fournir une densité de courant maximum de 0.25 A/dm²
- Un support d'échantillon (cathode) en Téflon muni d'une pince en Titane platiné

Malgré la simplicité du système, la qualité du dépôt dépend d'un nombre élevé de paramètres schématisé sur la figure I.3.



Figure I.3 : Influence des différentes composantes du système sur la qualité du dépôt.

Il en ressort de cette figure que les facteurs influents majeurs du dépôt sont la nature de la solution, les conditions de process (type d'alimentation, distances entre électrodes, ...) et la géométrie des motifs,

c) Performances de la solution électrolytique

Afin de déterminer les performances de la solution, nous avons utilisé une alimentation en courant continu. Pour effectuer un dépôt électrolytique de bonne qualité et de façon reproductible, il faut travailler à densité de courant J fixe, de l'ordre de 5 mA/cm². En micro-électronique, les surfaces à métalliser ne représentent qu'un faible pourcentage de la surface totale de l'échantillon (qq cm² pour un substrat 2 pouces). Sachant que l'épaisseur de métal t_{Au} déposée est directement liée à l'amplitude du courant I, il est indispensable de

connaître avec exactitude la surface à métalliser S_e , ce qui n'est pas toujours quantifiable. De plus, il devient très difficile de contrôler le courant pour des surfaces de métallisation très faibles. C'est typiquement le cas rencontré pour réaliser des ponts à air.

$$t_{Au} \propto J \times (S_e) \tag{1.1}$$

Une solution simple permet de s'affranchir des erreurs d'estimation de surface. Elle consiste à immerger dans la solution d'électrolyte une pince d'une surface S_{pince} relativement importante devant S_e. Par conséquent, nous obtenons :

$$t_{Au} \propto J \times (S_{pince} + S_e) \approx J \times S_{pince}$$
(1.2)

Nous avons donc réalisé deux types de pince montée sur des supports en Téflon :

- Pince en Té d'une surface de 10.8 cm² pour les ¹/₄ de plaque 2 pouces.
- Pince en anneau d'une surface de 12 cm^2 pour les $\frac{1}{2}$ ou plaque entière.

Une solution initiale de 2.5 litres a été réalisée avec les caractéristiques optimales. Les différentes caractéristiques du bain sont données dans le tableau I.4.

	Optimum	Tolérance
Teneur en or métal (g/l)	8	07 - 10
pH électrométrique	7	7 - 7.5
Température (°C)	55	45 - 65
Densité (°B)	15	15 - 25
Agitation magnétique (tr/min)	100-150	
Rendement Cathodique (mg/A.min)	110	105 - 120
Temps pour déposer 1µm à 0.5 A/dm ² (min)	3.5	3.2 - 3.8

Tableau I.4 : Caractéristiques du bain PUR A GOLD 402.

Afin de déterminer les conditions de dépôt optimum pour notre application, il nous fallait étudier et relever les caractéristiques suivantes :

• influence de la température

Pour connaître l'influence de la température sur la qualité du dépôt, nous avons effectué une croissance de lignes coplanaires pour deux températures, la température minimale et optimale de la solution, soit 45 et 55°C. Les conditions opératoires sont détaillées dans le tableau suivant :

Densité de courant	1.5 mA/cm^2
Temps de dépôt	15 min
Température	45 °C et 55 °C
Agitation	100 tr/mn
Distance entre électrodes	6 cm
Résine utilisée	AZ4562
Film métallique	Nickel
Motifs réalisés	Lignes CPW

La figure I.5 représente l'évolution de l'épaisseur déposée en fonction de la température.



Densité de courant J=1.5mA/cm2

Figure I.5 : Evolution de l'épaisseur déposée en fonction de la température.

L'augmentation de la température contribue à l'augmentation de l'épaisseur du dépôt mais également de la taille du grain (figure I.6). Néanmoins, nous avons constaté une légère croissance de l'or sous la résine à 55°C, signe d'un début de décollement de la résine due à la

dégradation de son adhérence. Ceci nous a incité à travailler à la température la plus basse possible, soit une température de 45 °C.



 $I = 1.5 \text{ mA/cm}^2 - T = 45^{\circ}\text{C}$



 $I = 1.5 \text{ mA/cm}^2 - T = 55^{\circ}C$

Figure I.6 : Qualité du dépôt pour deux températures.

• influence de la densité de courant

En utilisant les mêmes conditions opératoires que précédemment, nous avons déterminer l'influence de la densité de courant J sur la vitesse de dépôt. La durée du dépôt est de 15 min.

On observe, figure I.7, une évolution quadratique de l'épaisseur du dépôt avec la densité de courant. Des photographies prises au MEB (Microscope Electronique à Balayage) nous permettent de comparer figure I.8 la qualité du dépôt pour les trois densités de courant $(0.7, 1.5 \text{ et } 2.5 \text{ mA/cm}^2)$. On constate que la taille du grain, donc la rugosité, augmente avec la densité J. Les pertes ohmiques d'une ligne de propagation ne dépendent pas uniquement de la résistivité du métal mais aussi de son état de surface. Une forte rugosité, comparable à l'épaisseur de peau, augmente inévitablement les pertes métalliques de la structure. C'est pourquoi, il est préférable de travailler à une densité J relativement faible. Une densité de 0.7 mA/cm^2 permet d'obtenir une très faible rugosité mais la vitesse de croissance est également très faible (# 0.04 µm/min). Plus d'une heure de dépôt est alors nécessaire pour atteindre une épaisseur de 3 µm. Des problèmes de tenue de résine dans la solution peuvent alors apparaître.



Figure I.7 : Evolution de l'épaisseur déposée en fonction de la densité de courant.

A l'opposé, une densité de 2.5 mA/cm² peut être utilisée pour les applications de métallisation face arrière. Pour toutes ces raisons, nous avons choisi de travailler à une densité de 1.5 mA/cm^2 . Une bonne qualité de dépôt est obtenue dans une temps raisonnable, inférieur à 30 min.

• <u>évaluation de la vitesse de dépôt</u>

Ayant déterminé précédemment les conditions opératoires en termes de densité de courant et de température de la solution, il nous restait à évaluer la vitesse de dépôt. Pour cela nous nous sommes placés dans les conditions suivantes :

Densité de courant	1.5 mA/cm^2
Température	45 °C
Agitation	100 tr/mn
Distance entre électrodes	6 cm
Résine utilisée	AZ4562
Film métallique	Nickel
Motifs réalisés	Lignes CPW



 $I = 0.7 \text{ mA/cm}^2 - T = 45^{\circ}\text{C}$



 $I = 1.5 \text{ mA/cm}^2 - T = 45^{\circ}\text{C}$



 $I = 2.5 \text{ mA/cm}^2 - T = 45^{\circ}\text{C}$

Figure I.8 : Comparaison de la qualité des dépôts pour les trois densités de courant.

Nous présentons sur la figure I.9 l'évolution de l'épaisseur déposée en fonction du temps de dépôt. De ce graphe, nous en déduisons la vitesse de dépôt par régression linéaire :

Vitesse de dépôt 0.11 µm/min



Densité de courant J=1.5 mA/cm2

Figure I.9 : Vitesse de dépôt pour une température de 45°C et une densité de courant de 1.5 mA/cm².

Conclusions :

- La densité de courant est fixée principalement par la surface de pince S_{pince} du support de l'échantillon.
- Une faible densité de courant (J=1.5 mA/cm²) contribue à éviter les décollements de résine et à obtenir une faible rugosité.
- La température minimale (45 °C) limite l'évaporation de la solution et évite les décollements de résine pour une électrolyse de longue durée.
- Une bonne qualité de dépôt est obtenue. Nous avons mesuré une conductivité électrique ρ de 2,5.10⁷ S/m.

Disposant désormais d'un système de dépôt électrolytique performant, nous allons maintenant nous intéresser à la mise au point d'un procédé de fabrication de lignes coplanaires et de ponts à air en technologie MMIC.

I-3) Lithographie développée autour de ce système.

Pour réaliser un dépôt par voie électrolytique, il est nécessaire de rendre conducteur le dispositif à métalliser. Pour ce faire, on dépose un fin film métallique (qq 100 Å) sur la surface de l'échantillon. Deux techniques de métallisation peuvent être utilisées :

- évaporation sous vide
- pulvérisation cathodique

Pour des applications circuits intégrés, il est nécessaire de protéger les dispositifs déjà réalisés avant le dépôt du film métallique d'où la nécessité de développer des techniques « tricouches » du type résine/film métallique/résine. A cet effet, nous avons développé deux technologies satisfaisant à nos besoins , à savoir :

• <u>métallisation épaisse</u> : Résine/film métallique/Résine épaisse



• <u>pont à air</u> : Résine épaisse/film métallique/Résine épaisse



Suite à l'arrêt de production des résines épaisses utilisées au laboratoire (Shippley TF20 et 1650), il nous a fallu étalonner complètement une nouvelle résine. Nos applications

nécessitent des dépôts de résine supérieurs à 3 μ m. Notre choix s'est donc porté vers la résine AZ4562 du fabricant Hoechst, qui est utilisée par des industriels. Les détails concernant l'étalonnage de cette résine se trouvent en annexe A1-1.

Dans les paragraphes suivants, nous allons discuter du choix du film métallique utilisé pour réaliser un dépôt électrolytique. Nous examinerons ensuite ses différentes techniques de dépôt puis nous déterminerons la température et le type de recuit à effectuer sur chacun des niveaux de résine des techniques « tricouches » (métallisation épaisse et pont à air).

a) Choix du film métallique

Plusieurs métaux peuvent être utilisés comme film de base (Ti/Au, Cu, Al, Ni ...) [3]. Le film le plus couramment utilisé est composé d'un dépôt de titane (200 Å) pour assurer un bon accrochage sur l'échantillon, suivi d'un dépôt d'or (300 Å) pour permettre la croissance. En effet, il est très difficile, voire impossible, d'obtenir une croissance directement sur une couche de titane pour des raisons d'oxydation rapide à l'air ambiant. Après la croissance, on grave généralement le film par voie chimique. Plusieurs problèmes se posent alors :

• <u>Gravure du film d'Au :</u>

La solution KI : I_2 : H_2O grave aussi bien le film que la croissance proprement dite. A cela s'ajoute des problèmes d'uniformité d'attaque. La gravure du film entre des motifs de faibles dimensions (qq µm) est plus lente (figure I.10). Il faut donc insister sur le temps de gravure ce qui entraîne une diminution de l'épaisseur de dépôt ainsi que des dimensions transversales des dispositifs. La vitesse de gravure est d'environ 8000 Å/min. On augmente également la rugosité du dépôt donc les pertes de propagation dans les lignes.

• <u>Gravure du film de Ti :</u>

On utilise une solution diluée à base d'acide fluorhydrique $(1HF:10H_20)$, qui est une attaque très violente (qq sec). Dans le cas où il reste un léger film d'or, il n'y a pas gravure du film de titane d'où un risque de court-circuit entre les motifs (figure I.10). De

plus, on supprime l'un des matériaux intéressant en matière de résistivité électrique (forte résistivité) pour réaliser des résistances métalliques.



Mauvaise gravure du film d'or suivi de l'attaque Ti



Gravure correcte du film Ti/Au

Figure I.10 : Problème de la gravure du film Ti/Au.

Pour toutes ces raisons, nous avons cherché à utiliser un autre métal. Celui-ci doit présenter les propriétés suivantes :

- Permettre une croissance électrolytique d'or
- Assurer un bon accrochage sur un substrat d'InP ou GaAs mais également sur du nitrure (capacité MIM)
- Pouvoir se déposer et se graver facilement

Ces dernières considérations nous ont amené à utiliser un film de nickel de 400Å. Cette épaisseur est suffisante pour présenter une faible résistivité du film afin d'obtenir un dépôt uniforme mais aussi relativement fine pour permettre sa gravure.

Une fois l'électrolyse effectuée, il nous faut enlever ce film par gravure. De part la topologie du 1^{er} niveau de masquage du procédé tricouche (cf annexe A1-3 : règles de dessin), une gravure physique du type RIE (Reactive Ion Etching) n'est pas envisageable. Elle aurait pour effet de couper les résistances ou les capacités MIM (figure I.11).

Nous effectuons donc la gravure du film par voie chimique (réaction oxydo-réductrice) à base d'acides nitrique, acétique et sulfurique (HNO₃:CH₃COOH :H₂SO₄) dans les proportions 5 :5 :2 [8]. Cette solution est utilisée pour les dispositifs déposés sur substrat semi-isolant d'InP mais la présence d'acide sulfurique interdit son utilisation sur substrat GaAs. On utilise dans ce cas de l'acide nitrique dilué dans l'eau dans les proportions 1 :10 [8,9,10]. Il n'y a

donc qu'une seule gravure à effectuer après électrolyse et cela nous permet d'utiliser le titane comme matériau résistif pour les résistances métalliques.





b) Technique de dépôt du film métallique

Comme nous l'avons dit précédemment, il existe deux techniques pour déposer le film métallique. Les premiers essais de dépôt ont été faits à l'aide d'un bâti d'évaporation sous vide. Après avoir déposé un premier niveau de masquage composé d'une résine relativement fine (1,3 µm), nous avons recouvert l'échantillon d'un film de Ni de l'ordre de 400 Å. Ensuite, nous avons donc déposé une résine épaisse du type AZ4562. Due très certainement à la grande viscosité de la résine, nous avons observé, après résinage, un arrachement de certains motifs définis par le premier niveau de résine. Ceci est du à une mauvaise métallisation des flancs de résine d'où un manque de rigidité mécanique du film métallique. Cette explication a été vérifiée lors de l'électrolyse de l'échantillon où nous avons constaté une croissance non uniforme des dispositifs, voire aucune croissance pour certains motifs (figure I.12).

Afin de remédier à ce problème, il nous fallait utiliser une technique de dépôt beaucoup plus isotrope afin de métalliser également les flancs de résine. Nous avons donc déposé le film métallique par pulvérisation cathodique (#400 Å). On assure ainsi la rigidité mécanique et une bonne continuité électrique du film.



Non uniformité de la croissanceCroissance uniquement sur les flancsFigure I.12 : Effets de la mauvaise métallisation des flancs de résine.

c) Température et type de recuit

Le problème majeur auquel nous sommes confronté consiste à définir les conditions de recuit pour la technologie tricouche résine/métal/résine. Dans le cas où la température de recuit du 2^{ème} niveau de résine n'est pas suffisante, on constate un phénomène de souscroissance due à un décollement de la résine dans la solution électrolytique, chauffée à 45°C (figure I.13). Dans le cas contraire, c'est le film métallique qui se frippe dues aux contraintes appliquées sur celui-ci lors du recuit (figure I.13).

De multiples essais ont permis d'aboutir aux conclusions suivantes :

- Un recuit sur plaque à 70°C pendant 30 min (prebake) est préférable au recuit dans une étuve : meilleure stabilisation et amélioration de l'adhérence de la résine.
- Un recuit dans une étuve à 60°C pendant 80 min (postbake) est nécessaire après développement de la résine pour bien sécher celle-ci et éviter la sous-croissance. Un recuit sur plaque à 70°C, de même durée, entraîne une formation de points d'oxydation du Ni à cause du flux d'air permanent sous la hotte d'aspiration. Ces points se caractérisent ensuite par des bulles dans la croissance électrolytique (figure I.14).









- L'électrolyse doit être faite immédiatement après le 2^{ème} recuit (postbake) afin d'éviter l'oxydation du film et assurer ainsi un bon accrochage de la croissance sur la couche de nickel.
- Quel que soit le type de recuit (plaque ou étuve), il ne faut pas dépasser une température de 70°C.
- Lors du dépôt du film métallique dans le bâti de pulvérisation cathodique, la résine subit un plasma d'argon qui modifie ses propriétés en surface. Il devient alors impossible de dissoudre la résine dans l'acétone. Il se forme alors des polymères impossible à enlever, même en utilisant un plasma d'oxygène puissant de 200 W (figure I.15). Une pré-métallisation de 200 Å de Ni déposé par évaporation avant la pulvérisation permet de protéger la résine des effets du plasma d'argon. La résine peut alors être enlevée en plongeant l'échantillon dans le remover 1165 chauffé à 80°C.



Oxydation du film de Nickel



Electrolyse de l'échantillon ci-dessus





Formation de peaux dans la résine

Agrandissement

Figure I.15 : Effets du plasma d'argon subit par la résine lors de la pulvérisation.

d) Topologie des masques pour effectuer une électrolyse

Afin d'éviter la formation de bourrelet aux extrémités des motifs, on utilise deux masques optiques pour définir les motifs. En effet, dans le cas où la deuxième couche de résine ne recouvre pas complètement la première, il se forme des bourrelets métalliques sur les bordures des motifs. C'est typiquement le cas rencontré si l'on utilise le même masque pour réaliser les deux lithographies (figure I.16).



Figure I.16 : Electrolyse effectuée à partir d'un seul masque optique. Formation de bourrelets métalliques aux extrémités des motifs.

Pour remédier à cela, il suffit de réaliser la première lithographie avec un masque dont les dimensions sont supérieures de quelques micromètres par rapport au masque de niveau supérieur (figure I.17). Cela permet de s'octroyer une marge d'erreur pour l'alignement des deux niveaux, la précision d'alignement étant de l'ordre du micromètre en lithographie optique.



Figure I.17 : Electrolyse effectuée à partir de deux masques différents.

Ces dernières considérations faites, nous allons à présent aborder la conception et la fabrication d'éléments passifs en technologie coplanaire (résistances, capacités, ponts à air...). Nous discuterons des différentes solutions technologiques retenues après la réalisation de différentes structures puis nous décrirons chaque étape technologique du procédé de fabrication de ces éléments.

I-4) Eléments passifs pour application MMIC

Pour réaliser un circuit intégré monolithique, il est nécessaire d'intégrer sur un même substrat les éléments passifs et les transistors. Nous avons donc développé une technologie permettant la réalisation des différents éléments passifs constituant le circuit, à savoir :

- résistances (série et parallèle)
- capacités (série et parallèle)
- lignes coplanaires avec ponts à air

La permittivité relative de l'arséniure de gallium (ε_r =12.9) étant très proche de celle du phosphure d'indium (ε_r =12.6), nous avons mis au point la technologie sur substrat GaAs puis transférer celle-ci sur InP.

a) résistances

Les métaux les plus couramment utilisés dans la fabrication de circuits intégrés sont le titane (Ti) et l'alliage Nickel-Chrome (NiCr) dans sa composition eutectique [11,12]. Les résistances NiCr sont déposées à l'aide d'un bâti de pulvérisation. La métallisation subit ensuite un recuit de stabilisation de manière à obtenir une grande reproductibilité ainsi qu'une faible dépendance thermique des résistances. Toutefois, ce recuit peut entraîner une dégradation du contact Schottky des grilles des transistors et augmenter ainsi leur courant de fuite. C'est pourquoi, nous avons choisi d'utiliser le titane car il présente l'avantage de se déposer facilement dans un bâti d'évaporation et ne nécessite aucun recuit. De plus, le nickel est déjà utilisé comme film de base pour l'électrolyse. On observerait alors une gravure des résistances, même superficielle, lors de l'attaque chimique du film métallique de Nickel. En contre partie, sa résistance carré est légèrement plus faible que celle du NiCr mais demeure acceptable pour notre application.

La résistivité électrique du Ti dépend fortement des conditions de dépôt. Des mesures quatre pointes de dispositifs de test (motifs de grille figure I.18) ont alors été faites.



Motifs	Largeur W (µm)	Longueur L (µm)
- 1 - Petit	2	132
- 2 -	5	133
- 3 -	10	137
- 4 - Grand	20	142



La résistivité obtenue est de $1,1.10^{-6} \Omega.m$, ce qui conduit à une résistance de $16 \Omega/\Box$ pour une épaisseur de dépôt de 700 Å. Ces résistances, utilisées dans les circuits de polarisation et stabilisation des transistors, doivent supporter au maximum des courants de l'ordre d'une dizaine de mA (circuit de drain). Nous présentons sur la figure I.19 la caractéristique statique V(I) d'une résistance série d'une surface de $26x36 \mu m^2$. La pente de cette courbe donne une résistance de 22Ω .



Figure I.19 : Caractéristique courant-tension d'une résistance métallique série (700Å titane) d'une surface de 26*36 μm².

b) capacités

Les premières réalisations de capacités M.I.M (Métal-Isolant-Métal) ont consisté à déposer une couche diélectrique entre deux métallisations. Le diélectrique se compose d'une couche de 1000 Å de nitrure de silicium (Si₃N₄) déposée par une technique PECVD (Plasma Enhance Chemical Vapor Deposition) à la température de 250 °C [12]. Quant aux métallisations, elles étaient constituées d'une couche de titane (200 Å) suivi d'un dépôt d'or (2500 Å) déposées dans un bâti d'évaporation sous vide (figure I.20).

Ces structures nous ont permis de mesurer une capacité surfacique de 0.56 $fF/\mu m^2$ et une tension de claquage du diélectrique supérieure à 2.10⁶ V/cm. Cette tension est donc bien supérieure aux conditions de polarisation des amplificateurs faible bruit, de l'ordre du volt.

Nous présentons sur la figure I.21 la caractéristique statique V(I) d'une capacité parallèle d'une surface de $26x30 \ \mu m^2$.



Figure I.20 : Capacité M.I.M série (deux métallisations Ti/Au par évaporation sous vide).



Figure I.21 : Caractéristique statique V(I) d'une capacité parallèle d'une surface de 26*30 μm^2 .

La gamme de capacité demandée pour la conception des amplificateurs s'étend de 0.1 à 6 pF. Une capacité de 5,6 pF peut alors être atteinte pour des dimensions acceptables de 100×100 μm^2 .

Dans le but de diminuer le nombre de niveaux de masquage, nous avons supprimé l'étape de métallisation supérieure de la capacité. La couche de Nickel présentant une bonne

adhérence sur le nitrure, celle-ci est désormais formée lors de l'étape d'électrolyse des lignes (figure I.22).



Figure I.22 : Capacité M.I.M parallèle et série.

- une électrode obtenue par métallisation Ti/Au et l'autre obtenue par électrolyse.

Des capacités interdigitées ont également été conçues et fabriquées (figure I.23) [13]. Toutefois, les performances hyperfréquences de ce type de capacité ont très vite compromis leur utilisation.



Figure I.23 : Capacités interdigitées série.

c) ponts à air

L'utilisation de ponts à air est indispensable en technologie coplanaire. Leur fonction est de rétablir l'équipotentialité des plans de masse de la ligne. Il existe donc deux types de ponts [14,15] :

pont intermasse

Un ruban métallique, passant au dessus du conducteur central de la ligne, permet de relier les deux plans de masse.



pont conducteur central

Le conducteur central de la ligne passe au dessus d'un ruban métallique reliant les deux plans de masse.



Différentes techniques de réalisation sont alors envisageables :

• technique du pilier/tablier

On réalise tout d'abord la ligne coplanaire puis on dépose le pont sur cette ligne en deux temps : ouverture du pilier puis du tablier.





• technique de croissance directe

Cette technique s'effectue également en deux temps où l'on dépose séparément plans de masse et conducteur central.


Après réalisation de ces diverses configurations, nous sommes arrivés aux conclusions suivantes :

- le pont intermasse est mieux adapté pour réaliser des jonctions en té ou en croix vue la faible distance intermasse des lignes coplanaires utilisées (d=70 µm). En effet, le pont dans le ruban central pose des problèmes pour des lignes de forte impédance caractéristique (Zc#70 Ω) où le ruban est très étroit (W#10 µm). La surface des piliers devient alors très faible.
- la technique de croissance directe engendre un problème d'alignement du ruban central de la ligne entre les deux plans de masse, spécialement pour des lignes de faible impédance où la fente n'est que de quelques µm. De plus, il y a un risque d'inhomogénéité d'épaisseur entre le ruban et les plans de masse car ceux-ci sont épaissis séparément.

La topologie de pont retenue est donc celle du pont intermasse réalisé par la technique de pilier/tablier. Une largeur de pont de 10 μ m pour une longueur de 80 μ m est suffisante pour assurer la solidité mécanique de celui-ci. Le tablier du pont est placé à une hauteur de 4 μ m au dessus du ruban central de manière à minimiser le couplage électromagnétique entre les deux métallisations. La topologie et les dimensions des ponts sont données dans l'annexe A1-3.

d) Les différents niveaux de masquage

Le procédé technologique de réalisation des éléments passifs nécessaires à la fabrication de circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire utilise sept niveaux de masquage. Il peut être décomposé en cinq étapes représentées sur la figure I.24. Les sept niveaux de masquage sont les suivants :

⇒ 1^{er} niveau : Electrode inférieure capacité M.I.M

Ce niveau définit le dépôt des électrodes inférieures des capacités M.I.M (série et parallèle). La métallisation est constituée d'une couche de titane de 200 Å suivi d'un dépôt



Figure I.24 : Les différentes étapes du procédé de fabrication.

d'or de 2500 Å. Celle-ci est déposée dans un bâti d'évaporation sous vide. Elle est utilisée accessoirement pour l'annotation des différents dispositifs ainsi que le dépôt des marques d'alignement.

$\Rightarrow 2^{eme}$ niveau : Diélectrique capacité M.I.M

On dépose une couche de 1000 Å de nitrure à la surface de l'échantillon. Ce dépôt est effectué par une technique de PECVD (Plasma Enhance Chemical Vapor Deposition) à la température de 250 °C. On protège ensuite les zones délimitant le diélectrique des capacités puis on grave le nitrure par gravure ionique réactive [12]. L'utilisation d'un plasma

 $CHF_3: CF_4: O_2$ avec une pression de 30 mT, une tension d'auto-polarisation de 350 V et une puissance RF de 100 W permet d'obtenir une gravure anisotrope du nitrure.

$\Rightarrow 3^{eme}$ niveau : Résistance métallique

Ce niveau permet de déposer les pavés métalliques résistifs. Il s'agit d'une couche de Titane de 700 Å. La résistivité ainsi obtenue est de 16 Ω/\Box .

\Rightarrow 4^{eme} niveau : Protection des dispositifs

Sa fonction consiste à protéger les dispositifs déjà existants (résistances, capacités) avant le dépôt du film métallique de Nickel nécessaire pour l'électrolyse.

\Rightarrow 5^{eme} niveau : Lignes coplanaires

Ce niveau définit les motifs de lignes pour effectuer une croissance électrolytique de 3 μ m d'or. Celle-ci s'effectue à la température de 45 °C et une densité de courant de 1.5 mA/cm².

$\Rightarrow 6^{eme}$ niveau : Pilier pont à air

Ce niveau correspond à l'ouverture des piliers des ponts à air. La hauteur des ponts dépend notamment de l'épaisseur de résine déposée à cette étape. On dépose ensuite le film métallique de Ni.

\Rightarrow 7^{eme} niveau : Tablier pont à air

L'ouverture des tabliers des ponts est réalisée à partir de ce niveau de masquage. Ils sont obtenus par une croissance électrolytique de 3 μ m d'or. Les conditions d'électrolyse sont identiques à celles du 5^{eme} niveau.

Chacun de ces niveaux est réalisé par lithographie optique en utilisant une source UV d'une longueur d'onde λ =365 nm. L'ensemble de la technologie est basée sur l'utilisation de deux résines optiques du fabricant HOECHST [16]:

AZ5214 qui permet de déposer une épaisseur de l'ordre du µm. Cette résine a la particularité d'être réversible. Une reproduction positive ou négative du masque peut être obtenue dans la résine en fonction du procédé utilisé (cf annexe). Cette

réversibilité (procédé négatif) nous permet donc d'obtenir des profils en « casquette » pour toutes les étapes de lift Off (électrodes des capacités M.I.M et résistances métalliques). Elle est utilisée également pour la gravure du nitrure des capacités et pour le premier niveau de résine dans le procédé tricouche des lignes (procédé positif).

 AZ4562 qui est une résine épaisse (supérieure à 3 µm). Elle est utilisée uniquement pour les étapes d'électrolyse (procédé tricouche des lignes et ponts à air).

Un récapitulatif complet de la technologie est présenté dans le tableau I.25. Les règles de dessin concernant chaque élément sont données dans l'annexe A1-3.

Niveau	Type de Masque	Type de Résine	Réversion	Matériau	Caractéristiques	Désignation
1	Négatif	AZ5214	Oui	Ti Au	200 Å 2500 Å	Electrode inférieure capacité MIM
2	Négatif	AZ5214	Non	Si3N4	1000 Å $\varepsilon r = 5.65$	Diélectrique pour capacité MIM
3	Négatif	AZ5214	Oui	Ti	700 Å 16 Ω/□	Résistance métallique
4	Positif	AZ5214	Non		1.3 µm	Masquage des dispositifs
5	Positif	AZ4562		Ni Au	400 Å 3 μm	Lignes dimensions réelles
6	Positif	AZ4562			4 μm	Ouverture piliers pont à air
7	Positif	AZ4562		Ni Au	400 Å 3 μm	Ouverture tablier pont à air

Tableau I.25 : Récapitulatif des différents niveaux de masquage.

I-5) <u>Conclusions</u>

Les différentes investigations technologiques menées au cours de ce travail nous ont permis d'optimiser un procédé de fabrication d'éléments passifs en technologie coplanaire. Notre objectif était de disposer d'une technologie compatible avec celle des transistors HEMT sur substrat InP. La qualité ainsi que la reproductibilité de fabrication des éléments passifs dépendent principalement de la maîtrise du procédé d'électrolyse. Nous avons donc développé et optimisé un système complet de dépôt électrochimique. Celui-ci nous permet d'atteindre maintenant un très bon rendement de fabrication. L'ensemble de la technologie repose sur l'utilisation de sept niveaux de masquage. Chaque niveau est défini par lithographie optique. Plusieurs masques ont été conçus en vue de la constitution d'une bibliothèque d'éléments passifs. Nous verrons dans le chapitre suivant la modélisation électrique de chacun de ces dispositifs.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE I

[1] V.HOEL

^cConception, réalisation et caractérisation de transistors à effet de champ à hétérojonction sur substrat d'InP pour circuits intégrés coplanaires en bandes V et W' Thèse de doctorat, Université de Lille, Décembre 1998

[2] D. Prioux Technique de l'ingénieur, Traité de métallurgie, M1591-1 à M1591-12

[3] J. W. Dini'Electrodeposition, the material Science of Coatings and substrates' Noyes publications

[4] Pelidag 'Bain d'Or-Nickel 253'

 [5] A. Spisser
 'Réalisation de lignes de propagation et d'éléments passifs en technologie coplanaire pour circuits intégrés en bande W'
 Rapport de stage, Université de Lille

[6] Enthone-OMI 'Dépôt électrolytiques d'or de haute pureté pour semi-conducteurs' SEL-REX Pur A Gold Serie

[7] N. Rorsman'Heterostructure field effect transistors and millimeter wave integrated circuit"Thèse de doctorat, Chalmers University of technology, Goteborg, Suède

[8] Ralph WILLIAMS 'Modern GaAs processing methods' Artech House

[9] ASTM E407-70'Standard test methods for microetching metals and alloys' pp. 516-533

[10] Kirt R. Williams, Richard S. Muller'Etch rates for micromachining processing'Journal of microelectromechanical systems, vol. 5, no. 4, pp. 256-269, December 1996

[11] H. Klepser

'Design and Technology of Monolithically Integrated Photoreceivers for 20 Gbit/s Data Transmission'

Thèse de doctorat, University of Stuttgart, Germany

[12]

'Monolithic Microwave Integrated Circuits : Technology & Design' Ravender Goyal editor

[13]

'A Novel CPW DC-Blocking Topology with Improved Matching at W-Band' IEEE Microwave and Guided Wave letters, pp. 149-151, Apr. 1996.

[14] K. Beilenhoff, W. Heinrich, H. L. Hartnagel 'Analysis of T-jonctions for coplanar MMICs' IEEE MTT-S Digest, pp. 1301-1304

[15] N. H. L. Koster, S. Koslowski, R. Bertenburg, S. Heinen, I. Wolff 'Investigations on Airbridges used for MMICs in CPW technique' 19th EuMC proceedings, 1989, pp. 666-671

[16] HOECHST AZ Photoresists 'Introduction to our Product Range : AZ 5200E – AZ4500 series'

ANNEXES CHAPITRE I

A1-1) Etalonnage de la résine épaisse HOECHST AZ4562.

A1-2) Règles de dessin des éléments passifs.

- Ligne coplanaire
- Résistance métallique
- Capacité M.I.M
- Ponts à air

A1-3) Description du procédé de fabrication des éléments passifs.

A1-1) Etalonnage de la résine épaisse HOECHST AZ4562.

Cette résine est utilisée pour des applications nécessitant une épaisseur de l'ordre de 3 μ m [16]. Cependant, en faisant varier la vitesse de rotation de la tournette, la plage de dépôt peut s'étendre de 3 à 8 μ m. Pour étalonner cette résine, nous avons utilisé les paramètres tournette suivants :

Tournette	Accélération	Vitesse	Temps
	(tr/mn)	(tr/mn)	(sec)
TP6000	3000	2000 à 5000	40

La figure I.26 nous donne l'évolution de l'épaisseur déposée en fonction de la vitesse de rotation.





Figure I.26 : Evolution de l'épaisseur de résine déposée en fonction de la vitesse de rotation.

Le procédé mis au point est le suivant :

D State	γ=3000 tr/mn v=4000 tr/mn t=40 sec
rarametres tournette	Attente 10 mn évaporation solvants
Prebake	Plaque-110 °C-3 mn
Insolation	300 mJ/cm^2 (17 à 20 sec)
	AZ351B :H ₂ O (1 :4)
Revelation	T=45 sec
Epaisseur de résine	Typique 3.8 μm
Postbake	Plaque-100 °C-2 mn

PRECAUTIONS D'UTILISATION DE LA RESINE EPAISSE

- Après résinage, laisser la plaquette à l'air ambiant pendant 10 mn environ pour que les solvants s'évaporent.
- Deux recuits sont généralement conseillés pour les résines épaisses.

1^{er} recuit (Prebake)

La température et la durée de ce recuit déterminent l'énergie d'insolation ainsi que la vitesse de développement de la résine.

Les recuits peuvent s'effectuer sur plaque (température conseillée 110 °C) ou dans une étuve (90 °C). Le recuit sur plaque permet de sécher la résine du substrat vers la surface et d'obtenir ainsi une bonne adhérence. De plus, les temps de recuit sont généralement très courts (qq min). Le phénomène inverse se produit dans le cas d'un recuit dans une étuve.

Energie d'insolation

La résine est sensible aux rayonnements ultraviolet d'une longueur d'onde de 365 nm. L'énergie d'insolation est d'environ 300 mW.

2^{ème} recuit (Postbake)

Ce second recuit, après insolation et développement, permet d'évaporer les solvants résiduels ce qui entraîne une stabilisation de la résine et une amélioration de son adhérence. Une température supérieure à la première température d'environ 15° est conseillée par le fabricant.

Exemples de motifs réalisés :



Ouverture ligne coplanaire Ruban central : 26 μm Distance intermasse : 70 μm



Agrandissement du motif précédent Connexion plan de masse : 5 µm Epaisseur de résine : 4 µm



Motifs de grilles masque MC6 γ=3000 tr/mn, v=5000 tr/mn, t=40 sec Epaisseur de résine : 3.5 μm

A1-2) Règles de dessin des éléments passifs.



Capacité M.I.M série



Capacité M.I.M parallèle



🌣 🛛 Ponts à air

Ponts à proximité d'une jonction



Ponts déposés sur une ligne



A1-3) Description du procédé de fabrication des éléments passifs.

Opération	Produit	Température	Méthode	Durée
Nettoyage	Acétone	ТА	Bain	5'
	Alcool Isopropylique			
Séchage		120 °C	Plaque	5'
Dépôt résine	AZ5214		V=3000	7"
			γ=4000	
			e=1.3 μm	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'30''
Exposition	Masque		Optique	3''
			17 mW/cm^2	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'30''
Exposition	Sans Masque		Optique	30"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ726 MIF	ТА	Bain avec	15"
			Agitation manuelle	
Métallisation	200Å Ti/2500Å Au		Evaporation	
			Sous vide	
Lift Off	Acétone	TA	Bain avec	
			Agitation 50 tr/mn	

1-Electrodes inférieures capacités M.I.M et marques d'alignement

2-Diélectrique capacités M.I.M

Opération	Produit	Température	Méthode	Durée
Nettoyage	Acétone	TA	Bain	5'
	Alcool Isopropylique			
Séchage		120 °C	Plaque	5'
Dépôt Nitrure	1000Å Si ₃ N ₄	250 °C	PECVD	
Dépôt résine	AZ5214		V=3000	7"
			γ=4000	
			e=1.3 μm	

Recuit résine		120 °C	Plaque	5'
Exposition	Masque		Optique	10"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ726 MIF	TA	Bain avec	20"
			Agitation manuelle	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'
Gravure Nitrure	$CHF_3: CF_4: O_2$		G.I.R	1'30''
	(25:40:4 sccm)		30 mT	
			100 W	

3-Résistances métalliques

Opération	Produit	Température	Méthode	Durée
Nettoyage	Acétone	ТА	Bain	5'
	Alcool Isopropylique			
Séchage		120 °C	Plaque	5'
Dépôt résine	AZ5214		V=3000	7''
			γ=4000	
			e=1.3 μm	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'30''
Exposition	Masque		Optique	3''
			17 mW/cm^2	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'30''
Exposition	Sans Masque	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	Optique	30"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ726 MIF	TA	Bain avec	25''
			Agitation manuelle	
Métallisation	700Å Ti	-	Evaporation	
			Sous vide	
Lift Off	Acétone	TA	Bain avec	
			Agitation 50 tr/mn	

Opération	Produit	Température	Méthode	Durée
Nettoyage	Acétone	TA	Bain	5'
	Alcool Isopropyliq	ue		
Séchage		120 °C	Plaque	5'
Dépôt résine	AZ5214		V=3000	7''
			γ=4000	
			e=1.3 μm	
Recuit résine		120 °C	Plaque	5'
Exposition	Masque	-	Optique	10"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ726 MIF	ТА	Bain avec	20"
			Agitation manuelle	
Recuit résine		120 °C	Plaque	1'
Pré-Métallisation	200Å Ni		Evaporation	
			Sous vide	
Métallisation	400Å Ni		Pulvérisation	10'
			9.10 ⁻³ mBar	
			150 W	
Dépôt résine	AZ4562		V=4000	40''
			γ=3000	
			e=4 μm	
Recuit résine		70 °C	Plaque	30'
Exposition	Masque		Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Exposition	Mylar (*)		Optique	17,
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ351B :H ₂ O (1 :	4) TA	Bain avec	30''
			Agitation manuelle	
Recuit résine		60 °C	Etuve	80*
Electrolyse		45 °C	1.5 mA/cm^2	20'
			agitation 100 tr/mn	

4-Lignes coplanaires

Exposition			Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ351B :H ₂ O (1 :4)	ТА	Bain avec	1'30''
			Agitation manuelle	
Gravure Ni	Substrat GaAs	ТА	Bain avec	
	$HNO_3:H_2O$		Agitation manuelle	1'30''
	(1 :10)			
	Substrat InP			
	HNO3:CH3COOH:H2SO4			15"
	(5:5:2)			
Dérésinage	Acétone	TA	Bain avec	15'
			Agitation 50 tr/mn	

5-Ponts à air

Opération	Produit	Température	Méthode	Durée
Nettoyage	Acétone Alcool Isopropylique	ТА	Bain	5'
Séchage		120 °C	Plaque	5'
Dépôt résine	AZ4562		V=4000	40''
			γ=3000	
			e=4 μm	
Recuit résine		110 °C	Plaque	3'
Exposition	Masque		Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ351B :H ₂ O (1 :4)	TA	Bain avec	45''
			Agitation manuelle	
Recuit résine		100 °C	Plaque	2'
Pré-Métallisation	200Å Ni		Evaporation	
			Sous vide	
Métallisation	400Å Ni		Pulvérisation	10'
			9.10 ⁻³ mBar	
			150 W	

Dépôt résine	AZ4562	N	V=4000	40"
			γ=3000	-
			e=4 μm	
Recuit résine		70 °C	Plaque	30'
Exposition	Masque		Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Exposition	Mylar (*)		Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ351B :H ₂ O (1 :4)	TA	Bain avec	30"
			Agitation manuelle	
Recuit résine		60 °C	Etuve	80'
Electrolyse		45 °C	1.5 mA/cm^2	20'
			agitation 100 tr/mn	
Exposition			Optique	17"
			17 mW/cm^2	
Développement	AZ351B :H ₂ O (1 :4)	TA	Bain avec	1'30''
			Agitation manuelle	
Gravure Ni	Substrat GaAs	TA	Bain avec	
	HNO ₃ :H ₂ O		Agitation manuelle	1'30''
	(1 :10)			
	Substrat InP			
	HNO3:CH3COOH:H2SO4			15"
	(5 :5 :2)			
Dérésinage	Acétone	TA	Bain avec	15'
			Agitation 50 tr/mn	

(*) Après l'exposition avec le masque, on effectue une seconde exposition avec un morceau de mylar afin de dégager la résine en bordure de l'échantillon. Cette ouverture dans la résine nous permet d'assurer un bon contact électrique entre le film de Nickel et la pince de l'électrolyse.

CHAPITRE II

MODELISATION DES ELEMENTS PASSIFS NECESSAIRES A LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT.

MODELISATION DES ELEMENTS PASSIFS NECESSAIRES A LA CONCEPTION D'AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT.

II-1) Introduction

Ce deuxième chapitre porte sur la modélisation des éléments passifs nécessaires à la conception d'amplificateurs faible bruit millimétriques (60 et 94 GHz) en technologie coplanaire sur substrat III-V (AsGa et InP). L'objectif de ce travail est d'aboutir à l'élaboration d'une bibliothèque de modèles d'éléments passifs valable jusque dans le domaine millimétrique et pouvant être intégrée facilement dans un logiciel de simulation de circuits tel que LIBRA ou MDS de ®HP-EEsof. Pour cela, nous avons cherché à développer des modèles électriques équivalents prenant en considération les paramètres essentiels tels que les dimensions géométriques (dimensions de la ligne, épaisseur du substrat...) et les paramètres physiques (conductivité du métal, constante diélectrique du substrat...). Afin de juger de la validité des différents modèles développés, nous les comparons à des résultats expérimentaux (mesure des paramètres S petit signal jusque 110 GHz) ainsi qu'à des résultats d'analyse numérique (simulations électromagnétiques 2,5D et 3D).

Dans la première partie, nous examinons les différents modes susceptibles de se propager dans une ligne coplanaire. Cette étude nous permettra de définir les conditions géométriques à respecter de manière à se placer dans l'approximation d'une propagation quasi-TEM du signal hyperfréquence. Dans la partie suivante, nous détaillons les différents outils de simulation permettant la modélisation des éléments coplanaires. La troisième partie porte sur l'étude des caractéristiques de propagation et à la validation d'un modèle de ligne coplanaire uniforme. Cette étude mènera à la détermination des dimensions géométriques optimales de la ligne pour une application en bande W. Nous décrivons dans une quatrième partie les outils de caractérisation hyperfréquence disponibles au laboratoire et nous détaillons la méthode de calibrage utilisée pour effectuer la mesure de paramètres S jusqu'à une fréquence de 110 GHz. La cinquième partie porte sur l'étude, l'optimisation et la modélisation des différents types de ponts à air (pont intermasse et pont conducteur central). Les trois parties suivantes sont consacrées à la modélisation des discontinuités coplanaires et aux éléments localisés (résistance, capacité). Enfin, une validation des modèles élémentaires pour des structures plus complexes est présentée en dernière partie.

II-2) <u>La ligne coplanaire</u>

a) Structure de la ligne

La géométrie de la ligne coplanaire est présentée sur la figure II.1. Elle se compose d'un substrat diélectrique semi-isolant sur lequel sont déposés trois rubans métalliques :

- le ruban central transportant le signal hyperfréquence
- les deux rubans latéraux constituant le plan de masse



Figure II.1 : la ligne coplanaire et son plan de section droite.

b) Les différents modes de propagation

Une ligne de transmission remplie avec un diélectrique uniforme peut supporter un mode de propagation simple et bien défini, du moins dans un intervalle de fréquences précis (TEM pour les lignes coaxiales, TE pour les guides d'onde...). La ligne coplanaire idéale est constituée d'un ruban central et de deux plans de masse semi-infinis déposés à la surface d'un substrat semi-isolant d'épaisseur infinie. De part sa géométrie et sa symétrie, elle supporte alors deux modes de propagation fondamentaux sans fréquence de coupure [1,2].:

- un mode impair quasi-TEM, encore appelé mode coplanaire
- un mode pair quasi-TE ou encore mode fente

Les parités sont définies à partir des considérations sur les composantes longitudinales du champ électromagnétique par rapport à l'axe Oy. Nous qualifions alors de mode pair le mode pour lequel $E_z(-x,y)=E_z(x,y)$, et de mode impair le mode pour lequel $E_z(-x,y)=-E_z(x,y)$. Une

représentation schématique des champs électrique et magnétique du mode coplanaire est donnée sur la figure II.2.



Figure II.2 : Représentation schématique des champs électrique et magnétique du mode coplanaire.

Le mode impair (ou mode coplanaire) est le mode de propagation souhaité dans la ligne [3]. Dans cette configuration, le signal RF se propage dans le conducteur central et les plans de masse sont alors équipotentiels. Quant au mode pair, il peut être excité en présence d'une discontinuité telle qu'une jonction. Il se traduit par la présence de potentiels opposés sur les plans de masse et d'un potentiel nul sur le conducteur central. C'est un mode fortement dispersif qui est nécessaire de filtrer en plaçant un pont à air au niveau de la discontinuité [1,4].

En pratique, le substrat et les plans de masse ont nécessairement une dimension finie. La ligne coplanaire s'apparente alors à trois lignes couplées déposées sur un substrat semi-isolant. Celui-ci est généralement en contact avec une surface métallique soit par une mise en boîtier, soit par une métallisation volontaire de sa face arrière. Plusieurs modes parasites peuvent alors être excités dans la structure et entraîner une dispersion fréquentielle de l'onde due à leur interaction avec le mode coplanaire [3,5]. De plus, cette interaction contribue également à une augmentation des pertes de propagation par effet de rayonnement.

Les différents modes susceptibles de se propager sont rassemblés dans le tableau II.3. Ils dépendent :

- de l'épaisseur du substrat h_s et de sa permittivité ε_r . On définit alors la longueur d'onde dans le diélectrique $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\varepsilon_r}$, λ_0 étant la longueur d'onde dans le vide.
- des dimensions transversales de la ligne coplanaire : d=W+2.S et W_g

• de la fréquence de l'onde f.

	Plans de mass	e semi-infinis	Plans de n	nasse finis
Type de	Sans métallisation face arrière	Avec métallisation face arrière	Sans métallisation face arrière	Avec métallisation face arrière
structure	Cas (a)	Cas (b)	Cas (d)	Cas (c)
Modes propagés	Ondes de surface Mode TE et TM	Modes guidés à plaques parallèles TEM, TE, TM	Modes coplanaires d'ordre supérieur sans fréquence de coupure TE ₀ et TM ₀	 mode fente mode microruban mode coplanaire
Conditions de propagation	$TM_{0} : h_{s} > 0,15.\lambda_{d}$ $TE_{0} : h_{s} > 0,125.\lambda_{d}$	$TE_{1} : h_{s} > 0,125.\lambda_{d}$ $TM_{1} : h_{s} > 0,125.\lambda_{d}$	Propagation inévitable de ces modes Forte intéraction pour $h_s>0,1.\lambda_d$	
Critères de minimisation	h _s <0,12.λ _d	h _s <0,12.λ _d	h _s <0,1.λ _d	h _s >>W+2.S W _g >>W+2.S

Tableau II.3 : Les différents modes parasites de la ligne coplanaire.

La propagation des ondes de volume (modes TE, TM et modes à plaques parallèles) peut être minimisée à condition d'appliquer le critère suivant [3] :

$$h_s < 0, 12.\lambda_d$$
 (2.1)

De même, la distance intermasse d doit rester relativement faible devant la longueur d'onde dans le diélectrique λ_d [6] :

$$d \le \frac{\lambda_d}{10} \tag{2.2}$$

En appliquant une contrainte encore plus forte $d \le \frac{\lambda_d}{20}$ [3], les pertes par rayonnement peuvent être considérées comme négligeables ($\alpha_d < 0.034 \text{ dB}/\lambda_d$). Comme nous l'avons dit précédemment, la ligne coplanaire s'apparente à trois lignes couplées. Trois modes distincts peuvent alors se propager en présence d'un plan de masse en face arrière :

- mode fente
- mode microruban
- mode coplanaire

Lorsqu'on excite cès lignes en appliquant un potentiel V_0 sur le ruban central et un potentiel nul sur les rubans latéraux, le mode propagé n'est pas véritablement le mode coplanaire de la ligne idéale mais une combinaison du mode microruban et du mode coplanaire [5]. Cela se traduit par la présence de potentiels non nuls sur les rubans latéraux. On parle alors de mode « quasi-coplanaire ». Néanmoins, l'excitation du mode microruban peut être évitée si les conditions suivantes sont respectées [3] :

•
$$d \ll h_s$$
 (2.3)

•
$$d \ll W_g$$
 (2.4)

Lors du choix des dimensions de la ligne, il faut veiller à respecter les différents critères établis afin de minimiser les modes parasites et ne propager que le mode impair. Dans le domaine des ondes millimétriques, la condition $_{(2.1)}$ est rarement vérifiée pour un substrat de type GaAs ou InP dont l'épaisseur est typiquement de 400 µm ($\lambda_{d(100 \text{ GHz})}$ #850 µm d'où $h_s < 100 \text{ µm}$). L'application de ce critère conduit à une dimension beaucoup trop faible de la distance intermasse d (condition $_{(2.3)}$), ce qui entraîne une augmentation significative des pertes métalliques dans la ligne. Dans le cas où l'épaisseur de substrat est grande devant d (cas rencontré en pratique), la propagation d'ondes de surface est inévitable mais son effet reste négligeable si la condition $_{(2.2)}$ est vérifiée.

c) L'approximation de mode « Quasi-TEM »

Par définition, un mode TEM ne peut exister qu'en présence d'au moins deux conducteurs métalliques disjoints baignant dans un milieu homogène. C'est un mode de propagation non dispersif et sans fréquence de coupure. La ligne coplanaire étant une structure de propagation ouverte, les champs électromagnétiques se propagent à la fois dans le substrat et dans l'air. Il y a donc apparition de composantes longitudinales E_z et H_z non nulles. Cependant, leurs amplitudes demeurent relativement faibles et on parle alors de mode quasi-TEM. Le caractère dispersif de la ligne provient d'une part de cette inhomogénéité de structure (propagation éventuelle de modes parasites) et d'autre part, de l'effet de peau δ qui entraîne une variation fréquentielle de la permittivité effective ε_{reff} .

Nous avons vu précédemment qu'un choix judicieux des dimensions de la ligne permet de propager le mode coplanaire dans la structure (mode quasi-TEM). On peut donc utiliser la théorie des lignes de transmission TEM, ce qui facilite considérablement la modélisation.

Un schéma équivalent à constante réparties du type RLCG (figure II.4) est utilisé pour décrire la propagation le long de la ligne.



Figure II.4 : Schéma électrique équivalent d'une ligne TEM.

La ligne se caractérise alors par :

• son impédance caractéristique Z_c

$$Z_{c} = \sqrt{\frac{R + jL\omega}{G + jC\omega}} \qquad \text{en Ohms}$$
(2.5)

• sa constante de propagation y

$$\gamma = \sqrt{(R + jL\omega).(G + jC\omega)} = \alpha + j.\beta$$
(2.6)

avec α : coefficient d'atténuation linéique en Np/m ou dB/m

 β : constante de phase linéique en m⁻¹

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$$
, λ étant la longueur d'onde guidée dans la ligne

• sa vitesse de phase v_{ϕ}

$$v_{\varphi} = \frac{\omega}{\beta}$$
 en m⁻¹ (2.7)

II-3) Les différents outils de simulation

Pour concevoir un MMIC en technologie coplanaire, il est indispensable de disposer de modèles électriques précis et large bande pour chaque type de discontinuités rencontrées dans le circuit (ligne de propagation, jonction, pont à air ...). Les outils de conception actuels peuvent se classer en trois catégories :

- les modèles analytiques.
- les modèles issus de mesures hyperfréquences de dispositifs de test.
- les simulateurs électromagnétiques 2,5D ou 3D.

a) Les modèles analytiques

Les premières analyses de la ligne coplanaire furent entreprises par Wen [2] en 1969. Il décrit le comportement électrique de la ligne par une approche quasi-statique basée sur la méthode de la transformation conforme. Dès lors, plusieurs auteurs ont proposé des analyses de ce type permettant d'aboutir à une formulation analytique des paramètres de propagation de la ligne (Z_c , γ) incluant notamment les effets dus aux dimensions finies du substrat et des plans de masse [7,8].

L'impédance caractéristique Z_c est donnée par la relation suivante [7] :

•
$$Z_c = \frac{30.\pi}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \cdot \frac{K'(k)}{K(k)}$$
 où $k = \frac{W}{W+2.S}$ (2.8)

avec :

$$-\frac{K(k)}{K'(k)} = \pi . \ln \left[2 . \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right]^{-1} \quad \text{pour } k \le 0.707$$
^(2.9)

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \frac{1}{\pi} . \ln \left[2 . \frac{1 + \sqrt{k}}{1 - \sqrt{k}} \right] \quad \text{pour } k \ge 0.707$$
(2.10)

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon r + 1}{2} \left[\tanh\left\{ 1,785.\log(\frac{h_s}{S}) + 1,75 \right\} + \frac{k.S}{h_s} \left\{ 0,04 - 0,7.k + 0,01.(1 - 0,1.\varepsilon_r).(0,25 + k) \right\} \right]$$
(2.11)

Le facteur de propagation est alors [7] :

•
$$\gamma = \alpha + j.\beta = (\alpha_m + \alpha_d) + j.\beta$$
 (2.12)

avec :

$$-\beta = \frac{\omega}{c_0} \sqrt{\varepsilon_{reff}}$$
, c_0 étant la vitesse de la lumière dans le vide (2.13)

$$-\alpha_{d} = 27.3 \cdot \frac{\varepsilon_{r}}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \cdot \frac{\varepsilon_{reff}}{\varepsilon_{r} - 1} \cdot \frac{\tan \delta}{\lambda_{0}}$$
(2.14)

$$-\alpha_{m} = 4,88.10^{-4}.Rs.\varepsilon_{reff}.Z_{c}.\frac{P'}{\pi.S}.\left(1+\frac{W}{S}\right).\left\{\frac{\frac{1,25}{\pi}.\ln\frac{4.\pi.W}{t}+1+\frac{1,25.t}{\pi.W}}{\left[2+\frac{W}{S}-\frac{1,25.t}{\pi.S}\left(1+\ln\frac{4.\pi.W}{t}\right)\right]^{2}\right\}$$
(2.15)

avec $Rs = \sqrt{\pi . \mu_0 . f . \sigma}$: résistance de surface.

Lorsque la ligne est déposée sur un substrat à forte résistivité électrique tel que l'InP $(\rho \# 10^7 \text{ à } 10^8 \Omega. \text{cm})$, les pertes de propagation sont dues principalement aux pertes métalliques α_m et non pas aux pertes diélectriques α_d . L'évaluation des pertes métalliques reste l'un des problèmes les plus difficiles dans l'analyse des lignes de transmission. Le phénomène de peau induit une modification fréquentielle de la distribution du courant dans les conducteurs, ce qui modifie les paramètres linéiques R et L de la ligne.

On rappelle que l'épaisseur de peau dans un conducteur est :

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi . \mu_0 . \sigma . f}}$$
(2.16)

où σ représente la conductivité électrique du métal et μ_0 la perméabilité du vide.

L'expression (2.15), basée sur la loi de l'inductance incrémentale de Wheeler, n'est valable que pour une épaisseur de métallisation supérieure à quelques épaisseurs de peau (t>4.6 avec $\delta=0.3 \ \mu\text{m}$ à 100 GHz). Les pertes suivent alors une évolution en \sqrt{f} (i.e. équation (2.15)). Cette méthode ne permet donc pas de calculer précisément les pertes aux plus basses fréquences, c'est à dire lorsque δ #t. Il nous fallait donc disposer pour notre application d'un modèle de ligne qui puisse prendre en considération ces phénomènes. D'autres techniques ont été appliquées puis validées expérimentalement afin de décrire précisément cette transition des basses vers les hautes fréquences [9,10]. Un modèle précis, valide jusque dans le domaine millimétrique, fut établi par Heinrich [6]. Les éléments du schéma équivalent du type RLCG sont déterminés à partir de formulations analytiques basée sur une méthode « mode matching ». Une étude complète des caractéristiques de propagation de la ligne a été menée à partir de ce modèle. Celui-ci sera présenté dans le paragraphe II-4.

Les modèles analytiques sont bien adaptés pour la conception de circuit car ils dépendent uniquement de données géométriques, de paramètres matériaux et peuvent être intégrés facilement dans un logiciel de CAO de circuits. Néanmoins, il existe peu de modèles encore aujourd'hui pour les principaux éléments coplanaires (jonctions, résistance ...). Tous ces modèles ne sont valables que dans l'hypothèse d'une propagation mono-mode du signal et ne peuvent en aucun cas tenir compte de la conversion de mode pouvant apparaître en présence d'une discontinuité [4]. Pour certains éléments, il faut alors effectuer une analyse plus approfondie au moyen de logiciels de simulation électromagnétique.

b) Modèles issus de mesures hyperfréquences

Une bibliothèque complète d'éléments passifs coplanaires est conçue, réalisée puis caractérisée jusque dans la bande millimétrique. Chaque élément (ou discontinuité) est ensuite modélisé soit par une ligne de transmission dont les caractéristiques de propagation (permittivité effective ε_{reff} et l'atténuation linéique α) évoluent avec la fréquence [11], soit par un circuit équivalent à éléments localisés [12,13]. Dans les deux cas, la valeur des éléments du modèle s'exprime par des fonctions mathématiques dont les coefficients sont extraits de la mesure des paramètres S du dispositif. L'efficacité de cette technique de modélisation a été prouvée par la réalisation de circuits millimétriques complexes (système radar anti-collision ...), notamment par l'institut de physique du solide appliquée Fraunhofer-IAF [14, 15].

Ce sont des modèles précis permettant une simulation rapide du circuit mais ne sont valables que pour une technologie et des topologies d'éléments bien spécifiques. Leur utilisation reste donc limitée due à leur manque de flexibilité quant au choix des dimensions géométriques de la ligne, la nature du substrat, des paramètres physiques ...

c) Simulateurs électromagnétiques

La simulation électromagnétique repose sur la résolution numérique des équations de Maxwell et conduit à la distribution du champ électromagnétique dans la structure. La résolution de ces équations peut se faire soit dans le domaine fréquentiel où la solution est obtenue à partir d'une excitation sinusoïdale, soit dans le domaine temporel.

Les techniques d'analyse fréquentielle, utilisées dans les logiciels de simulation commerciaux comme ®HP EEsof MOMENTUM [16] et HFSS [17], sont respectivement :

- la méthode des moments (MOM) qui se trouve bien adaptée pour les structures planaires multicouches. Cette méthode est utilisée pour discrétiser, à l'aide d'un maillage de triangles ou de rectangles, les équations intégrales obtenues à partir des conditions aux limites de la structure.
- la méthode des éléments finis (FEM), employée en général pour les structures 3D.

La méthode 3D des différences finies dans le domaine temporel (FDTD) reste la plus rencontrée pour l'analyse temporelle. Une transformée de Fourier rapide permet alors de transposer les résultats dans le domaine fréquentiel.

L'utilisation de simulateur électromagnétique pour la conception de circuit demande d'importantes ressources informatiques (microprocesseur rapide et espace mémoire considérable). En effet, la précision de calcul dépend principalement de la densité du maillage réalisé car les composantes des champs électrique et magnétique sont calculés en chaque noeud du maillage. Un post-traitement permet ensuite de remonter aux caractéristiques électriques de la structure (impédance caractéristique, paramètres S ...).

Mais la résolution des équations de Maxwell, basée sur des méthodes numériques, ne peut se faire qu'au détriment de quelques approximations, que ce soit dans la description de la structure ou bien dans la définition de conditions aux limites. Dans le cadre de notre étude, nous avons utilisé les logiciels de simulation électromagnétique disponibles au laboratoire tels que Momentum et HFSS (High Frequency Structure Simulator). Ces logiciels ne permettent pas de calculer le champ électromagnétique présent à l'intérieur des conducteurs métalliques. Les pertes métalliques sont alors estimées par le concept d'impédance de surface (impédance complexe) qui dépend :

- de l'épaisseur de métallisation t ainsi que la conductivité électrique σ du métal
- de la fréquence f

Cette impédance permet de tenir compte de l'effet de peau qui exerce un effet non négligeable sur les paramètres de propagation.

Comme nous le verrons par ailleurs, ces logiciels (HFSS, Momentum) nous permettront d'effectuer une optimisation de certains éléments comme par exemple, les ponts à air ou les capacités M.I.M parallèle.

II-4) Le modèle d'Heinrich

Dans ce paragraphe, nous étudions l'évolution des caractéristiques de propagation de la ligne coplanaire en fonction de sa topologie. Cette étude est basée sur l'utilisation du modèle proposé par Heinrich [6] et mènera à la détermination des dimensions géométriques optimales pour nos applications en bandes V et W.

a) Description du modèle

Une description quasi-TEM de la ligne coplanaire fut établie par Heinrich en 1993. Ce modèle est basé sur une approche quasi-statique mais reste valable jusque dans le domaine millimétrique (sous certaines conditions de topologies). Un schéma équivalent distribué du type RLCG est utilisé pour décrire la propagation dans la ligne (Figure II.5).



Figure II.5 : Schéma électrique équivalent.

Les éléments du schéma équivalent sont calculés à partir d'expressions analytiques approchées, dérivées d'une analyse de type « Full-Wave ». Ces expressions dépendent à la

fois des paramètres physiques et électriques de la ligne mais également de la fréquence (Figure II.6).



Figure II.6 : Section droite de la ligne coplanaire et ses notations.

Dans ce modèle, les éléments C et G/ ω peuvent être considérés comme invariants avec la fréquence [18]. Les éléments R et L présentent quant à eux une dépendance fréquentielle non négligeable. Ceci est du à l'effet de peau qui modifie la distribution de courant dans les conducteurs en fonction de la fréquence de l'onde.

L'inductance totale L se compose d'une inductance interne L_i et externe L_e (avec L=L_e+L_i). Dans la région de l'effet de peau (i.e. $\delta <<$ t), la résistance R et l'inductance L_i sont déterminées par la loi de l'inductance incrémentale de Wheeler. La résistance suit alors un loi d'évolution en \sqrt{f} tandis que l'inductance évolue en $1/\sqrt{f}$. L'inductance externe, indépendante de la fréquence dans cette région, est égale à l'inductance L_{exp} obtenue dans le cas d'un conducteur parfait ($\sigma \rightarrow \infty$). En revanche, aux très basses fréquences ($f \rightarrow 0$), ces éléments tendent vers leur valeur statique R_{DC} (R_{DC} $\propto^{1}/_{\sigma,t}$) et L_{DC} (L_{DC} \cong 2.L_{exp}). Une procédure de segmentation est utilisée pour décrire précisément la transition entre les deux domaines (régime continu et région de peau). Le lecteur pourra se reporter à la référence [6] pour le détail de la méthode.

b) Evolution des caractéristiques de propagation

- distance intermasse d

Un paramètre important pour la conception de ligne est la distance intermasse notée d (d=W+2.S). Nous avons vu précédemment que cette distance doit rester relativement faible

devant la longueur d'onde dans le diélectrique λ_d (i.e. équation (2.2)) afin d'éviter la propagation de modes parasites soit :

$$d \le \frac{\lambda_d}{10} = \frac{c_0}{10.f.\sqrt{\varepsilon_r}} \tag{2.17}$$

Le choix de cette distance dépend donc d'une part de la fréquence f d'utilisation de la ligne et d'autre part de la constante diélectrique ε_r du substrat. Pour notre application, nous utilisons un substrat semi-isolant de Phosphure d'Indium (ε_r =12.6), celui étant conditionné par la technologie des transistors (transistors HEMT filière InP). Quant à la fréquence, les lignes doivent présenter un comportement quasi-TEM jusqu'en bande W. Nous obtenons donc une distance maximum d_{max} de 77 µm.

Assurer une faible dispersion n'est pas le seul critère quant au choix de la distance d. En effet, les pertes de propagation dépendent elles aussi de cette distance. D'après la figure II.7, on peut constater que les pertes sont inversement proportionnelles à d. Il est donc judicieux de choisir d proche de d_{max} soit :

$$d=70 \ \mu m$$
 (2.18)

Nous obtenons ainsi un compromis entre une faible dispersion et des pertes tolérables de l'ordre de 0.5 dB/mm à 94 GHz.



Figure II.7 : Evolution de l'atténuation α en fonction de la distance intermasse d.

- <u>rapport W/d</u>

La distance intermasse étant maintenant fixée, nous traçons sur les figures II.8 et II.9, les évolutions de l'impédance caractéristique Z_c , la permittivité effective ε_{reff} et le coefficient d'atténuation α en fonction de la largeur du ruban central. Ces différentes caractéristiques sont calculées à la fréquence de 94 GHz pour deux épaisseurs de métallisation (t=1 et 3 µm). Pour des raisons de clarté, nous avons représenté uniquement la partie réelle de l'impédance caractéristique car sa partie imaginaire reste très faible aux fréquences millimétriques (Im(Z_c)<0.5 Ω à 94 GHz).

La topologie de la ligne est la suivante :



Figure II.8 : Evolution de la partie réelle de Z_c et de l'atténuation α en fonction de la largeur W du ruban central.



Figure II.9 : Evolution de la partie réelle de Z_c et de la permittivité effective ε_{reff} en fonction de la largeur W du ruban central.

 $---- t=1 \ \mu m$ $---- t=3 \ \mu m$

On peut donc constater que l'impédance caractéristique de la ligne dépend essentiellement du rapport W/d. La technologie développée nous permet d'obtenir une largeur de ruban central W comprise entre 5 et 54 μ m. La gamme d'impédance accessible s'étend alors de 25 à 90 Ω . En ce qui concerne le coefficient d'atténuation de l'onde, il est minimum pour une gamme d'impédance comprise entre 40 et 60 Ω . Les pertes de propagation sont de l'ordre de 0.4 à 0.5 dB/mm à 94 GHz. Lors de la conception de circuit, il faut donc veiller à ne pas trop dépasser cette dynamique d'impédance caractéristique de manière à minimiser les pertes de propagation. Cette dernière considération compromet dès à présent l'utilisation de transformateur d'impédance comme technique d'adaptation d'impédance. D'une part, il nécessite des tronçons de ligne quart d'onde (encombrement et pertes). D'autre part, il requiert une large gamme d'impédance caractéristique.

- Epaisseur de métallisation t
L'influence de l'épaisseur de métallisation t sur le coefficient d'atténuation α et la permittivité effective ε_{reff} de la ligne est présentée sur la figure II.10 pour une ligne 50 Ω à la fréquence de 94 GHz.

La topologie de la ligne est la suivante :



Figure II.10 : Influence de l'épaisseur de métallisation sur la permittivité effective et le coefficient d'atténuation.

Il était prévisible que l'épaisseur de métallisation t influe fortement sur les pertes de propagation de la ligne. Cependant, comme le montrent les figures II.8 et II.9, celle-ci contribue également à une variation de l'impédance caractéristique et de la permittivité effective. Plus l'épaisseur de métal augmente, plus la capacité linéique C de la ligne augmente et plus le champ électromagnétique est confiné dans les fentes. L'énergie se propage alors essentiellement dans l'air ce qui entraîne une diminution de Zc et ε_{reff} . On augmente ainsi la vitesse de propagation de l'onde dans la ligne. On remarque que les pertes évoluent en 1/t tant que l'épaisseur de métallisation reste inférieure à 3.8 [19], ce qui correspond à une épaisseur

d'environ 1 μ m à 94 GHz. Une épaisseur minimum de 2 μ m est donc nécessaire afin de minimiser les pertes en ondes millimétriques.

c) Topologie finale de la ligne

L'étude des caractéristiques de propagation de la ligne nous a permis d'aboutir à un choix judicieux de ses dimensions géométriques pour une application dans le domaine millimétrique. Nous en donnons la topologie finale sur la figure II.11.



Figure II.11 : Topologie de la ligne coplanaire pour une application dans le domaine millimétrique.

Cette ligne constitue avec le transistor l'élément de base pour la conception des amplificateurs. Afin de faciliter les étapes d'optimisation, nous avons développé dans le logiciel MDS [20] un modèle de ligne paramétrable en largeur de ruban W. Celui-ci est basé sur l'utilisation de la matrice chaîne d'une ligne de transmission de longueur L (équation (2.19)).

$$[Ch] = \begin{bmatrix} Cosh(\gamma(W, f).L) & -Z_{\mathcal{C}}(W, f).Sinh(\gamma(W, f).L) \\ -Y_{\mathcal{C}}(W, f).Sinh(\gamma(W, f).L) & Cosh(\gamma(W, f).L) \end{bmatrix}$$
(2.19)

La définition du modèle sous MDS est donnée en annexe A2-2. Afin de faciliter la conception des différents niveaux de masquage, il peut être intéressant d'utiliser le module de création de « layout » du logiciel MDS. Celui-ci permet de générer le « layout » du circuit à partir du schéma électrique de simulation et de le convertir, si besoin est, en d'autres formats standards tels que GERBER, GDSII...

d) Validation du modèle

Une validation expérimentale du modèle a été présentée par Haydl et al. [9] pour des lignes de différentes dimensions déposées sur des substrats GaAs et InP. Cette étude a montré un parfait accord entre les caractéristiques de propagation (Z_c et γ) théoriques et celles obtenues expérimentalement à partir de la mesure des paramètres S jusqu'à la fréquence de 60 GHz.

De la même manière, nous avons tenu à valider le modèle pour les lignes réalisées avec notre technologie et ce, jusqu'à la fréquence limite de nos instruments de mesure soit 110 GHz. Pour ce faire, nous nous sommes intéressés plus particulièrement à la constante de propagation γ afin de s'assurer qu'il n'apparaisse pas de phénomène de dispersion notable dans la ligne pour une distance intermasse de 70 μ m.

La détermination de la constante de propagation γ est basée sur la mesure des paramètres [S] de deux quadripôles possédant des topologies identiques et ne différant entre eux que d'un incrément de longueur de ligne ΔL (Figure II.12)

- Quadripôle Q1: ligne coplanaire de longueur L1
- Quadripôle Q2: ligne de longueur L2 avec L2=L1+ΔL



Figure II.12 : Définition des quadripôles Q1 et Q2.

Dans le développement qui suit, nous montrons qu'il est possible d'obtenir la constante de propagation complexe γ du tronçon de ligne de longueur ΔL à partir des paramètres [S] des deux quadripôles [21].

Cette étude repose sur la mise en cascade de quadripôles élémentaires. La matrice [S] n'étant pas une matrice « cascadable », il nous faut utiliser la matrice de transfert [T].

La transformation de la matrice [S] en [T] est donnée ci-dessous :

$$[T] = \frac{1}{S_{21}} \begin{bmatrix} -\Delta S & S_{11} \\ -S_{22} & 1 \end{bmatrix}$$
(2.20)

Ainsi, le quadripôle Q1 peut être décomposé (figure II.13) en deux quadripôles Q_A et Q_B . Nous définissons alors les matrices de transfert $[T_A]$ et $[T_B]$ dans les plans $P_{m1}P_c$ et P_cP_{m2} . Les plans P_{m1} et P_{m2} représentent les plans de mesure des paramètres [S]. Le plan P_c est un plan de coupe fictif qui peut être localisé en tout point de la ligne.

Nous pouvons donc écrire:

$$[T]_{Q1} = [T_A] . [T_B]$$
^(2.21)

De la même façon, nous constituons le quadripôle Q2 (figure II.13) par la mise en cascade du quadripôle Q_{A} , du quadripôle $Q_{\Delta L}$ correspondant au tronçon de ligne de longueur ΔL et du quadripôle Q_{B} .

$$[T]_{Q2} = [T_A] \cdot [T_{\Delta L}] \cdot [T_B]$$
^(2.22)

A partir des relations (2.21) et (2.22), nous arrivons à l'expression suivante :

$$[T]_{Q2} \cdot [T]_{Q1}^{-1} = [T_A] \cdot [T_{\Delta L}] \cdot [T_A]^{-1} = [T]$$
(2.23)

d'où

$$[T] [T_A] = [T_A] [T_{\Delta L}]$$
(2.24)

Dans cette expression,

- [T] est une matrice de mesures
- [T_A] est une matrice inconnue
- [T_{ΔL}] est la matrice d'un tronçon de ligne de longueur ΔL, supposé sans perte par réflexion





Figure II.13 : Décomposition des quadripôles Q1 et Q2 en quadripôles élémentaires.

Un développement mathématique de l'équation matricielle (2.24), donné en annexe A2-1, nous permet d'aboutir aux grandeurs qui nous intéressent plus particulièrement, c'est à dire :

- le coefficient d'atténuation α

- la constante de phase β

A titre de vérification expérimentale, nous avons utilisé des lignes d'impédance caractéristique 50 Ω dont la différence de longueur ΔL est de 300 μ m (avec L1=1 mm). Une comparaison entre le modèle et les mesures est présentée sur les figures II.14 et II.15 dans toute la bande de fréquences (0.5-110 GHz).



Figure II.14 : Coefficient d'atténuation α d'une ligne 50 Ω en fonction de la fréquence.



Figure II.15 : Constante de phase β d'une ligne 50 Ω .

----- Mesures ----- Modèle

On ne remarque aucune disparité sur le diagramme de dispersion entre le modèle et les mesures dans toute la bande 0.5-110 GHz. On observe une évolution linéaire de la fréquence avec le nombre d'onde β . Le mode propagé est donc bien un mode quasi-TEM. Quant à

l'évolution fréquentielle de l'atténuation α , on observe une fluctuation assez forte des points de mesures dans le domaine millimétrique. L'étude menée en [22] a montré que l'exactitude du coefficient d'atténuation dépend principalement de la précision de mesure des paramètres de transmission S_{ij} des lignes. Etant donné que les pertes de propagation sont relativement faibles pour ce type de ligne ($\alpha \approx 0.5$ dB/mm à 94 GHz), une longueur ΔL de 300 µm s'avère insuffisante. Une bonne estimation des pertes est obtenue aux fréquences millimétriques lorsque la distance ΔL représente quelques longueurs d'onde guidée ($\Delta L \approx 5.\lambda_g$)

Afin de valider le modèle de ligne, nous avons réalisé puis caractérisé dans toute la gamme de fréquences 0.5-110 GHz, des lignes d'impédance caractéristique 30, 50 et 70 Ω d'une longueur de 470 µm. A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.16, une comparaison entre la simulation et la mesure de paramètres S d'une ligne d'impédance 30 Ω . Nous pouvons constater un bon accord entre la simulation et les mesures. Nous obtenons un écart relatif moyen de l'ordre de 10 et 1.9 % sur les modules des paramètres S₁₁ et S₁₂ respectivement. L'écart de phase moyen est de 5.7° pour le terme de réflexion et de 0.9° pour le terme de transmission.

II-5) Les outils de caractérisation hyperfréquences

Un analyseur de réseaux hyperfréquence permet de mesurer, en fonction de la fréquence, les paramètres de dispersion (ou paramètres S) d'un dipôle ou d'un quadripôle. Comme tout système de mesures, il présente un certain nombre d'imperfections systématiques, aléatoires ou encore dues aux dérives d'environnement.

Les erreurs systématiques proviennent des imperfections du système de séparation des signaux hyperfréquences, des câbles, des sondes hyperfréquences et du récepteur (transposition de fréquence...). Différentes méthodes de calibrage (SOLT, TRL, LRM...) permettent alors de corriger ces imperfections à partir de standard de calibrage, encore appelés étalons (Circuit ouvert, court-circuit, ligne de transmission ...). Les erreurs aléatoires sont dues principalement au bruit du système de mesure et à la reproductibilité des connexions ou de pose des sondes de mesure. Enfin, les erreurs de dérive d'environnement sont liées aux variations de température et du taux d'hygrométrie du local.



Figure II.16 : Comparaison entre les paramètres S_{11} , S_{21} et S_{22} (module en dB et phase en degré) mesurés et simulés d'une ligne coplanaire 30 Ω (W=54 μ m) de 470 μ m de longueur.

----- Mesures hyperfréquences Modèle Heinrich Il est bien évident que les deux derniers types d'erreurs ne peuvent être pris en compte lors du calibrage de l'appareil de mesure. Cependant, celles-ci peuvent être considérablement réduites dans le cas de mesures sous pointes effectuées dans une salle climatisée.

a) Le système de mesures sous pointes

Nous disposons de deux analyseurs de réseaux vectoriels ®Hewlett Packard du type 8510B au sein de notre centrale de caractérisation :

- l'un couvrant la bande 45 MHz-50 GHz
- l'autre couvrant les bandes V (50-75 GHz) et W (75-110 GHz)

Pour effectuer des mesures sous pointes, nous utilisons des sondes hyperfréquences de type coaxiale et guide distribuées par ®Picoprobe. Elles possèdent trois contacts de type coplanaire (Masse-Signal-Masse) dont l'écartement inter-électrodes est de 125 µm (Figure II.17). Celles-ci sont montées sur des micropositionneurs ®Cascade Microtech assurant ainsi une bonne reproductibilité de positionnement des sondes et de la pression de contact.





Figure II.17 : Mesures sous pointes à l'aide de sondes hyperfréquences millimétriques.



Figure II.18 : Le banc de mesures millimétriques.

b) Calibrage de l'analyseur

Le calibrage de l'ensemble pointes hyperfréquences/analyseur de réseaux peut se faire selon trois techniques :

- étalonnage à charges (CO, CC, Z_a...)
- étalonnage à lignes de transmission (TRL, LRL ...)
- étalonnage « mixte » (LRM)

La technique la mieux adaptée aux structures planaires est celle utilisant des lignes de transmission. Nous avons donc développés des étalons coplanaires spécifiques permettant un calibrage de type TRL. Les standards nécessaires à ce type d'étalonnage sont les suivants :

- une connexion directe (ligne « Thru »)
- une ligne de transmission (ligne « Line »)
- deux charges réflectives (« Reflect »)

Ces standards seront réalisés sur le même substrat que les dispositifs à caractériser afin d'obtenir un calibrage le plus précis possible. En effet, un calibrage de type LRM, utilisé généralement pour la caractérisation de transistors, s'est avéré moins précis qu'un calibrage TRL. Celui-ci est établi à partir d'un substrat d'étalonnage commercial où les standards coplanaires sont déposés sur un substrat d'alumine. D'une part, la topologie des étalons (dimensions des lignes, épaisseur de métallisation ...) est différente de celle que nous utilisons. D'autre part, la discontinuité Sonde/Ligne coplanaire n'est pas prise en compte lors du calibrage.

- <u>Le calibrage de type T.R.L</u>

La connexion directe (« Thru ») se compose d'une ligne coplanaire d'impédance caractéristique $Z_0=50 \Omega$ (W=26 µm et d=70 µm) d'une longueur de 400 µm.

La ligne de transmission (« Line ») possède une topologie identique à celle de la ligne « Thru » (même γ et Z_c) mais ne diffère que par un incrément de longueur de ligne ΔL . Cet écart de longueur doit être choisi judicieusement de manière à ce que la différence de phase $\varphi_{\Delta L}$ entre les deux lignes soit de $\pi/2$ (ou un multiple impair) à la fréquence centrale de la bande de mesures. Une différence de phase comprise entre environ 18° et 162° doit ensuite être assurée dans toute la bande de fréquences afin d'obtenir un étalonnage précis [23]. En ce qui concerne les charges réflectives, elles doivent présenter le même coefficient de réflexion sur chacun des ports de l'analyseur. Nous préférons donc utiliser des charges fortement réflectives (c.à.d | Γ_c |#1) comme le circuit ouvert ou le court-circuit afin de bien différencier ce standard par rapport aux lignes (« Thru » et « Line »). La valeur du coefficient de réflexion de la « Reflect » ne doit pas être à priori connue.

Afin de couvrir les bandes de fréquences V et W, nous utilisons respectivement une différence de longueur de ligne ΔL de 480 µm et 320 µm. Une représentation des standards est donnée sur la figure II.19. Les lignes en pointillés représentent les plans de calibrage donc de mesures. Pour chaque bande de fréquences, la ligne « line » et les charges réflectives sont de longueur identique de manière à ne pas modifier l'écartement des sondes lors du calibrage. On augmente ainsi la reproductibilité de positionnement des sondes d'un standard à l'autre.



Figure II.19 : Représentation des standards nécessaires pour effectuer un calibrage TRL dans les bandes de fréquences V et W.

La définition de chaque standard (« CalKit ») est introduite directement dans le logiciel d'étalonnage de l'analyseur. Elle consiste à définir le type (CO, CC...), la structure de propagation (guide, ligne de transmission...) de chaque étalon. La composition du 'CalKit' est donnée en annexe A3-3.

Pour chaque bande de fréquences, nous avons conçu deux types de charges réflectives : le circuit ouvert et le court-circuit. Pour procéder au choix de l'étalon, nous avons relevé l'évolution fréquentielle du paramètre de réflexion S_{11} de chacun d'eux à partir d'un calibrage de type TRL. Les mesures sont présentées sur les figures II.20 et II.21.

On peut constater d'après les mesures que le court-circuit présente de meilleures performances hyperfréquences que le circuit ouvert. En effet, contrairement au circuit ouvert, ses caractéristiques (module et phase) restent très proches du court-circuit idéal dans toute la bande de fréquences 0.5-110 GHz (ondulation S_{22} <0.2 dB). Nous avons donc choisi de l'utiliser comme charge réflective pour calibrer l'analyseur de réseaux.



Figure II.20 : Evolution du paramètre de réflexion S₂₂ (module et phase) d'une ligne en courtcircuit de 80 µm de longueur (calibrage TRL).



Figure II.21 : Evolution du paramètre de réflexion S_{22} (module et phase) d'une ligne en circuit ouvert de 10 μ m de longueur (calibrage TRL).

Une fois le calibrage effectué, les plans de mesures $(Pm_1 \text{ et } Pm_2)$ se situent au milieu de la ligne « Thru », soit à 200 µm des plans des sondes $(Ps_1 \text{ et } Ps_2)$. Cela implique que chaque dispositif à caractériser doit être inséré entre deux demies lignes « Thru » comme le montre la figure suivante :



c) Le problème de décalage des plans de mesures d'une bande à l'autre

Pour caractériser chaque dispositif dans toute la bande de fréquences 0.5-110 GHz, il nous faut effectuer trois séries de mesures :

- bande 0.5-50 GHz
- bande 50-75 GHz (bande V)
- bande 75-110 GHz (bande W)

Un calibrage TRL est réalisé pour chaque bande de fréquences. A ce propos, nous utilisons le jeu de standard de la bande V (set 880 μ m) pour calibrer l'analyseur dans la bande 0.5-50 GHz. Mais comme le montre la figure II.22, il existe une fréquence f_{min} #13 GHz en dessous de laquelle l'hypothèse sur la différence de phase $\phi_{\Delta L}$ entre les deux lignes n'est pas vérifiée (i.e. $18^{\circ} < \phi_{\Delta L} < 162^{\circ}$). Cependant, comme nous le verrons par ailleurs, l'erreur de mesure n'est pas significative. Pour effectuer un calibrage rigoureux dans cette bande, il faudrait disposer d'un jeu de lignes de calibrage supplémentaire avec une différence de ligne de 1,2 mm (figure II.23). Dans ce cas, la fréquence f_{min} est ramenée à environ 5 GHz.

En juxtaposant le terme de phase des paramètres de transmission S_{12} et S_{21} de chaque dispositif, on s'aperçoit qu'il peut exister un décalage de phase à l'intersection de chaque bande de mesures (f=50 et 75 GHz). Ce décalage provient essentiellement de la précision de positionnement des sondes sur les dispositifs à caractériser (figure II.24). La précision du posé des pointes est estimée à une vingtaine de microns (± 10 µm), ce qui peut entraîner une différence de phase d'une quinzaine de degré dans le domaine des fréquences millimétriques :

$$\Delta \varphi = \frac{\omega \sqrt{\varepsilon r_{eff}}}{c_0} \Delta l_p \tag{2.26}$$



 $\label{eq:Figure II.22} Figure \, II.22: Différence de phase \, \phi_{\Delta L} \, obtenue \, avec \, le \, jeu \, de \, standard \, 880 \, \mu m \, pour \, un \\ calibrage \, TRL \, dans \, la \, bande \, 0.5\text{--}50 \, \, GHz.$



 $\label{eq:Figure II.23} Figure \, II.23: Différence de phase \, \phi_{\Delta L} \ obtenue \ avec \ le \ jeu \ de \ standard \ 1200 \ \mu m \ pour \ un \\ calibrage \ TRL \ dans \ la \ bande \ 0.5-50 \ GHz.$



Zone d'incertitude de positionnement des sondes Figure II.24 : Les différents plans de mesures.

Afin de se ramener dans les mêmes plans de mesures, nous effectuons une correction de phase des mesures de paramètres S de la bande V puis de la bande W. Cette opération consiste à effectuer un changement de plans de référence en considérant deux tronçons de ligne de part et d'autre du dispositif, apportant un déphasage φ_1 et φ_2 (figure II.25).



Figure II.25 : Changement des plans de référence.

La matrice [S] mesurée dans les plans S1vS2v, ramenée dans les plans S1S2, s'écrit :

$$[S]_{S_{1}S_{2}} = \begin{bmatrix} S_{11} \cdot e^{j2\omega\tau 1} & S_{12} \cdot e^{j\omega(\tau 1 + \tau 2)} \\ S_{21} \cdot e^{j\omega(\tau 1 + \tau 2)} & S_{22} \cdot e^{j2\omega\tau 2} \end{bmatrix}$$
(2.27)

Nous calculons la différence de phase $\Delta \phi$ du terme S₂₁ à la fréquence de 50 GHz.

$$\Delta \varphi_{50GHz} = \varphi_{S21}_{50-75GHz} - \varphi_{S21}_{0.5-50GHz} = \omega \Delta \tau_{50GHz}$$
(2.28)

Dans notre cas, nous avons :

$$\tau_1 = \tau_2 = \frac{\Delta \tau_{50}}{2}$$
(2.29)

On procède de la même façon pour les mesures en bandes W en calculant le délai $\Delta \tau_{75}$ à la fréquence de 75 GHz. On assure ainsi une parfaite continuité des paramètres de transmission S_{ij}. Pour des raisons de commodités, un programme informatique a été développé de manière à rassembler les trois bandes de mesures dans un même fichier en corrigeant automatiquement les erreurs de phase éventuelles.

II-6) Modélisation des différents types de ponts à air

a) Etude préliminaire

Le pont à air est un élément indissociable de la ligne coplanaire. On rappelle que la ligne coplanaire supporte deux modes de propagation fondamentaux sans fréquence de coupure : le mode impair (mode coplanaire) et le mode pair (mode fente). La fonction du pont est d'éviter la propagation du mode pair (fortement dispersif) pouvant apparaître en présence d'une discontinuité (jonction, ligne coudée...) en connectant régulièrement les plans de masse entre eux. Cependant, une optimisation de sa géométrie est nécessaire afin de minimiser les effets parasites engendrés par la présence du pont sur la ligne de transmission (pertes de propagation, déphasage de l'onde ...). Notre approche a consisté à optimiser, par la technologie, la topologie des ponts à air en se basant sur les travaux théoriques ou expérimentaux publiés dans le domaine.

Nous avons vu dans le chapitre précédent qu'il existait deux types de pont : le pont intermasse et le pont conducteur central (figure II.26). La hauteur des ponts h_B est de l'ordre de quelques micromètres en technologie MMIC. Quel que soit le type de pont, une capacité additionnelle C_p apparaît entre le ruban central de la ligne coplanaire et le tablier du pont.



Par conséquent, le pont est généralement modélisé par un schéma électrique équivalent à éléments localisés (structure en T) représenté sur la figure II.27. Les inductances Ls traduisent une modification de la distribution de courant entre la ligne coplanaire uniforme et le tronçon de ligne formé par le pont.



Figure II.27 : Schéma électrique équivalent d'un pont à air en technologie coplanaire.

Des approches similaires consistent à modéliser le pont soit par un tronçon de ligne équivalent $(Z_0, \alpha, \epsilon r_{eff})$ dont le coefficient d'atténuation α dépend de la fréquence [11], soit par deux tronçons de ligne de part et d'autre de la capacité C_p déterminée par une formulation analytique [24] (expression valable uniquement pour le pont intermasse).

La présence d'un pont peut entraîner une diminution significative de l'impédance caractéristique Zc_{pont} et de la permittivité effective ε reff_{Pont} du tronçon de ligne sur lequel le pont est déposé (plans P₁P₂) [1,25]. Cependant, sa longueur L_{pont} est relativement faible (typiquement 10 à 50 µm) par rapport à la longueur d'onde pour représenter une réelle discontinuité. Une analyse numérique (méthode FDFD) a montré que les deux types de ponts présentaient un coefficient de réflexion S₁₁ suffisamment faible pour une hauteur h_B de 2 à $3\mu m$ et une longueur $L_{pont} \le 30 \ \mu m$ ($|S_{11}| < -30 \ dB$ à 50 GHz) [25]. De part sa structure, le pont intermasse introduit un déphasage de l'onde plus faible mais présente en contrepartie, un coefficient de réflexion un peu plus élevé que le pont conducteur central.

Le critère de choix entre les deux ponts est un critère essentiellement technologique. La réalisation de ponts à air sur une ligne coplanaire nécessite deux niveaux de métallisation. En technologie conventionnelle, le ruban présent sous le pont a une épaisseur localement réduite (typiquement 3000Å) et la hauteur h_B est d'environ 1 µm (technologie développée à l'institut de physique du solide appliquée Fraunhofer-IAF). Ce ruban est donc plus résistif que la ligne d'accès, ce qui a pour effet d'augmenter les pertes ohmiques ainsi que l'impédance caractéristique du tronçon. De même, la faible hauteur des ponts favorise le couplage électromagnétique entre le ruban et la ligne et contribue ainsi à augmenter la capacité C_p. De manière à minimiser les effets parasites engendrés par le pont, nous avons donc développé une technologie dans laquelle :

- le ruban présent sous le pont possède une épaisseur identique à celle de la ligne coplanaire (c.à.d t#3 μm).
- la hauteur h_B des ponts est de l'ordre de 3.5 à 4 μ m.

Dans un premier temps, nous avons donc conçu un masque permettant de déposer des ponts sur des lignes coplanaires. L'utilité de ce masque était double. D'une part, il devait nous permettre de mettre au point le procédé de fabrication des ponts (choix de la résine, de son épaisseur ...). D'autre part, il devait valider le principe de la mise en cascade de modèles électriques équivalents indépendants (modèle de ligne et modèle de pont).

- Conception du masque PONT01

Le masque, constitué de quatre niveaux de lithographie optique, est présenté sur la figure II.28. Il se compose de plusieurs lignes coplanaires d'impédance caractéristique $Z_c=50$ Ω sur lesquelles sont déposés :

- un pont
- deux ponts consécutifs
- deux ponts distants d'une longueur de ligne l_d =400 µm

Il contient également deux lignes coplanaires sans pont de 400 et 800 μ m de longueur. La topologie des lignes est celle définie au paragraphe II-4-c pour une largeur de ruban central W de 26 μ m. Les ponts sont du type conducteur central et sont réalisés par la technique du pilier/tablier pour trois largeurs de ruban L_r (5, 10 et 20 μ m), la longueur L_{ab} du pont étant maintenue constante. La géométrie des ponts est présentée sur la figure II.29.



Figure II.29 : Géométrie des ponts à air.

- Détermination expérimentale du schéma équivalent du pont à air

Pour déterminer expérimentalement la valeur des éléments du schéma équivalent L_s et C_p , nous considérons la ligne coplanaire avec un pont à air comme la mise en « cascade » de trois quadripôles (figure II.30) :

- deux quadripôles identiques QA représentant les accès de ligne
- un quadripôle Q_{Pont} représentant le pont à air

Les plans $P_{m1}P_{m2}$ représentent les plans de mesure des paramètres S tandis que les plans P_1P_2 se trouvent au plus près du pont à air (Lp=100 µm soit La=200 µm).

En définissant les matrices de transfert $[T_A]$ dans les plans $P_{m1}P_1$ et P_2P_{m2} , et $[T_{pont}]$ dans les plans P_1P_2 , nous pouvons écrire :

$$[T_{Pont}] = [T_A]^{-1} . [T] . [T_A]^{-1}$$
(2.30)







Figure II.30 : Décomposition d'une ligne coplanaire avec un pont à air en quadripôles élémentaires.

Dans cette expression, [T] est la matrice de transfert déterminée à partir de la matrice S mesurée dans les plans $P_{m1}P_{m2}$. Ne disposant pas encore de motifs de calibrage au moment de la mesure, celle-ci a été effectuée à partir d'un calibrage de type LRM dans toute la bande 0.5-110 GHz. Quant à la matrice [T_A], elle est obtenue par calcul matriciel. En mesurant la matrice S d'une ligne coplanaire uniforme présente sur le masque (longueur 400 ou 800 μ m), nous pouvons calculer celle correspondante à une fraction de cette longueur (soit à 200 μ m). Le détail du calcul est présenté dans l'annexe A2-4.

La transformation de la matrice de transfert $[T_{pont}]$ en matrice impédance $[Z_{pont}]$ nous permet d'obtenir facilement les éléments L_s et C_p :

-
$$L_{s} = \frac{\text{Im}(Z_{11}) - \text{Im}(Z_{12})}{\omega}$$
 (2.31)

-
$$C_p = \frac{-1}{\omega . \, \mathrm{Im}(Z_{12})}$$
 (2.32)

La valeur de ces éléments ainsi que l'impédance caractéristique et la permittivité effective correspondantes sont données dans le tableau II.31 pour deux largeurs de ruban L_r (5 et 10 μ m) et deux hauteurs h_B (1 et 4 μ m). En effet, un problème d'ordre technologique ne nous a pas permis d'exploiter les mesures des dispositifs avec des ponts à air d'une largeur $L_r=20 \ \mu$ m (court-circuit entre les lignes d'accès coplanaires et le ruban joignant les deux plans de masse).

H _B (μm)	L _τ (μm)	L_s (pH)	C _p (fF)	Zc _{Pont} (Ω)	Ereff _{Pont}
1	5	10	24	28.8	4.32
	10	10	25	28.3	4.5
4	5	18	20	42.4	6.48
	10	18	21	41.4	6.8

Tableau II.31 : Valeur des éléments du schéma équivalent du pont à air.

Ces résultats expérimentaux confirment l'importance de la hauteur des ponts h_B sur les caractéristiques de propagation Zc_{Pont} et $\epsilon reff_{Pont}$ [25]. Il apparaît que la largeur L_r intervient comme un paramètre du second ordre, du moins pour les largeurs considérées ($L_r < 20 \ \mu m$). Une hauteur de 4 μm permet d'atteindre des caractéristiques de propagation du pont proches de celles de la ligne coplanaire d'accès. On constate une augmentation de 46 % de Zc_{Pont} et de 50 % de $\epsilon reff_{Pont}$ par rapport au cas $h_B=1 \ \mu m$.

L'utilisation du schéma équivalent du pont associé au modèle de ligne coplanaire nous a permis d'effectuer la simulation des paramètres S des lignes composées de deux ponts à air. A titre d'exemple, nous présentons sur les figures II.32 (2 ponts consécutifs) et II.33 (2 ponts distants) une comparaison entre les paramètres S mesurés et simulés pour une largeur de ruban $L_r=10 \ \mu m$ et une hauteur de pont $h_B=4 \ \mu m$. On constate qu'un schéma équivalent simple, excluant la prise en compte des interactions électromagnétiques entre les différents tronçons (ligne coplanaire et pont à air), permet de modéliser précisément la structure. Des résultats analogues ont été obtenus pour les ponts d'une largeur de ruban $L_r=5 \ \mu m$.

b) Comparaison expérimentale : Pont conducteur central-Pont intermasse

Jusqu'à présent, nous ne nous sommes intéressés qu'au pont à air de type conducteur central. La suite de ce travail a consisté à définir le type ainsi que les dimensions du pont qui sera utilisé pour la réalisation des amplificateurs. Pour effectuer ce choix, nous avons conçu un nouveau masque permettant la réalisation des deux types de pont en utilisant la technique de croissance directe (cf. Chap.I-4-c). Ce masque, dénommé RCPont, est donné en annexe A2-5.



Figure II.32 : Comparaison entre la mesure de paramètres S et la simulation d'une ligne coplanaire avec deux ponts consécutifs d'une largeur de ruban $L_r=10 \ \mu m \ (h_B=4 \ \mu m)$.

Mesures hyperfréquences Modèle Heinrich et cellule en T





Figure II.33 : Comparaison entre la mesure de paramètres S et la simulation d'une ligne coplanaire avec deux ponts distants (L_d =400 µm) d'une largeur de ruban L_r =10 µm (h_B =4

μm). — Mesures hyperfréquences … Modèle Heinrich et cellule en T Comme nous le verrons par la suite, il servira également à la modélisation d'autres éléments coplanaires (résistance, capacité M.I.M, charges réflectives). Sur ce masque, chaque pont est placé au centre d'une ligne coplanaire d'impédance caractéristique $Z_c=50 \Omega$, de longueur L=500 µm. Leur hauteur h_B est fixée à 4 µm. Le choix des différentes largeurs de ruban L_r est basé sur des considérations technologiques. En effet, un problème de solidité mécanique intervient pour le pont intermasse. Les deux types de pont ont donc été réalisés pour trois largeurs de ruban L_r: 5, 10 et 15 µm. Nous avons ajouté également une ligne coplanaire de dimensions identiques mais sans pont afin de comparer expérimentalement l'influence du pont sur la propagation du signal hyperfréquence.

Deux comparaisons typiques des mesures effectuées sont données sur les figures II.34 et II.35 où sont représentées les évolutions des paramètres S_{21} et S_{22} de la ligne sans pont avec celles de la ligne avec pont, respectivement le pont conducteur central et la pont intermasse. La mesure de phase étant peu précise lorsque le coefficient de réflexion S_{ii} est faible ($|S_{ii}| < -$ 30 dB), nous n'avons pas représenté la phase du terme S_{22} . On peut constater que les deux ponts présentent un faible coefficient de réflexion et ce, dans toute la bande de fréquences ($|S_{22}| < -25$ dB). Par contre, la variation relative de la phase du terme de transmission $\Delta \phi_{S21}$ (i.e équation _(2.33)) est de l'ordre de 4 % pour le pont conducteur central alors qu'elle n'est que de 1 % pour le pont intermasse.

$$\Delta \varphi_{S21} = \frac{\varphi_{S21(avec-pont)} - \varphi_{S21(sans-pont)}}{\varphi_{S21(sans-pont)}}$$
(2.33)

Nous avons donc choisi d'utiliser le pont intermasse pour la réalisation des amplificateurs. D'une part, pour les raisons évoquées au chapitre I-4-c, ce pont est mieux adapté pour réaliser des jonctions en Té ou en croix vue la faible distance intermasse des lignes coplanaires utilisées (d=70 μ m). D'autre part, une largeur L_r de 10 μ m s'avère être suffisante pour assurer une bonne tenue mécanique du pont et les effets parasites introduits par la présence du pont sur une ligne coplanaire d'impédance caractéristique Z_c=50 Ω sont suffisamment faibles pour qu'ils puissent être négligés lors de la simulation.



Figure II.34 : Evolution des paramètres S_{21} et S_{22} d'une ligne coplanaire sans (gras) et avec un pont conducteur central (pointillés) ($L_r=10 \ \mu m$, $h_B=4 \ \mu m$).



Figure II.35 : Evolution des paramètres S_{21} et S_{22} d'une ligne coplanaire sans (gras) et avec un pont intermasse (pointillés) ($L_r=10 \ \mu m, h_B=4 \ \mu m$).

c) Influence du pont en fonction de l'impédance caractéristique de la ligne coplanaire

Le type ainsi que les dimensions du pont étant désormais figé (pont intermasse, $L_r=10$ µm et $h_B=4$ µm), nous avons étudié l'influence du pont pour des lignes d'impédance caractéristique Z_c différente de 50 Ω . Pour ce faire, nous avons adopté la même démarche que précédemment en comparant les mesures de paramètres S d'une ligne uniforme sans et avec trois ponts pour trois impédances caractéristiques : 30, 50 et 70 Ω . Les ponts sont réalisés par la technique du pilier/tablier. Ces dispositifs, représentés sur la figure II.36, sont extraits du masque Poséidon ayant servi à l'établissement de la bibliothèque de modèles d'éléments passifs coplanaires. L'implantation du masque est donnée en annexe A2-6.

Nous avons représenté sur les figures II.37 et II.38 les évolutions des modules et phases des paramètres S_{21} et S_{22} mesurés de la ligne sans pont avec celles de la ligne avec trois ponts pour deux impédances caractéristiques : 30 et 70 Ω . On constate, au travers de ces différents résultats expérimentaux, que le pont n'a pour effet que d'introduire un très léger déphasage de l'onde. Ce déphasage est d'autant plus faible que l'impédance caractéristique de la ligne est élevée car il dépend principalement de la surface de couplage entre le pont et le conducteur central de la ligne coplanaire. La variation relative de la phase du terme de transmission $\Delta \phi_{S21}$ (i.e équation _(2.33)) introduite pour un pont est de l'ordre de 1 % pour $Z_c=30 \Omega$ et quasi nulle pour $Z_c=70 \Omega$.



Figure II.36 : Lignes coplanaires avec et sans pont à air.



Figure II.37 : Evolution des modules et phases des paramètres S₂₁ et S₂₂ mesurés des dispositifs L1 et LP1. (----- LP1)

Afin de valider les résultats obtenus expérimentalement, nous avons effectué une analyse électromagnétique des dispositifs L1-LP1 et L3-LP3 à l'aide du logiciel HP HFSS. Par soucis de clarté de présentation, les résultats de simulation des modules et phases des paramètres S_{11} et S_{12} sont présentés sur les figures II.39 et II.40 avec les mêmes échelles que celles utilisées pour les mesures. En dépit d'une légère erreur de définition de plans de référence, on constate que les simulations sont en très bon accord avec les mesures et mettent en évidence les mêmes phénomènes que ceux observés expérimentalement.

La conclusion de cette étude, à la fois théorique et expérimentale, est que les effets parasites introduits par la présence du pont sur une ligne coplanaire **uniforme** d'impédance caractéristique Z_c comprise entre 30 et 70 Ω sont suffisamment faibles pour qu'ils puissent être négligés lors de la conception.



Figure II.38 : Evolution des modules et phases des paramètres S₂₁ et S₂₂ mesurés des dispositifs L3 et LP3. (— L3 — LP3)







LP3 obtenus par simulation électromagnétique (HFSS). (---- L3 ---- LP3)

II-7) Modélisation des discontinuités coplanaires

Si la ligne coplanaire a fait l'objet de nombreuses descriptions théoriques, il n'en va pas de même pour les discontinuités qui lui sont associées. Peu de modèles électriques peuvent être trouvés dans la littérature. Nous avons donc cherché à développer des modèles facilement paramétrables (paramètres physiques et électriques) permettant de modéliser les principaux éléments rencontrés dans les circuits MMIC, en particulier pour les amplificateurs faible bruit. Ces modèles sont basés sur l'utilisation du modèle de ligne coplanaire décrit dans le paragraphe II-4. Des simulations préliminaires de conception d'amplificateurs ont permis de connaître les ordres de grandeurs des éléments à réaliser. Afin de juger de la validité des modèles développés, nous avons réalisé une bibliothèque complète d'éléments passifs (résistance, capacité, saut d'impédance, jonction en té et en croix...) puis caractérisé chacun d'eux jusqu'à une fréquence de 110 GHz.

a) Terminaison en circuit ouvert

Le circuit ouvert est utilisé pour la réalisation de réseaux d'adaptation (ligne de compensation) ou comme standard de calibrage pour l'analyseur de réseaux (mesures sous pointes hyperfréquences). La géométrie du circuit ouvert en technologie coplanaire est présentée sur la figure II.41.

Bien que cet élément ait fait l'objet de nombreuses analyses électromagnétiques [12,26], celles-ci n'étaient jamais appliquées à des dimensions géométriques typiques de celles rencontrées dans les circuits intégrés monolithiques. Beilenhoff et Al. [27] ont proposé un modèle analytique simple, basé sur une analyse numérique dans le domaine fréquentiel (méthode FDFD), valable pour des dimensions particulières de circuit ouvert (ou encore du court-circuit).



Figure II.41 : Circuit ouvert en technologie coplanaire.

Le circuit ouvert est représenté, en général, par une capacité équivalente C_o traduisant le rayonnement du champ électromagnétique à l'extrémité de la ligne (figure II.42). Cette capacité a pour effet d'introduire un déphasage supplémentaire sur la phase du coefficient de réflexion S₁₁ du tronçon de ligne. Dans le modèle proposé en [27], les effets parasites sont introduits par une extension de longueur de ligne équivalente L_{ext} de la ligne coplanaire homogène (figure II.42). Cette extension de ligne, encore appelée longueur de ligne effective, est définie comme étant le rapport entre la capacité C_o et la capacité linéique C de la ligne coplanaire homogène (équation (2.34)).



(2.34)

Figure II.42 : Les schémas équivalents du circuit ouvert.

Etant donné que les dimensions de la structure sont faibles devant la longueur d'onde guidée, l'évolution fréquentielle de L_{ext} présente une dispersion négligeable [27]. De même, l'épaisseur de métallisation t n'exerce qu'une faible influence sur la valeur de L_{ext} [28] (variation de 1 % de L_{ext} pour $0 \le t \le 5 \mu m$). Par contre, la longueur effective dépend fortement de la distance g (figure II.41). D'après les résultats présentés en [27] pour différentes largeurs de ruban W (d=50 µm), on observe une décroissance exponentielle de L_{ext} lorsque g augmente avec une saturation pour g≥d. Cette évolution peut s'expliquer en décomposant la capacité C_o en la somme de deux capacités C_s et C_g. La capacité C_g traduit le couplage capacitif existant entre l'extrémité du ruban central de la ligne et le plan de masse. Elle est donc inversement proportionnelle à la distance g. La capacité C_s traduit quant à elle le couplage capacitif localisé dans les fentes de la ligne coplanaire homogène. Elle dépend principalement de la largeur du ruban W et peut être considérée comme indépendante de la distance g.

Il paraît donc intéressant de choisir une distance g au moins égale à la distance intermasse d de la ligne coplanaire de manière à minimiser les effets parasites ($C_o \rightarrow C_s$). Dans ce cas, une approximation de la longueur effective L_{ext} valable pour $0.2 \le W/d \le 0.8$ est donnée par la relation suivante [27]:

$$L_{ext} \approx \frac{d}{4}$$
 (2.35)

Par conséquent, nous avons fixé la distance g à 70 μ m pour la réalisation de lignes en circuit ouvert de manière à pouvoir appliquer ce modèle (équation _(2.35)). La longueur effective est donc de 17.5 μ m quelle que soit l'impédance caractéristique de la ligne. A titre de vérification expérimentale du modèle, nous avons relevé l'évolution du coefficient de réflexion d'une ligne en circuit ouvert d'impédance $Z_c=50 \Omega$ (A2-5: dispositif CO du masque RCPONT). Le plan de mesure du paramètre S₁₁ se situe à 100 µm du plan de la sonde. La comparaison entre la mesure et la simulation est présentée sur la figure II.43. La définition du modèle dans le logiciel MDS est donnée en annexe A2-2.

Bien que le modèle soit en parfait accord avec la mesure de la phase du coefficient de réflexion, l'évolution du module de S_{11} semble indiquer que le circuit ouvert a tendance à rayonner aux fréquences millimétriques ($|S_{11}| \# 1 dB$). Nous avons donc effectué une analyse électromagnétique de ce dispositif à l'aide du logiciel HFSS. Comme le montre la figure II.44, l'analyse de la carte de champ électrique dans les plans longitudinaux n'indique pas le phénomène de rayonnement constaté en mesure. Le champ électrique reste confiné en bout de ligne. D'ailleurs, nous obtenons un bon accord entre la simulation électromagnétique et le modèle défini par l'équation (2.35) (figure II.43). Ce phénomène observé en mesure reste encore inexpliqué. Néanmoins, comme nous le verrons lors de l'étude de la jonction coplanaire, ce modèle (équation (2.35) permet de modéliser précisément les effets parasites introduits par un circuit ouvert dans les dispositifs d'adaptation d'impédance à "stub".



Figure II.43 : Evolution du paramètre de réflexion S_{11} (module et phase) d'une ligne en circuit ouvert de 10 μ m de longueur (Z_c =50 Ω).

----- Mesures Modèle (équation _(2.35))



Figure II.44 : Demie structure simulée sous HFSS et cartes de champ électrique dans les plans X-Z et X-Y.

b) Terminaison en court-circuit

Tout comme le circuit ouvert, le court-circuit est utilisé pour la réalisation de réseaux d'adaptation ou comme standard de calibrage mais également pour réaliser une connexion d'un élément à la masse. La géométrie du court-circuit en technologie coplanaire est présentée sur la figure II.45.



Figure II.45 : Court-Circuit en technologie coplanaire.

Le court-circuit peut être représenté par une inductance équivalente L_o traduisant une perturbation de la distribution de courant au niveau de la discontinuité. Par analogie avec le circuit ouvert, les effets parasites sont introduits par une extension de longueur de ligne équivalente L_{ext} de la ligne (figure II.46) [27]. Celle-ci est définie comme étant le rapport entre l'inductance L_o et l'inductance linéique L de la ligne coplanaire homogène (équation (2.36)).



Figure II.46 : Les schémas équivalents du court-circuit.

Par analogie avec les résultats obtenus pour le circuit ouvert, la longueur effective L_{ext} présente une dispersion négligeable jusqu'aux fréquences millimétriques. Par contre, elle dépend cette fois de l'épaisseur de métallisation t de la ligne [27]. D'après les résultats de simulation présentés en [28], la longueur effective diminue lorsque t augmente. On observe une variation de 27 % de L_{ext} pour une épaisseur de 3 µm comparée à une épaisseur nulle. Cependant, du fait que la valeur de L_{ext} est faible devant la longueur d'onde guidée (L_{ext} #6 µm pour d=50 µm), l'influence de l'épaisseur de métallisation peut être négligée. Dans le cas où l'épaisseur de métallisation reste inférieure à S/3, une approximation de la longueur effective L_{ext} est donnée par la relation suivante [27]:

$$L_{ext} \approx \frac{d}{8}$$
 (2.37)

Afin de valider le modèle expérimentalement, nous avons représenté sur la figure II.47 les évolutions du coefficient de réflexion mesuré et simulé d'une ligne en court-circuit d'impédance $Z_c=50 \Omega$ (A2-5: dispositif CC du masque RCPONT). La définition du modèle dans le logiciel MDS est donnée en annexe A2-2. Le plan de mesure du paramètre S₁₁ se situe à 100 µm du plan de la sonde. On constate que la simulation est en parfait accord avec la mesure, aussi bien en module qu'en phase.


Figure II.47 : Evolution du paramètre de réflexion S_{11} (module et phase) d'une ligne en courtcircuit de 80 µm de longueur ($Z_c=50 \Omega$).

— Mesures

Modèle (équation (2.37))

c) Le saut d'impédance

Le saut d'impédance est utilisé pour réaliser des transformations d'impédance nécessaires en particulier, à l'adaptation des transistors (transformateur à tronçon de ligne $\lambda/4$). Dans ce travail, nous ne nous sommes intéressés qu'au saut d'impédance à distance intermasse d constante (figure II.48).



Figure II.48 : Géométrie du saut d'impédance et son schéma équivalent.

Cette discontinuité, essentiellement capacitive, peut être représentée par un capacité parallèle C_p (figure II.48). Sinclair et Nightingale [29] ont proposé un modèle analytique approché, basé sur la méthode de la transformation conforme. La capacité C_p s'exprime alors de la manière suivante :

$$C_p = \overline{x}.C_{step} \left(\alpha = \frac{S_2}{S_1} \right)$$
(2.38)

Si l'expression de C_{step} est une fonction dépendant uniquement du rapport S_2/S_1 , il n'en est pas de même pour celle de \overline{x} qui est ajustée sur des résultats de simulations électromagnétiques. En se basant sur ces résultats, Bessemoulin [24] a développé une expression analytique pour la capacité C_p qui est décrite par des fonctions explicites des dimensions géométriques (équation (2.39)).

$$C_{p} = 0.63.x_{2}.C_{step}(\alpha) + \frac{d}{4}.\frac{\varepsilon_{0}}{S_{1}}.x_{1}\left[(\alpha - 1).(1 - \frac{x_{2}}{x_{1}})\right]^{6,1}$$
(2.39)

avec :

$$-C_{step}(\alpha) = \frac{\varepsilon_0}{\pi} \left[\frac{\alpha^2 + 1}{\alpha} . \ln\left(\frac{1 + \alpha}{1 - \alpha}\right) - 2 . \ln\left(\frac{4 . \alpha}{1 - \alpha^2}\right) \right]$$
(2.40)

-
$$x_1 = C(W_1) \cdot \frac{S_1}{\varepsilon_0}$$
, $x_2 = C(W_2) \cdot \frac{S_2}{\varepsilon_0}$ (2.41)

où $C(W_1)$ et $C(W_2)$ représentent les capacités linéiques des lignes de part et d'autre de la discontinuité.

Nous avons réalisé différentes configurations de sauts d'impédance pour les valeurs limites de la gamme d'impédance accessible, soient 30 Ω (W=54 µm) et 70 Ω (W=10 µm). Nous présentons sur les figures II.49 et II.50, les évolutions des paramètres de réflexion et de transmission mesurés et simulés des dispositifs SP1 (3 sauts d'impédance 50-30-70-50 Ω) et SP2 (2 sauts d'impédance 50-30-50 Ω) respectivement. Pour ces simulations, nous avons négligé la capacité C_p dont la valeur n'est que de quelques femtofarads pour les dimensions de lignes utilisées (i.e équation (2.39)). On peut constater que les simulations corroborent parfaitement les mesures. Il apparaît donc que l'effet parasite introduit par un saut de largeur de ligne pour une distance intermasse d constante peut être considéré comme négligeable.



Figure II.49 : Evolution des paramètres S₁₁ et S₁₂ mesurés et simulés du dispositif SP1. —— Mesures hyperfréquences

— Modèle proposé



Figure II.50 : Evolution des paramètres S₂₁ et S₂₂ mesurés et simulés du dispositif SP2. —— Mesures hyperfréquences

— Modèle proposé

d) La jonction

La jonction en Té représentée sur la figure II.51, constitue un élément de base pour tout circuit coplanaire en technologie MMIC. Elle est utilisée aussi bien pour la polarisation des transistors que pour la réalisation de réseaux d'adaptation d'impédance (réseaux de compensation), voire la réalisation de filtres.



Figure II.51 : La jonction en Té coplanaire.

De part sa structure asymétrique, l'excitation du mode fente (mode indésirable) est inévitable. Ceci est du à la différence de longueur électrique parcourue par le courant magnétique dans chacune des fentes au niveau de la jonction. Il apparaît alors une conversion du mode coplanaire vers le mode fente d'un port à un autre. Cependant, sa propagation peut être minimisée en plaçant des ponts à air au niveau de la discontinuité. Ces ponts doivent être placés au plus près du centre de la jonction de manière à minimiser la dispersion ainsi que les pertes par rayonnement [30].

Différentes analyses numériques (méthode FDFD [31] et FDTD [30]) ont permis d'étudier le comportement hyperfréquence de la jonction en Té pour différents types de pont à air : la jonction conventionnelle (figure II.51) et les jonctions « modifiées » où le pont englobe totalement la jonction. Il en ressort que, pour les dimensions typiques utilisées dans les circuits MMIC (dimensions géométriques $<<\lambda$), les évolutions des paramètres S de la jonction en Té sont très proches de celles de la jonction idéale. La jonction idéale est considérée comme l'interconnexion de trois lignes coplanaires uniformes de paramètres Z_{ci}, γ_i , L_i. Comme le montre la figure II.52, le plan de référence Pj est localisé au centre de la jonction.



Figure II.52 : La jonction en Té idéale.

Pour la structure réelle (figure II.51), on observe une légère dispersion due principalement à l'effet capacitif des ponts à air ainsi qu'au couplage parasite entre le mode coplanaire et le mode fente. La présence des ponts contribue à augmenter le module du coefficient de réflexion S_{ii} avec la fréquence tandis que l'excitation du mode fente exerce l'effet contraire. De même, chaque structure (jonction conventionnelle ou modifiée) introduit un déphasage positif sur la phase du coefficient de transmission S_{ij} par rapport à la jonction idéale. Celui-ci est du essentiellement aux ponts qui ont pour effet de réduire localement la constante de propagation.

Nous avons montré précédemment que les effets parasites introduits par un pont à air sur une ligne coplanaire uniforme étaient négligeables. Pour cette raison, nous avons choisi d'utiliser la jonction conventionnelle appliquée à notre technologie de pont à air (voir II-6-c).

Une analyse multimodale dans le domaine spectral [32] a été effectuée afin de vérifier l'efficacité des ponts à air en quantifiant la conversion de mode, spécialement aux fréquences millimétriques. Il faut souligner que cette étude n'aurait pu être faite sans la collaboration au sein du laboratoire de l'équipe électromagnétisme dirigée par le professeur P. Kennis. Pour cette étude, nous avons considéré la structure présentée sur la figure II.53 (A2-6 : dispositif TC1 du masque POSEIDON). Il s'agit d'une jonction en Té composée de trois tronçons de ligne d'impédance caractéristique identique ($Z_c=50 \Omega$) dont l'un des accès est en court-circuit.



Ponts à air: hauteur $3,5\mu m$, largeur 10 μm .

Figure II.53 : La structure simulée (dispositif TC1 du masque POSEIDON).

La conversion de mode S_{21}^{oe} du mode coplanaire sur le port 1 vers le mode fente sur le port 2 est présentée sur la figure II.54. Bien que la propagation du mode fente ne puisse être totalement éliminée, sa contribution reste néanmoins négligeable avec une conversion de mode S_{21}^{oe} inférieure à -20 dB jusqu'en bande W.



Figure II.54 : Evolution du module de la conversion de mode S₂₁^{oe} du mode coplanaire sur le port 1 vers le mode fente sur le port 2 pour la structure donnée figure II.53.

Par analogie avec la convention utilisée pour la technologie microruban, la jonction en Té peut être modélisée par trois tronçons de ligne coplanaire uniforme de paramètre Z_{ci} , γ_i et de longueur effective L_i comme indiqué sur la figure II.55. Les extensions de longueur de ligne ΔL_i permettent de prendre en compte le déphasage introduit par la jonction proprement dite. Il est d'ailleurs possible d'étendre ce principe de modélisation dans le cas de la jonction en croix (figure II.56). Dans le cas où les impédances caractéristiques Z_{c1} et Z_{c2} sont différentes, la longueur ΔL_3 s'exprime de la façon suivante :



$$\Delta L_3 = \frac{S_1 + S_2}{2} \tag{2.42}$$

Figure II.55 : Modélisation de la jonction en Té.



Figure II.56 : La jonction en croix coplanaire.

Nous avons appliqué ce principe de modélisation pour chaque dispositif concerné de la bibliothèque d'éléments passifs (masque POSEIDON). Ce type de structure présente une fréquence de résonance F_o sur les modules des termes S_{ii} pour les dispositifs en court-circuit et S_{ij} pour les dispositifs en circuit ouvert. Pour chacun d'eux, nous avons relevé la dispersion moyenne entre le modèle et la mesure sur :

⇒ la fréquence de résonance

$$\frac{\Delta F_o}{F_o} = \frac{\left|F_o^{mes} - F_o^{sim}\right|}{F_o^{sim}} \tag{2.43}$$

les modules du coefficient de réflexion et de transmission

$$\frac{\Delta \left| S_{ii} \right|}{\left| S_{ii} \right|} = \frac{\left| \frac{S_{ii}^{mes} \left| - \left| S_{ii}^{sim} \right| \right|}{\left| S_{ii}^{sim} \right|} \right|$$
(2.44)

$$\frac{\Delta \left|S_{ij}\right|}{\left|S_{ij}\right|} = \frac{\left|S_{ij}^{mes}\right| - \left|S_{ij}^{sim}\right|}{\left|S_{ij}^{sim}\right|}$$
(2.45)

les phases du coefficient de réflexion et de transmission

$$\Delta S_{ii} = \left| phase(S_{ii}^{mes} - S_{ii}^{sim}) \right|$$
(2.46)

$$\Delta S_{ij} = \left| phase(S_{ij}^{mes} - S_{ij}^{sim}) \right|$$
(2.47)

Les résultats sont rassemblés dans le tableau II.57. Nous pouvons constater que le modèle nous permet d'obtenir une très bonne précision sur la fréquence de résonance F_o avec une dispersion de l'ordre de 1 %. Seuls les dispositifs LCO1 à LCO3 présentent un décalage de la fréquence F_o plus important (de l'ordre de 7 %). Celui-ci peut s'expliquer par le fait que la ligne de compensation se termine par un circuit ouvert dont la distance g est de 22 µm au lieu de 70 µm (figure II.41). Le principe de longueur effective permettant de modéliser la terminaison en circuit ouvert (i.e équation (2.35)) n'est donc plus valable. La dispersion moyenne sur les modules des paramètres de réflexion et de transmission (i.e équations (2.44) et (2.45)) sont respectivement de 5 et 3 %. En ce qui concerne les écarts de phase (i.e équations (2.46) et (2.47)), la précision obtenue est de l'ordre de 5 à 10° pour le coefficient de réflexion et de simulation est moyennée sur toute la gamme de fréquences (0.5-110 GHz). Un léger décalage de la fréquence de résonance peut entraîner une augmentation sensible de la valeur moyenne de chacun des paramètres.

Le principe de longueur effective est donc une technique simple et très efficace pour modéliser la jonction coplanaire, que ce soit la jonction en Té ou la jonction en croix.

Dispositif	Fréquence de résonance F _o (GHz)		$\frac{\Delta F_o}{F_o} (\%)$	$\frac{\Delta S_{ii} }{ S_{ii} }$	ΔS_{ii}	$\frac{\Delta S_{ij} }{ S_{ij} }$	ΔS_{ij}
	Mesure	Modèle	Module (%)	Module (%)	Phase(°)=	Module(%)	Phase (°)
TC1	Pas de résonance	Pas de résonance	-	1.68	5.5	6.98	3.46
TC2	98.45	99	0.55	2.56	12.3	4.75	3.07
TC3	63.75	66.5	4.31	5.41	21.9	4.19	1.63
TO1	Pas de résonance	Pas de résonance	-	5.14	5.4	3.65	2.05
TO2	Pas de résonance	Pas de résonance	-	5.22	12	1.32	2.8
TO3	71.25	72	1.05	31.29	18	2.8	2.45
TO4	98.45	98.5	0.05	2.97	11.41	4.48	4.9
TO5	95.65	94.5	1.2	3.36	8.02	2.56	5.32
TO6	96.35	98.25	1.97	11.4	6	3.56	4.35
TO7	65.25	64.75	0.76	3.04	23	4.26	3.3
TO8	63.25	64	1.18	4.8	4.14	2.63	2.33
TO9	63.75	64.75	1.56	10.6	10.05	3.98	3.64
TO10	62.25	62.25	0	3.77	7.73	4.64	5.41
TO11	64	64	0	3.77	6.67	2.86	3.52
TO12	66.25	66.25	0	6	9.2	2.59	3.07
LCC1	77.45	75	3.16	9.57	15.27	3.33	4.55
LCC2	77.10	77	0.12	6.3	7.5	2.74	3.48
LCC3	85.85	85.75	0.11	3.76	6.32	2.85	2.12
LCO1	78.85	73	7.41	2.81	5.85	11.37	10.19
LCO2	78.15	72.5	7.22	2.73	12.6	10.86	9.95
LCO3	74.75	69.75	6.68	2.63	3.86	10.38	9.44
LTC1	74.75	75.5	1	5.88	5.98	1.02	1.43
LTC2	75	78.5	4.66	7	10	1.02	1.4
LTC3	92.5	94	1.62	6.31	8.8	1.11	2.72
LTO1	72.75	73	0.34	6.36	4.02	2.42	3.61
DTO1	73.75	73	1.01	5.28	3.17	1.95	3.38
LTO2	72.25	72.5	0.34	6.64	3.92	2.16	2.7
LTO3	69	69.75	1.08	6.64	4.37	3	2.6

Tableau II.57 : Dispersion moyenne entre les paramètres S mesurés et simulés et dispersionde la fréquence de résonance pour les différents dispositifs réalisés.

Etant donné le nombre important de dispositifs réalisés, nous ne pouvons être exhaustif dans la présentation des résultats. Nous avons donc choisi le dispositif le plus représentatif pour présenter une comparaison entre la modélisation et la mesure

hyperfréquence : le double résonateur en circuit ouvert (dispositif DS2). Des simulations complémentaires ont été effectuées pour ce dispositif à l'aide du logiciel électromagnétique Sonnet de ®EM-Software et du logiciel Coplan de ®IMST. Les résultats sont présentés sur la figure II.58. Les résultats obtenus à partir du logiciel Sonnet sont très en retrait en comparaison de ceux obtenus à partir de notre modèle analytique. Quant aux résultats Coplan, on observe un décalage sensible de la fréquence de résonance : 103 GHz au lieu de 92 GHz en mesure. Celui-ci peut s'expliquer par le fait que le logiciel Coplan est une librairie d'éléments coplanaires 3D modélisés par la méthode des différences finies (« FDM ») et vérifiée expérimentalement pour une utilisation jusqu'à 67 GHz. Pour cet exemple, nous sortons donc du domaine de validité du logiciel.

II-8) Modélisation des résistances métalliques série

Les résistances sont des éléments indispensables à la conception d'amplificateur en technologie MMIC. Elles sont utilisées dans les circuits de polarisation et de stabilisation des transistors. La géométrie de la résistance est donnée sur la figure II.59.



Figure II.59 : Géométrie de la résistance métallique série coplanaire.

Pour les raisons évoquées dans le chapitre précédent (voir I-4-a), nous avons choisi d'utiliser un dépôt métallique de titane pour réaliser les résistances.



Figure II.58 : Evolution des paramètres S_{11} , S_{12} et S_{22} mesurés et simulés du dispositif DS2.

- Mesures hyperfréquences
 - – Modèle proposé
 - ----- Coplan
 - -D-D- Sonnet

La résistivité obtenue est de $1,1.10^{-6} \Omega$.m, ce qui conduit à une résistance R_{\Box} de 16 Ω/\Box pour une épaisseur de dépôt de 700 Å. La résistance statique R_{DC} est donnée par l'équation _(2.48) où la largeur W du barreau résistif est maintenue constante (W=26 µm) quelle que soit la largeur des lignes coplanaires d'accès à la résistance.

$$R_{DC} = R_{\Box} \cdot \frac{L}{W}$$
(2.48)

Au travers des différentes mesures effectuées, nous nous sommes aperçus que la résistance ne pouvait être considérée comme un élément dit « localisé ». En effet, le déphasage introduit par cet élément est dû à un phénomène de propagation et non pas à sa partie réactive [32, 33]. La résistance série, modélisée par un schéma électrique équivalent distribué, s'apparente alors à une ligne coplanaire uniforme à très fortes pertes (figure II.60).



Figure II.60 : Schéma électrique équivalent distribué de la résistance série et son modèle de ligne associé.

La résistance linéique R_s est dérivée de la mesure de la résistance statique R_{DC} pour différentes longueurs L. A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.61 l'évolution de la résistance statique R_{DC} pour les dispositifs R1, R2 et R3 du masque Poséidon. De ce graphe, nous en déduisons la valeur de la résistance de contact R_C entre le barreau résistif et l'épaississement électrolytique (typiquement de l'ordre de 1 Ω) ainsi que la résistance linéique R_s . Pour cet exemple, nous obtenons une résistance de contact R_C de 1,1 Ω et une résistance linéique Rs de 6,3.10⁵ Ω/m .



Figure II.61 : Evolution de la résistance statique R_{DC} pour différentes longueurs L. (dispositifs R1, R2 et R3 du masque Poséidon, épaisseur de Ti : 700 Å)

Quant à l'inductance L_s et la capacité C_p , elles sont déterminées à partir du modèle de ligne d'Heinrich en considérant la résistance comme une ligne de transmission uniforme dont les dimensions sont données sur la figure II.62. Ces éléments sont calculés à la fréquence de 75 GHz, ce qui correspond à la fréquence centrale de notre domaine d'application.



Figure II.62 : Dimensions géométriques et caractéristiques électriques.

Une comparaison typique entre le modèle et les mesures est donnée sur la figure II.63 où sont représentées les évolutions des paramètres S_{11} et S_{12} de la résistance R3. La définition du modèle dans le logiciel MDS est donnée en annexe A2-2. Nous obtenons un excellent accord entre la mesure et la simulation aussi bien en module qu'en phase. Afin de valider expérimentalement le modèle de résistance, nous présentons dans le tableau II.64, la dispersion moyenne entre le modèle et la mesure (i.e équations _(2.44) à _(2.47)) ainsi que la résistance statique R_{DC} mesurée pour chacunes des résistances réalisées.





– – – Modèle proposé

Dispositif	Epaisseur De Titane	Longueur	R _{DC}	$\frac{\Delta S_{ii}}{S_{ii}}$	ΔS_{ii}	$\frac{\Delta S_{ij}}{S_{ij}}$	ΔS_{ij}
	(A)	L (μm)	(Ω)	Module (%)	Phase(°)	Module(%)	Phase (°)
R10		28	9.41	6.77	8.51	0.56	0.74
R30	1200	83	20.69	4.19	2.48	0.88	1.35
R50		138	33.36	4.01	1.75	0.74	1
R1		26	18.23	5.33	2.97	0.64	1.17
R2	700	52	33.85	2.42	2.51	0.67	0.87
R3		130	82.5	2.03	2.23	1.81	1.6
R55UM	820	55	22.55	3.68	3.98	0.74	0.76

Tableau II.64 : Dispersion moyenne entre les paramètres S mesurés et simulés et résistancestatique RDC mesurée pour les différentes résistances réalisées.

II-9) Modélisation des capacités Métal-Isolant-Métal

Dans les circuits MMIC, les capacités sont utilisées pour réaliser différentes fonctions. Nous rencontrons alors les deux types de configuration électrique : la capacité série et la capacité parallèle.

La capacité série, de faible valeur (qq 100 fF) est utilisée généralement comme capacité de liaison (« DC-Block »). Elle assure une polarisation indépendante pour chacun des éléments actifs du circuit. Cette fonction peut être réalisée soit par une capacité interdigitée, soit par une capacité M.I.M (Métal-Isolant-Métal). Toutefois, la capacité M.I.M est la plus souvent rencontrée car elle présente de meilleures performances hyperfréquences en terme de pertes et ce, pour un encombrement réduit.

Quant à la capacité M.I.M parallèle, elle est utilisée dans les circuits de polarisation et de stabilisation des transistors. Des capacités de valeurs importantes (qq pF) assurent le découplage des alimentations continues. Des capacités de plus faibles valeurs (qq 100 fF) permettent de présenter un circuit ouvert sur le té de polarisation à la fréquence de travail du circuit.

a) Capacité M.I.M série

Tout comme la résistance série, la capacité M.I.M série peut être modélisée par un schéma électrique équivalent distribué présenté sur la figure II.65.





Afin de prendre en considération le phénomène de propagation, la capacité linéique C_s vient s'insérer dans le schéma équivalent distribué d'une ligne coplanaire uniforme. Les dimensions de la ligne correspondent alors à celles du niveau de métallisation supérieure de la capacité. Les éléments linéiques R_s , L_s , et C_p sont déterminés à partir du modèle d'Heinrich à la fréquence de 50 GHz pour la géométrie de ligne donnée figure II.66.



Figure II.66 : Dimensions géométriques et caractéristiques électriques.

En négligeant la capacité due aux effets de bord, la capacité C_s est donnée simplement par l'expression du condensateur plan :

$$C_s = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{W \cdot L}{e}$$
(2.49)

où ε_r représente la permittivité relative du diélectrique et e son épaisseur.

Pour notre part, nous utilisons un film de nitrure de silicium (Si₃N₄) déposé à la température de 250°C. La valeur de la permittivité ε_r donnée en littérature est de 7,5. Cependant, celle-ci dépend fortement des conditions de dépôt. Afin de déterminer sa valeur pour notre technologie, nous avons procédé de la manière suivante. Aux très basses fréquences, la capacité série peut être représentée avec une bonne approximation par le schéma électrique équivalent présenté sur la figure II.67. Les inductances Ls_i et les capacités Cp_i représentent les éléments linéiques des lignes coplanaires d'accès de part et d'autre de la capacité. Par transformation des paramètres S_{ij} mesurés (plans P₁P₂) en paramètres admittance Y_{ij}, il est possible de déterminer la valeur de la capacité statique C_s:

$$C_s \cong \frac{\operatorname{Im}(Y_{11})}{\omega} - Cp_1 L_1 \tag{2.50}$$



Figure II.67 : Schéma électrique équivalent de la capacité série en basses fréquences.

A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.68 l'évolution de la partie imaginaire du paramètre Y_{11} ainsi que la valeur de la capacité C_s correspondante pour le dispositif CS1 du masque poséidon. Nous avons procédé de cette manière pour l'ensemble des capacités réalisées. Les résultats sont présentés dans le tableau II.69. En traçant l'évolution de la capacité C_s en fonction de la longueur L (figure II.70), nous pouvons en déduire la valeur de la permittivité ε_r (i.e équation (2.49)). Il faut noter que cette valeur dépend principalement de l'estimation de l'épaisseur e du diélectrique. En considérant une incertitude de mesure raisonnable (de l'ordre de 100 Å), nous obtenons une valeur de permittivité relative comprise entre 5,5 et 6,7.

Une comparaison typique entre le modèle et les mesures est donnée sur la figure II.71 où sont représentées les évolutions des paramètres S_{11} et S_{12} de la capacité CS1. La définition du modèle dans le logiciel MDS est donnée en annexe A2-2. Nous obtenons un bon accord entre la mesure et la simulation aussi bien en module qu'en phase. Nous présentons dans le tableau II.69, la dispersion moyenne entre le modèle et la mesure (i.e équations (2.44) à (2.47)) pour chacunes des capacités réalisées. Bien que le modèle permet d'obtenir une bonne précision sur le paramètre de transmission, on constate une dispersion moyenne du coefficient de réflexion pouvant atteindre une valeur de 25 à 30 % pour le module. Cependant, cette dispersion entre le modèle et la mesure apparaît pour des valeurs de coefficient de réflexion très faibles ($|S_{ii}| < -25$ à -30 dB). Elle n'est donc pas significative de la précision du modèle. La mesure de phase étant peu précise lorsque le coefficient de réflexion S_{ii} est faible ($|S_{ii}| < -30$ dB), nous observons un écart de phase assez élevé pour certains dispositifs.



Figure II.68 : Evolution de la partie imaginaire du paramètre Y_{11} (Siemens) ainsi que la valeur de la capacité C_s correspondante (pF) pour le dispositif CS1 du masque poséidon (e=1000 Å).

Dispositif	Epaisseur De Nitrure	Longueur	Cs	$\frac{\Delta S_{ii}}{S_{ii}}$	ΔS_{ii}	$\frac{\Delta S_{ij}}{S_{ij}}$	ΔS_{ij}
	e (Å)	L (μm)	(pF)	Module (%)	Phase(°)	Module(%)	Phase (°)
C50	1200	50	0.605	13.99	32.32	0.72	0.67
C100		100	1.27	11.6	12.06	0.64	1.7
C200		200	2.6	11.92	11.56	0.7	1.13
CS1		30	0.39	7.66	21.55	1.27	1.11
CS2	1000	175	2.41	38.7	17.16	1.33	1.88
CS3		349	4.92	24.69	43.46	1.54	0.86

Tableau II.69 : Dispersion moyenne entre les paramètres S mesurés et simulés et capacité C_s mesurée pour les différentes capacités réalisées.



Figure II.70 : Evolution de la capacité C_s en fonction de la longueur L pour une épaisseur de diélectrique de 1000 Å.



Figure II.71 : Evolution des paramètres S₁₁ et S₁₂ mesurés et simulés du dispositif CS1.
 Mesures hyperfréquences
 --- Modèle proposé

b) Capacité M.I.M parallèle

La capacité M.I.M parallèle peut être modélisée par un schéma électrique équivalent distribué présenté sur la figure II.72.



Figure II.72 : Géométrie de la capacité M.I.M parallèle et son schéma électrique équivalent distribué.

De la même façon que la capacité série, la capacité C_p est donnée par l'expression d'un simple condensateur plan (en négligeant la capacité due aux effets de bord) :

$$C_p = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot \frac{W \cdot L}{e}$$
(2.51)

Aux très basses fréquences, la capacité parallèle peut être représentée avec une bonne approximation par le schéma électrique équivalent présenté sur la figure II.73. Par transformation des paramètres S_{ij} mesurés (plans P_1P_2) en paramètres impédance Z_{ij} , il est possible de déterminer la valeur de la capacité statique C_p :

$$C_{p} \cong \frac{-1}{\text{Im}(Z_{11}).\omega} - (Cp_{1}.L_{1} + Cp_{2}.L_{2})$$
(2.52)



Figure II.73 : Schéma électrique équivalent de la capacité série en basses fréquences.

A titre d'exemple, nous présentons sur la figure II.74 l'évolution de la partie imaginaire du paramètre Z_{11} ainsi que la valeur de la capacité C_p correspondante pour le dispositif CP3 du masque Poséidon. En traçant l'évolution de la capacité C_p en fonction de la longueur L (figure II.75), nous obtenons une valeur de permittivité relative comprise entre 5,8 et 7,1 (incertitude d'épaisseur de 100 Å).

Quant aux éléments linéiques R_s et L_s , ils sont déterminés à partir d'une simulation électromagnétique effectuée à l'aide du logiciel HFSS. Nous utilisons pour cela la structure de la capacité CP1. Les valeurs des éléments R_s et L_s sont alors obtenues par optimisation à partir des paramètres S simulés (définis dans les plans de référence de la capacité). Pour ces simulations, nous avons considéré une permittivité relative égale à 6,5. Une comparaison entre la simulation électromagnétique et la mesure hyperfréquence est donnée sur la figure II.76 pour une épaisseur de diélectrique de 1000 Å.



Figure II.74 : Evolution de la partie imaginaire du paramètre $Z_{11}(\Omega)$ ainsi que la valeur de la capacité C_p correspondante (pF) pour le dispositif CP3 du masque poséidon.



Figure II.75 : Evolution de la capacité C_p en fonction de la longueur L pour une épaisseur de diélectrique de 1000 Å.



Figure II.76 : Evolution des paramètres S_{11} et S_{12} mesurés et simulés du dispositif CP1. —— Mesures hyperfréquences $\Delta \Delta$ HFSS

Une comparaison typique entre le modèle et les mesures est donnée sur la figure II.77 où sont représentées les évolutions des paramètres S₁₁ et S₁₂ de la capacité CP3. La définition du modèle dans le logiciel MDS est donnée en annexe A2-2. Nous obtenons un bon accord entre la mesure et la simulation aussi bien en module qu'en phase. Nous présentons dans le tableau II.78, la dispersion moyenne entre le modèle et la mesure (i.e équations (2.44) à (2.47)) pour chacunes des capacités réalisées. Nous pouvons en tirer les mêmes conclusions que pour la capacité série. La dispersion entre le modèle et la mesure apparaît cette fois pour des valeurs de coefficient de transmission très faibles ($|S_{ij}| < -25$ à -30 dB). Elle n'est donc pas significative de la précision du modèle.





— Mesures hyperfréquences

--- Modèle proposé

Dispositif	Epaisseur De Nitrure	Longueur	C _p	$\frac{\Delta S_{ii}}{S_{ii}}$	ΔS_{ii}	$\frac{\Delta S_{ij}}{S_{ij}}$	ΔS_{ij}
	e (Å)	L (μm)	(pF) =	Module (%)	Phase(°)	Module(%)	Phase (°)
CP1		30	0.46	1.47	50	4.6	3.76
CP2	1000	175	2.59	0.96	23.78	7.5	5.26
CP3		349	5.19	1.10	10.18	7.89	13.48

Tableau II.78 : Dispersion moyenne entre les paramètres S mesurés et simulés et capacité Cpmesurée pour les différentes capacités réalisées.

II-10) <u>Validation des modèles élémentaires pour des structures plus</u> <u>complexes</u>

Nous présentons dans ce paragraphe quelques circuits passifs modélisés à l'aide de la bibliothèque de modèles établie précédemment. Les résultats de modélisation des réseaux de polarisation/stabilisation des différents amplificateurs seront largement présentés dans le chapitre suivant. C'est pourquoi nous nous sommes intéressés à la modélisation d'autres fonctions rencontrées dans les circuits MMIC telles que le couplage (coupleur hybride, à lignes couplées) et le filtrage (bande étroite, large bande). Ces dispositifs ont été conçus par le laboratoire d'électronique et systèmes de télécommunications (LEST, Brest) dans le cadre d'une collaboration universitaire. Ne disposant pas des outils nécessaires à la modélisation des dispositifs à lignes couplées, nous présentons deux dispositifs modélisés à partir de notre bibliothèque de modèle : un filtre large bande et un coupleur hybride. Ces filtres sont réalisés par la mise en cascade de jonctions en Té ou en croix.

a) Le filtrage large bande

Les filtres sont des éléments de base intervenant dans tous les systèmes de communication ou de détection. Un filtre large-bande d'ordre 3 constitué de trois résonateurs doubles en court-circuit de longueur $\lambda_g/4$ séparés par des tronçons de lignes est présenté sur la figure II.79. Sa fréquence centrale f_o est de 77 GHz pour une bande passante Δf de 57 %.



Figure II.79 : Représentation schématique d'un filtre large bande (77 GHz, 57 % bande) et son schéma équivalent associé.

Nous présentons sur la figure II.80 l'évolution des modules et phases des paramètres S_{11} , S_{21} et S_{22} mesurés et simulés. On observe un léger décalage de la fréquence de résonance (de l'ordre de 5 %) sur les termes de réflexion S_{11} et S_{22} . Celle-ci dépend principalement de la longueur des résonateurs car une diminution de 10 µm de leur longueur permet de réduire ce décalage à une valeur inférieure à 1 %. Ce phénomène intervient uniquement pour les dispositifs utilisant des résonateurs doubles (jonctions en croix). En effet, nous avons observé

un excellent accord entre la mesure et la simulation pour un filtre d'ordre 3 constitué de trois résonateurs simples en court-circuit ($f_0=77$ GHz, $\Delta f=85$ %).



Figure II.80 : Evolution des modules et phases des paramètres S_{11} , S_{21} et S_{22} mesurés et simulés du dispositif FLB3.

— Mesures hyperfréquences

--- Modèle proposé

b) Le coupleur hybride

Les coupleurs hybrides sont des composants fondamentaux pour des applications telles que les mélangeurs, les diviseurs de puissance, les modulateurs... Ils sont traditionnellement construits à partir de lignes de transmission quart d'onde, ce qui induit une limitation de la bande passante. Une représentation schématique d'un coupleur hybride 3 dB, 180° fonctionnant à 94 GHz (HYB11) et une photographie (HYB13) sont données sur la figure II.81. Il se compose de quatre jonctions en Té multi-impédances avec ponts à air de manière à minimiser l'excitation du mode fente. Afin de permettre la mesure hyperfréquence en configuration quadripôle, deux ports de l'octopôle sont connectés à des résistances de charges de 50 Ω . Le schéma équivalent associé au coupleur présenté sur la figure II.81 (HYB11) est donné sur la figure II.82. Lors de la réalisation technologique, nous avons obtenu une épaisseur de Titane de 800 Å. Cette épaisseur légèrement supérieure à celle escomptée (700 Å) conduit à une valeur de résistance statique de 32 Ω au lieu de 50 Ω . Nous avons donc effectué une rétro-simulation à partir de ce nouveau modèle de résistance. Nous présentons sur la figure II.83 l'évolution des modules et phases des paramètres S₁₁, S₁₂ et S₂₂ mesurés et simulés. Comme nous pouvons le constater, le modèle donne des résultats très proches de la mesure ce qui montre sa validité.





Figure II.81 : Représentation schématique d'un coupleur hybride 3 dB, 180° (HYB11) et photographie du coupleur (HYB13).



Figure II.82 : Schéma équivalent associé au coupleur HYB11 présenté sur la figure II.81.

II-11) Conclusions

Ce chapitre a été entièrement dédié à la modélisation des éléments passifs nécessaires à la conception d'amplificateurs faible bruit millimétriques en technologie coplanaire. Cette étude a conduit à la réalisation de plus de 100 dispositifs afin de valider la base de modèles analytiques développée par la mesure de paramètres S jusqu'à une fréquence de 110 GHz. Le très bon accord constaté entre les données issues des modèles et des mesures montre la validité et l'efficacité de ces modèles pour la conception de circuits intégrés jusque 110 GHz.

Nous avons démontré que nous pouvons établir une bibliothèque complète de modèles électriques d'éléments coplanaires à partir :

- D'un modèle de ligne uniforme, valable jusque dans le domaine millimétrique sous réserve de choisir judicieusement les dimensions de la ligne afin d'assurer une propagation quasi-TEM.
- D'une optimisation technologique du type ainsi que des dimensions du pont à air de manière à ce que les effets parasites introduits par le pont soient suffisamment faibles pour qu'ils puissent être négligés lors de la conception.



Figure II.83 : Evolution des modules et phases des paramètres S₁₁, S₁₂ et S₂₂ mesurés et simulés du dispositif HYB11.
 Mesures hyperfréquences

– – – modèle

Ainsi, une structure complexe telle qu'un réseau d'adaptation de transistor peut être modélisée simplement par l'association de tronçons de lignes indépendants.

Les paramètres nécessaires à l'établissement des modèles sont essentiellement les données géométriques et électriques des éléments. Hormis le cas de la résistance métallique et de la capacité M.I.M où il est nécessaire de déterminer expérimentalement des données propres à notre technologie (conductivité du métal et constante diélectrique), aucun des paramètres des modèles ne sont ajustés sur des résultats de mesures.

En plus des éléments de base (ligne, jonction, résistance, capacité ...), nous avons largement validé nos modèles pour des structures plus complexes telles que des filtres, des coupleurs hybrides, des réseaux de polarisation/stabilisation d'amplificateur ...

La validation de ces modèles présente un grand intérêt en vue de la conception des amplificateurs à 60 et 94 GHz qui sera présentée dans le chapitre suivant. D'une part, ils peuvent être intégrés facilement dans un logiciel de simulation électrique ce qui favorise les étapes d'optimisation. D'autre part, ils dépendent uniquement de paramètres géométriques et électriques. Nous pouvons donc les transposer aisément à une autre technologie.

BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE II

[1] N. H. L. Koster, S. Koslowski, R. Bertenburg, S. Heinen, I. Wolff 'Investigations on Airbridges used for MMICs in CPW technique' 19th EuMC proceedings, 1989, pp. 666-671

[2] Cheng P.Wen
'Coplanar Waveguide: A Surface Strip Transmission Line Suitable for Nonreciprocal Gyromagnetic Device Applications'
I.E.E.E, M.T.T, pp.58-61, 1969

[3] M. Riaziat, R. Majidi-Ahy, and I. Jaung-Feng
'Propagation modes and dispersion characteristics of coplanar waveguides' IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.38, pp.245-251, Mar. 1990.

[4] R. W. Jackson'Mode conversion at discontinuities in finite-width conductor-backed coplanar waveguide'I.E.E.E, Trans. Microwave Theory Tech., Vol.37, No.10, October 1989

[5] M. Riaziat, I. J. Feng, R. Majidi-Ahy, B. A. Auld 'Single-mode operation of coplanar waveguides' Electronics Letters, Vol.23, No.24, November 1987

[6] W. Heinrich'Quasi-TEM Description of MMIC Coplanar Lines Including Conductor Loss Effects'I.E.E.E, M.T.T, Vol.41, No.1, pp.45-52, 1993

[7] Gupta, K. C., Garg, Ramesh, and Bahl'Microstrip Lines and Slotlines'Artech House Inc., Dedham, Massachusetts, USA., 1979, Chap.7

[8] Said S. Bedair and Ingo Wolff
'Fast, accurate and simple approximate analytic formulas for calculating the parameters of supported coplanar waveguides for (M)MIC's '
IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.40, pp.41-48, Jan. 1992.

[9] W.H. Haydl, W. Heinrich, R. Bosch, M. Schlechtweg, P. Tasker, J. Brauntein 'Design Data for Millimeter Wave Coplanar Circuits' Proc. 23 rd European Microwave conf. (Madrid, SPAIN), pp.223-228, September 1993

[10] M. S. Islam, E. Tuncer and D. P. Neïkirk'Accurate quasi-static model for conductor loss in coplanar waveguide'I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.959-962, 1993

[11] W.H. Haydl, A. Tessmann, K. Zûfle, H. Massler, T. Krems, L. Verweyen and Jo. Schneider'Models of coplanar lines and elements over the frequency range 0-120 GHz'

Proc. 26 th European Microwave conf. (Prague, Czech Republic), pp.996-1000, Sept. 1996

[12] R. N. Simons and G. E. Ponchak'Modeling of some coplanar waveguide discontinuities'I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., 1988

[13] R. Shimon, D. Scherrer, D. Caruth, J. Middleton, H. Hsia and M. Feng 'Accurate passive component models in coplanar waveguide for 50 GHz MMICs' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.769-772, 1997

[14] W. H. Haydl, L. Verweyen, T. Jakobus, M. Neumann, A. Tessmann, T. Krems'Compact monolithic coplanar 94 GHz front ends'I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1281-1284, 1997

[15] L. Verweyen, H. Massler, M. Neumann, U. Schaper, and W. H. Haydl 'Coplanar integrated mixers for 77 GHz automotive applications' IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol.8, No.1, pp.38-40, Jan. 1998

[16] Hewlett Packard, Santa Rosa, CA, HP Momentum User's Guide, Ed.1, Mar. 1994

[17] Hewlett Packard, Santa Rosa, CA, HP HFSS User's Reference Manual, Release 4.0, Dec. 1994

[18] W. Heinrich'Full-wave analysis of conductor losses on MMIC transmission lines'I.E.E.E. M.T.T, Vol.38, No.1, pp.1468-1472, Oct. 1990

[19] W.H. Haydl, J. Braunstein, T. Kitazawa, M. Schlechtweg, P. Tasker, L.F. Eastman 'Attenuation of millimeterwave coplanar lines on gallium arsenide and indium phosphide over the range 1-60 GHz' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.349-352, 1992

[20] Hewlett Packard, Santa Rosa, CA, HP MDS, Release 7.0, Dec. 1994

[21] G.F. Engen, C.A. Hoer
'Thru-Reflect-Line : An Improved Technique for Calibrating the Dual Six-Port Automatic Network Analyzer'
I.E.E.E, M.T.T, Vol.27, No.12, December 1990

[22] S. Boret
'Etude théorique et expérimentale de lignes coplanaires pour circuit intégré monolithique en bande W'
Stage de D.E.A, Université des Sciences et Technologies de Lille, 1995

[23] M.A. Maury, S.L. March, G.R. Simpson 'LRL calibration of vector automatic network analysers' Microwave journal, may 1987 [24] A.Bessemoulin

'Contribution à la modélisation de structures coplanaires en technologie monolithique' Thèse de doctorat, Université de Paris VI, Septembre 1998

[25] K.Beilenhoff, W.Heinrich, and H.L.Hartnagel'The scattering behaviour of Airbridges in coplanar MMIC's'Proc. European Microwave conf., pp.1131-1135, 1991

[26] M. Naghed, I. Wolff
'A three-dimensional finite-difference calculation of equivalent capacitances of coplanar waveguide discontinuities'
I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1143-1146, 1990

[27] K. Beilenhoff, H. Klingbeil, W. Heinrich, and H.L. Hartnagel 'Open and short circuits in coplanar MMIC's' IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.41, pp.1534-1537, Sep. 1993.

[28] K. Beilenhoff, W. Heinrich, and H.L. Hartnagel'Finite-difference analysis of open and short circuits in coplanar MMIC's including finite metallization thickness and mode conversion'I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.103-106, 1992

[29] C. Sinclair, and S.J. Nigthingale

'An equivalent circuit model for the coplanar waveguide step discontinuity' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1461-1464, 1992

[30] A. Omar and Y. Leonard Chow'A versatile moment method solution of the conventional and modified coplanar waveguide T-junctions'I.E.E.E, M.T.T, Vol.41, No.4, pp.687-692, April 1993

[31] K. Beilenhoff, W. Heinrich, and H.L. Hartnagel'Analysis of T-junctions for coplanar MMICs'I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1301-1304, 1994

[32] S. Boret, L. Kadri, F. Huret, H. Happy, G. Dambrine, A. Cappy, P. Kennis, E. Rius 'Modeling of passive coplanar elements for W-band ICs, experimental verification up to 110 GHz and parasitic mode coupling study' 28th Proc. European Microwave conf., pp.190-195, 1998

[33] P. Pogatzki, R. Kulke, T. Sporkmann, D. Köther, R. Tempel and I. Wolff
'A comprehensive evaluation of quasi-static 3D-FD calculations for more than 14 CPW structures – lines, discontinuities and lumped elements'
I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1289-1292, 1994

ANNEXES CHAPITRE II

A2-1) **Détermination du facteur de propagation** γ

A2-2) Modèles développés sous MDS

- Ligne coplanaire uniforme
- ✤ Ligne coplanaire en court-circuit
- Ligne coplanaire en circuit ouvert
- Résistance métallique série
- Capacité M.I.M série
- ↔ Capacité M.I.M parallèle

A2-3) Définition du « CalKit » pour un étalonnage TRL

A2-4) Mise à la puissance n d'une matrice

A2-5) Le masque RCPont

A2-6) Le masque Poséidon

A2-1) Détermination du facteur de propagation γ.

Equation de départ :

$$[T].[T_A] = [T_A].[T_{\Delta L}]$$

avec

$$[T] = \begin{bmatrix} t_{11} & t_{12} \\ t_{21} & t_{22} \end{bmatrix} \qquad [T_A] = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} \qquad [T_{\Delta L}] = \begin{bmatrix} e^{-\gamma \cdot \Delta L} & 0 \\ 0 & e^{\gamma \cdot \Delta L} \end{bmatrix}$$

<u>Par :</u>

$$\begin{cases} t_{11}.r_{11} + t_{12}.r_{21} = r_{11}.e^{-\gamma.\Delta L} \\ t_{21}.r_{11} + t_{22}.r_{21} = r_{21}.e^{-\gamma.\Delta L} \\ t_{11}.r_{12} + t_{12}.r_{22} = r_{12}.e^{\gamma.\Delta L} \\ t_{21}.r_{12} + t_{22}.r_{22} = r_{22}.e^{\gamma.\Delta L} \end{cases}$$

$$t_{21} \cdot \left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right)^2 + \left(t_{22} - t_{11}\right) \left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right) - t_{12} = 0 \qquad \text{d'où}\left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right)$$
$$t_{21} \cdot \left(\frac{r_{11}}{r_{21}}\right)^2 + \left(t_{22} - t_{11}\right) \left(\frac{r_{11}}{r_{21}}\right) - t_{12} = 0 \qquad \text{d'où}\left(\frac{r_{11}}{r_{21}}\right)$$

Expression de $e^{2.\gamma.\Delta L}$:

$$e^{2.\gamma.\Delta L} = \frac{t_{21} \cdot \left(\frac{r_{12}}{r_{22}}\right) + t_{22}}{t_{12} \cdot \left(\frac{r_{21}}{r_{11}}\right) + t_{11}} = \mathbf{R}_{e} + \mathbf{j}.\mathbf{I}_{m}$$

Facteur de propagation y :

$$\gamma = \alpha + j\beta$$

$$\alpha = \frac{1}{2.\Delta L} Ln\left(\sqrt{\left(R_e^2 + I_m^2\right)}\right) \text{ en Np/m}$$

$$\beta = \frac{1}{2.\Delta L} \left(Arc \tan\left(\frac{I_m}{R_e}\right)\right) \text{ en rad/m}$$

$$(\Delta L \text{ exprimé en mètre})$$

Passage de Np/m en dB/mm :

$$\alpha_{dB/mm} = \frac{8.686 * \alpha_{Np/m}}{10^3}$$
A2-2) Modèles développés sous MDS.

Ligne coplanaire uniforme



CMP24 DATASETVARIABLE

DATASET VARIA	BLE	<u> </u>			
DATASET=	DATASET=InP70				
EQ: gamma=Inl	0: gamma=InP70.MODELE.Gamma				
INDEP1:	INDEP2:	INDEP3:	INDEP4:		
freq w 🔤					
INTERPOLATION	_METHOD=1				

CMP25 DATASETVARIABLE

DATASET VARIA	BLE			
DATASET=InP70				
EQ: Zc=InP70.	MODELE.Zc			
INDEP1:	INDEP2:	INDEP3:	INDEP4:	
freq	ω			
INTERPOLATION	_METHOD=1			

Calcul de la matrice chaine

EQUATION chll =	(exp(gamma*L*1e-6)+exp(-gamma*L*1e-6))/2
EQUATION ch12 =	Zc*(exp(gamma*L*1e-6)-exp(-gamma*L*1e-6))/2
EQUATION ch21 =	(1/Zc)*(exp(gamma*L*1e-6)-exp(-gamma*L*1e-6))/2
EQUATION ch22 =	(exp(gamma*L*1e-6)+exp(-gamma*L*1e-6))/2



Ligne coplanaire en court-circuit



CMP21 DATASETVARIABLE

DATASET VARIA	BLE		· ·			
DATASET=	DATASET=InP70					
EQ: gamma=In	970.MODELE.Gamma					
INDEP1: INDEP2: INDEP3: INDEP4:						
freq w						
INTERPOLATION	METHOD=1					

CMP22 DATASETVARIABLE

DATASET VARIA	BLE				
DATASET=I	inP70				
EQ: Zc=InP70.	MODELE.Zc				
INDEP1:	INDEP2:	INDEP3:	INDEP4:		
freq w 🕅 👹					
INTERPOLATION	_METHOD=1				



Ligne coplanaire en circuit ouvert



CMP24 DATASETVARIABLE

DATA	SET VARIABL	.E			
	DATASET=InP70				
EQ:	gamma=InP7	0.MODELE.Gamma			
INDE	P1:	INDEP2:	INDEP3:	INDEP4:	
freq	freq w 💹 💹				
INTE	RPOLATION_	1ETHOD=1			

CMP25 DATASETVARIABLE

DATASET VARIA	BLE	······································				
DATASET=I	DATASET=InP70					
EQ: Zc=InP70.	MODELE.Zc					
INDEP1:	INDEP2:	INDEP3:	INDEP4:			
freq w 🔛 🛄						
INTERPOLATION	INTERPOLATION_METHOD=1					



Résistance métallique série



Calcul de la matrice chaine

EQUATION chll = (exp(gamma*dev*le-6)+exp(-gamma*dev*le-6))/2
EQUATION ch12 = - Zc*(exp(gamma*dev*1e-6)-exp(-gamma*dev*1e-6))/2
EQUATION ch21 = - (1/Zc)*(exp(gamma*dev*1e-6)-exp(-gamma*dev*1e-6))/2
EQUATION ch22 ≖ (exp(gamma*dev*1e-6)+exp(-gamma*dev*1e-6))/2



↔ Capacité M.I.M série



↔ Capacité M.I.M parallèle



CALIBRATION KIT TRLAOP

STANDARD DEFINITIONS

TAPE FILE NUMBER CK_TRL-TOP

\$1/	NDAADI	C0	C1 #10-3/F/Hz	C2 x10-34F/Hz2	CJ x10-45F/Hz3		TERMINAL		DFFSE	r	FREQUE	NCY (GHz)4		
NO.	TYPE	L0 x10-12H	L1 x10-24H/Hz	L2 x 10 - 33H/Hz2	L3 #10-42H/Hz3	SLIDING Hz ³	IMPEDANCE Ω ³	DELAY pt	2. 11	L055 G(2/s	MIN	MAX	CUAX 44 WAVEGUIDE	LAGEL
1	OPEN							0	50	0	0	999	Coan	CO
2	THRU							0	50	0	0	999	Coan	TH400
3	DELAY							4,03	50	0	0	2999	Coax	TH880
4	SHORT						1	0	50	0	0	999	محمح	cc
5	DELAY							2,68	50	0	0	999.9	Coran	TH7ED
6														
7														
8											·			
9							· · · · ·							
10														
11														
12														
13														
14					·									
15													·	
16														
17														
18														
19										[. <u></u>			
20														

A2-3) Définition du «

CalKit » pour un étalonnage TRL.

A2-4) Mise à la puissance n d'une matrice.

Soit la matrice [T] telle que :

$$[T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix}$$

Nous déterminons les valeurs propres de droite λ_1 et λ_2 :

$$[T][V] = [\lambda][V] \qquad \det([T] - \lambda [I]) = 0$$

Connaissant les valeurs propres λ_1 et λ_2 , nous en déduisons les vecteurs propres correspondants V_1 et V_2 :

$$\vec{V}_1 = \begin{pmatrix} Vx_1 \\ Vy_1 \end{pmatrix} \qquad \qquad \vec{V}_2 = \begin{pmatrix} Vx_2 \\ Vy_2 \end{pmatrix}$$

Nous définissons alors les matrices $[V_r]$ et $[\lambda]$:

$$\begin{bmatrix} V_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Vx_1 & Vx_2 \\ Vy_2 & Vy_2 \end{bmatrix} \qquad \qquad \begin{bmatrix} \lambda \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_1 & 0 \\ 0 & \lambda_2 \end{bmatrix}$$

Nous pouvons donc écrire :

 $[T][V] = [\lambda][V]$ $[T] = [V][\lambda][V]^{-1}$

d'où :

 $[T]^n = [V][\lambda]^n [V]^{-1}$

A2-5) Le masque RCPont.



Nom du dispositif	Description
CO	Ligne 50 Ω en circuit ouvert g=70 μ m longueur 110 μ m
CC	Ligne 50Ω en court-circuit longueur 180µm
CA	Ligne 50 Ω avec résistance série 50 Ω
C50	Capacité série 0.85pF
C100	Capacité série 1,7pF
C200	Capacité série 3,4pF
L500	Ligne 50Ω sans pont longueur 500µm
P5	Ligne 50 Ω avec pont intermasse Lr=5 μ m
P10	Ligne 50Ω avec pont intermasse Lr=10µm
P15	Ligne 50 Ω avec pont intermasse Lr=15 μ m
P5	Ligne 50 Ω avec pont conducteur central Lr=5 μ m
P10	Ligne 50 Ω avec pont conducteur central Lr=10 μ m
P15	Ligne 50 Ω avec pont conducteur central Lr=15 μ m
R10	Résistance série 10Ω
R30	Résistance série 30Ω
R50	Résistance série 50Ω

A2-6) Le masque Poséidon.



Nom du dispositif	Description	Nom du dispositif	Description
CAL_CC_720	Court-circuit de calibrage 720µm	TC2	Résonateur court-circuit asymétrique 50Ω 300µm
CAL_CC_880	Court-circuit de calibrage 880µm	TC3	Résonateur court-circuit asymétrique 50Ω 450µm
CAL_CO_720	Circuit ouvert de calibrage 720µm	TO1	Résonateur circuit ouvert asymétrique 30Ω 150µm
CAL_CO_880	Circuit ouvert de calibrage 880µm	TO2	Résonateur circuit ouvert asymétrique 50Ω 150µm
CAL_L_400	Ligne de calibrage 400µm	TO3	Résonateur circuit ouvert asymétrique 70Ω 150µm
CAL_L_720	Ligne de calibrage 720µm	TO4	Résonateur circuit ouvert asymétrique 30Ω 300µm
CI1	Capacité interdigitée 3 doigts	TO5	Résonateur circuit ouvert asymétrique 50Ω 300µm
CI2	Capacité interdigitée 4 doigts	TO6	Résonateur circuit ouvert asymétrique 70Ω 300µm
CO1	Résonateur circuit ouvert symétrique 50Ω 2*225µm	TO 7	Résonateur circuit ouvert asymétrique 30Ω 450µm
CO2	Résonateur circuit ouvert symétrique 30Ω 2*150µm	TO8	Résonateur circuit ouvert asymétrique 50Ω 450µm
CO3	Résonateur circuit ouvert symétrique 50Ω 2*150µm	TO9	Résonateur circuit ouvert asymétrique 70Ω 450µm
CO4	Résonateur circuit ouvert symétrique 70Ω 2*150µm	TO 10	Résonateur circuit ouvert asymétrique coudé $30\Omega 450 \mu m$
C05	Résonateur circuit ouvert symétrique coudé 50 2*225 µm	TO11	Résonateur circuit ouvert asymétrique coudé 50Ω 450µm
CP1	Capacité parallèle 0.5pF	TO12	Résonateur circuit ouvert asymétrique coudé $70\Omega 450 \mu m$
CP2	Capacité parallèle 3pF	U1	Ligne coudée 50Ω 3*200µm
CP3	Capacité parallèle 6pF	U2	Ligne coudée 70Ω 3*200µm
CP4	Capacité plot parallèle 6pF	U3	Ligne coudeé 30Ω 3*200µm
CS1	Capacité série 0.5pF	DTO1	Même que LTO1 avec gap g=70µm
CS2	Capacité série 3pF	LCC1	Résonateur court-circuit à jonction en croix C.cc.1
CS3	Capacité série 6pF	LCC2	Résonateur court-circuit à jonction en croix C.cc.2
DC1	DC-Block 60GHz	LCC3	Résonateur court-circuit à jonction en croix C.cc.3
DC2	DC-Block 94GHz	LCO1	Résonateur circuit ouvert à jonction en croix C.co.1
DS1	Double Résonateur c.o. 50Ω 300µm espacés de 84µm	LCO2	Résonateur circuit ouvert à jonction en croix C.co.2
DS2	Double Résonateur c.o. 50Ω 300µm espacés de 174µm	LCO3	Résonateur circuit ouvert à jonction en croix C.co.3
L1	Ligne sans pont 30Ω 480µm	LF1	Résonateur fente F.1
L2 (CAL_L_880)	Ligne de calibrage 880µm	LF2	Résonateur fente F.2
L3	Ligne sans pont 70Ω 480µm	LF3	Résonateur fente F.3
LP1	Ligne avec 3 ponts 30Ω 480µm	LRS1	Résonateur simple gravé dans le ruban R.s.1
LP2	Ligne avec 3 ponts 50Ω 480µm	LRS2	Résonateur simple gravé dans le ruban R.s.2
LP3	Ligne avec 3 ponts 70Ω 480µm	LRS3	Résonateur simple gravé dans le ruban R.s.3
P1	Discontinuité plot RF	LRS4	Résonateur simple gravé dans le ruban R.s.4
R 1	Résistance série 10Ω	LTC1	Résonateur court-circuit à jonction en té T.cc.1
R2	Résistance série 20Ω	LTC2	Résonateur court-circuit à jonction en té T.cc.2
R3	Résistance série 50Ω	LTC3	Résonateur court-circuit à jonction en té T.cc.3
SP1	Saut d'impédance 50Ω/30Ω/70Ω/50Ω	LTO1	Résonateur circuit ouvert à jonction en té T.co.1
SP2	Saut d'impédance 50Ω/30Ω/50Ω	LTO2	Résonateur circuit ouvert à jonction en té T.co.2
SP3	Saut d'impédance 50Ω/70Ω/50Ω	LTO3	Résonateur circuit ouvert à jonction en té T.co.3
TC1	Résonateur court-circuit asymétrique 50Ω 150µm		

Nomenclature du masque Poséidon.

CHAPITRE III

AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT MILLIMETRIQUES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE

AMPLIFICATEURS FAIBLE BRUIT MILLIMETRIQUES EN TECHNOLOGIE COPLANAIRE

III-1) Introduction

Ce troisième chapitre porte sur la conception, la réalisation et la mesure des performances hyperfréquences d'étages amplificateurs faible bruit (« Low Noise Amplifier ») en bandes V et W en technologie MMIC. Ce travail, financé par la Délégation Générale de l'Armement (contrat DGA 95.536 : évaluation d'une filière de circuits HEMT sur InP pour applications millimétriques), consiste à réaliser deux amplificateurs dont les spécifications sont les suivantes :

≎	LNA 60 GHz (2 étages)	LNA 90 GHz (2 étages)
	- Fréquence : 60 GHz	- Fréquence : 94 GHz
	- Bande passante : 10 %	- Bande passante : 10 %
	- Gain : 14 dB	- Gain : 10 dB
	- Facteur de bruit : $< 3 \text{ dB}$	- Facteur de bruit : < 3,5 dB
	- T.O.S en entrée et en sortie : < 2	- T.O.S en entrée et en sortie : < :

L'étape préliminaire dans la conception d'un amplificateur faible bruit consiste à effectuer le choix du composant actif : le transistor. Les performances hyperfréquences des transistors HEMT (« High Electron Mobility Transistor ») ont beaucoup évolué ces dernières années, notamment grâce aux progrès effectués dans la croissance d'épitaxie par jet moléculaire ainsi qu'en lithographie électronique. Parmi toutes les filières développées (HEMT, PM-HEMT, LM-HEMT, MM-HEMT), les transistors adaptés en maille sur substrat de phosphure d'indium (LM-HEMT) présentent les meilleures performances pour les applications faible bruit aux fréquences millimétriques (fréquence de coupure et facteur de bruit).

Dans le cadre de cette étude, deux technologies de transistors de longueur de grille 0.1 µm ont été développées au laboratoire afin d'atteindre les spécifications du cahier des charges : une technologie multicouche de résines et une technologie nitrure. La conception et la réalisation de transistors HEMT de la filière AlInAs/GaInAs sur InP a fait l'objet des

travaux de thèse de V. Hoël [1] (technologie nitrure) et de P. Chevalier [2] (technologie multicouche).

Dans une première partie, nous présentons un état de l'art des amplificateurs faible bruit en bandes V (50-75 GHz) et W (75-110 GHz) des filières GaAs et InP. La partie suivante est consacrée à la description des transistors HEMT adapté en maille sur substrat InP utilisés pour réaliser les amplificateurs. Dans une troisième partie, nous décrivons le modèle de bruit utilisé et présentons les performances en bruit de ces composants. La quatrième partie traite des problèmes de stabilité des transistors aux fréquences millimétriques. L'étude des différents procédés de stabilisation nous mènera à la modélisation de transistors avec lignes de source. Enfin, la dernière partie porte sur la conception d'amplificateurs faible bruit millimétriques en technologie coplanaire. Cette étude conduira à la réalisation et à la mesure des performances hyperfréquences d'amplificateurs faible bruit deux étages. Parallèlement, la conception d'amplificateur 1 étage nous permettra d'acquérir les bases de conception de LNA en gamme d'ondes millimétriques et de valider notre bibliothèque d'éléments passifs pour des structures complexes.

III-2) Etat de l'art des amplificateurs faible bruit en bandes V et W

Un état de l'art des amplificateurs faible bruit en bandes V et W est donné dans le tableau III.1. Il présente les performances hyperfréquences, en terme de facteur de bruit NF et de gain associé G_{ass}, des circuits intégrés monolithiques des filières InP et GaAs (deux et trois étages). On peut remarquer qu'il existe encore peu de circuits intégrés en technologie coplanaire comparée à la technologie microruban. A notre connaissance, il n'existe aucune réalisation d'amplificateurs faible bruit (2 ou 3 étages) en technologie coplanaire sur substrat de phosphure d'indium. Pour des valeurs de gains identiques, les amplificateurs réalisés sur substrat InP présentent l'avantage d'être moins bruyants. En effet, on constate une différence d'environ 1 dB sur le facteur de bruit entre les circuits GaAs et InP.

Remarque : on peut remarquer que les performances visées des amplificateurs à réaliser dans le cadre de cette étude sont des objectifs ambitieux puisqu'elles correspondent aux meilleures performances de l'état de l'art.

Filière	F	Lg	NF	Gass	Tyne	Techn	Année	Ráf
	(GHz)-	(µm)	(dB)	(dB)				
PM-HEMT Gade	50	0.15	3	9.2	2 Etages	CPW	1008	[3]
	57	0.15	3.8	12.2	2 Llages		Année 1998 1991 1991 1992 1993 1992 1993 1992 1993 1995 1992 1993 1992 1993 1995 1995 1993 1995 1993 1995 1993 1990 1993 1990 1993 1990 1993 1990 1993 1990 1993 1994 1995 1995 1993 1993 1994 1995 1989 1991 1992 1989	[-]
PM-HEMT GaAs	94	0.1	4.7	11	2 Etages	MS	1991	[4]
PM-HEMT GaAs	94	0.1	5.5	13.3	2 Etages	MS	1991	[5]
PM-HEMT GaAs	94	0.1	3.5	21	3 Etages	MS	1992	[6]
		0.1	4.2	14	5 Euges	MS MS CPW CPW CPW		[0]
PM-HEMT GaAs	94	0.1	5.2	18	3 Etages	MS	1993	[7]
PM-HEMT GaAs	58.5	0.2	5.2	10.5	2 Etages	CPW	1992	[8]
PM-HEMT GaAs	91	0.15		26.3	2 Etages ^c	CPW	1996	[9]
	110	0.10	6.4	20	2 Dugos		1,770	[2]
PM-HEMT GaAs	92-96	0.1	4.2-4.6	12	2 Etages	CPW	1993	[10]
PM-HEMT GaAs	94	0.1	5.5	13.3	2 Etages	MS	1992	[11]
LM-HEMT InP	60	0.15	4.2	15.25	2 Etages	MS	1992	[12]
LM-HEMT InP	60	0.1	2.3	15	2 Etages	MS	1995	[13]
LM-HEMT InP	65	0.25	3	22	3 Etages	MS	1989	[14]
LM-HEMT InP	62	0.25	7	9	3 Etages	MS	1990	[15]
LM-HEMT InP	62	0.1	2.7	25	3 Etages	MS	1993	[16]
PM-HEMT InP	94	0.1	3.3	20	3 Etages	MS	1996	[17]
LM-HEMT InP	90.4	0.25	4.5	10.2	2 Etages	MS	1989	[14]
LM-HEMT InP	93	0.15	3	16.5	2 Etages	MS	1991	[18]
PM-HEMT InP	92	0.1	2.6	14.2	2 Etages	MS	1992	[19]
LM-HEMT InP	90.4	0.1	4.8	15	3 Etages	MS	1989	[14]
PM-HEMT InP	100	0.1	4.3	19	3 Etages	MS	1993	[20]

C : montage cascode

MS : technologie micruruban

CPW : technologie coplanaire

Tableau III.1 : Etat de l'art des amplificateurs faible bruit MMIC de la filière InP en bandes V et W (2 et 3 étages).

III-3) Le transistor HEMT adapté en maille sur InP

Pour concevoir un circuit MMIC, il est indispensable de disposer de modèles électriques précis et large bande aussi bien pour les éléments passifs que pour les éléments actifs, c'est à dire les transistors. Nous nous sommes intéressés dans les chapitres précédents à la réalisation et à la modélisation des éléments passifs en technologie coplanaire. Nous allons discuter à présent de l'élaboration de la base de modèles de transistors.

Les performances hyperfréquences des transistors sont conditionnées par :

- la structure de la couche épitaxiée
- la topologie du transistor (transistor en T ou en Π)
- la longueur et la technologie de grille (grille nitrure ou multicouche)

a) Structure de la couche active

La structure de couche utilisée pour constituer la bibliothèque de schémas équivalents de transistors est présentée sur la figure III.2. C'est une structure adaptée en maille sur InP comportant une couche tampon (« buffer ») de 3000 Å, un canal de 200 Å, un plan de dopage de 5.10^{12} cm⁻² et une barrière Schottky de 120 Å. Cette épaisseur de barrière permet d'atteindre une tension de pincement V_p (i.e équation (3.1)) de l'ordre de -0.6 V avec un maximum de transconductance g_m pour une tension V_{gs} proche de 0 V.

$$Vp = Vb - \frac{q * N_{\delta} * a}{\varepsilon} - \Delta Ec$$
^(3.1)

avec :

- Vb tension de built-in du contact Schottky

- ΔEc discontinuité de bande de conduction
- $N_\delta\,$ densité de dopage du plan
- a épaisseur de la barrière Schottky
- ε permittivité de la couche Schottky.



Figure III.2 : Coupe schématique du HEMT adapté en maille sur InP.

b) Choix de la topologie du transistor : en T ou en Π ?

Pour les applications faible bruit dans le domaine des fréquences millimétriques, les transistors utilisés sont typiquement des transistors à deux doigts de grille submicronique et de développement total inférieur à 100 μ m. Dans le cadre de sa thèse, V. Hoël a comparé les performances hyperfréquences de deux topologies de transistors de développement 2*25 μ m : le transistor en T (figure III.3) et le transistor en II (figure III.4). Les différentes caractérisations effectuées (mesures statiques et hyperfréquences) ont permis de mettre en évidence les avantages offerts par le transistor en II, à savoir :

- des fréquences de transition F_t et de coupure F_c plus élevées.
- des éléments extrinsèques plus faibles (Cpg, Cpd, Ls, Ld et Lg).
- des rapports gm/gd, Cgs/Cgd et Cgs/Cpg plus importants.

Pour plus de détails, le lecteur pourra se reporter à la référence [1].

Remarque : Il convient d'être prudent quant à la détermination de la fréquence de transition F_t car elle dépend fortement de la définition des plans de référence du transistor. En effet, le gain en courant $|H_{21}|^2$ est déduit de la mesure des paramètres S effectuée à partir d'un calibrage de

type LRM de l'analyseur de réseau. Les plans de mesure se situent alors dans le plan des sondes et il est nécessaire d'ajouter un délai temporelle de manière à se rapprocher des plans de référence du transistor. Contrairement au transistor en Π , les accès des transistors en T dépendent du développement du transistor et il est, par conséquent, difficile d'estimer la position des plans du transistor.

La topologie en Π se trouve particulièrement bien adaptée à la réalisation d'amplificateur en technologie coplanaire. D'une part, la structure du composant est indépendante du développement du transistor, ce qui facilite son intégration dans le circuit. D'autre part, les accès de grille et de drain sont de type coplanaire. Il nous est alors possible d'intégrer le transistor dans une ligne coplanaire de distance intermasse d identique à celle utilisée pour la partie passive, soit d=70 µm.



Figure III.3 : Photographies d'un transistor en T de développement 2*25 µm.



Figure III.4 : Photographies d'un transistor en Π de développement 2*25 $\mu m.$

Un masque spécifique (masque 4AS [1]) a été conçu afin de constituer la bibliothèque de schémas équivalents de transistors qui sera utilisée pour la conception des amplificateurs. Celui-ci est composé de transistors en Π de développements 2x15 µm, 2x25 µm, 2x35 µm et 2x50 µm. Il permet la réalisation de grille en T d'une longueur nominale de 0.1 µm et ce, pour les deux technologies de grilles (nitrure et multicouche). A la suite d'une étude de stabilité des composants, des transistors ont été ajoutés afin de réaliser une contre-réaction série. Des tronçons de ligne, de longueur 50 ou 100 µm, sont placés sur les accès de source de transistors de développements 2x15 µm, 2x25 µm et 2x35 µm. Une représentation du masque est donnée en annexe A3-1.

c) Les technologies de grille : nitrure et tricouche

Pour atteindre les objectifs fixés dans le cahier des charges des amplificateurs, c'est à dire un facteur de bruit de 3.5 dB et un gain associé de 10 dB à 94 GHz, il convient de déterminer tout d'abord les performances hyperfréquences des transistors. D'une part, les transistors doivent présenter un gain en puissance disponible suffisant à la fréquence d'utilisation (de l'ordre de 10 dB@94 GHz), ce qui conditionne la valeur de la fréquence maximale d'oscillation f_{max} . Sachant que le gain unilatéral U évolue en 20 dB/décade, l'expression (3.2) nous permet de déduire une fréquence f_{max} de 300 GHz.

$$f_{\max} = f.10^{\left(\frac{gain}{20}\right)}$$
(3.2)

D'autre part, pour atteindre une telle valeur de f_{max} , il est indispensable de définir des profils de grille submicronique en T (ou grille champignon) de manière à obtenir une résistance de grille R_g suffisamment faible. En effet, ce type de grille permet de réduire la résistance métallique R_m qui, comme nous le verrons par ailleurs, a un impact important sur les performances en bruit du transistor aux fréquences millimétriques.

On rappelle que la résistance de grille R_g est liée à la résistance métallique R_m (en Ω /mm) par la relation suivante :

$$R_g = \frac{R_m}{3.n^2} \cdot W_t \tag{3.3}$$

n étant le nombre de doigts de grille du transistor et Wt la largeur du transistor.

Deux technologies de grille en T, de longueur 0.1 µm, ont été développées au laboratoire :

Nitrure (Si_3N_4) [1]

Cette technologie utilise une couche de 800Å de nitrure de silicium pour la réalisation du pied de grille (ouverture du pied de grille dans le niture). Une deuxième étape de lithographie permet ensuite de définir le haut de grille. Ce procédé de réalisation assure une bonne robustesse mécanique de la grille car le haut de grille en T repose sur la couche de nitrure. Par conséquent, il permet d'atteindre un bon rendement de fabrication. L'inconvénient majeur est une augmentation des capacités C_{gs} et C_{gd} , ce qui dégrade légèrement les performances hyperfréquences du transistor.

Tricouche de résines [2]

Cette technologie est basée sur une sensibilité différente à la dose d'exposition de plusieurs couches de résines électroniques. La grille en T est donc obtenue par une exposition variable entre le pied et le haut de grille. Elle ne nécessite qu'une seule exposition au masqueur électronique et permet d'atteindre de meilleures performances. Cependant, elle est difficile à fiabiliser car elle dépend de nombreux paramètres. Pour cela, le rendement de fabrication est plus faible que la technologie nitrure.

d) Méthode de détermination du schéma équivalent petit signal

Le schéma équivalent petit signal représenté sur la figure III.5 est une représentation électrique d'un transistor à effet de champ soumis à une onde sinusoïdale de faible amplitude. Les différents éléments de ce schéma sont extraits de la mesure des paramètres [S] jusque 50 GHz. Nous utilisons pour cela la méthode d'extraction développée par G. Dambrine [21]. Elle consiste à déterminer tout d'abord les éléments extrinsèques du composant qui sont supposés invariants en fonction de la polarisation du transistor puis les éléments intrinsèques qui eux en dépendent.



Figure III.5 : Schéma équivalent petit signal d'un TEC.

La clé de cette méthode repose sur la connaissance précise de tous les éléments extrinsèques (R_s , R_g , R_d , L_s , L_g , L_d , C_{pg} et C_{pd}). En terme de précision et de sensibilité, les éléments intrinsèques (g_m , g_d , R_i , R_{gd} , τ , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds}) dépendent à la fois de la précision de mesure des paramètres S et de la précision de détermination des éléments extrinsèques.

e) Le schéma équivalent petit signal des transistors

Une caractérisation statique et hyperfréquence des transistors réalisés à partir du masque 4AS (annexe A3-1) sur la structure HEMT adaptée en maille sur InP (figure III.2) a permis de dégager un schéma équivalent petit signal pour chacune des technologies. Nous présentons respectivement dans les tableaux III.6 et III.7, les éléments du schéma équivalent d'un transistor en Π (L_g=0.1 µm) en technologie bicouche (OP10438) et nitrure (OP10436). Les éléments intrinsèques du schéma équivalent sont normalisés par rapport à la largeur de grille W. Ces modèles seront utilisés par la suite pour la conception des amplificateurs. Hormis la capacité C_{gd}, les performances des transistors sont comparables pour les deux technologies.

Vgs	lds	Gm	Gd	Cgs	Cgd	Ri	τ
v	(mA/mm)	(mS/mm)	(mS/mm)	(fF/mm)	(fF/mm)	(ohm.mm)	(ps)
-0,5	1	64.3	22.6	349	110		0.9
-0,4	18	396	43.9	612	83.2	0.3	0.48
-0,3	69,0	912,0	66.5	837	61.7	0.19	0.31
-0,2	150,0	1260,0	81.2	963	55.7	0.14	0.23
-0,1	243,0	1460,0	92.3	1030	56.2	0.098	0.2
0,0	333,0	1430,0	102	1060	62	0.08	0.21
0,1		1200,0	118	1080	74.5	0.12	0.25
0,2		840,0	151	1100	95.2	0.28	0.27

Eléments Extrinsèques

Rs	Rd	Rg	Rm	Cpg	Cpd	Ls	Ld	Lg
ohm.mm	ohm.mm	ohm	ohm/mm	fF	fF	pH	pH	pH
0,31	0,35	2,3	276	4	35	3	25	25

Tableau III.6 : Schéma équivalent d'un transistor en Π en technologie bicouche (OP10438). (V_{ds}=1 V, 2x50x0.1 μ m²)

Vgs	lds	Gm	Gd	Cgs	Cgd	Ri	τ
v	(mA/mm)	(mS/mm)	(mS/mm)	(fF/mm)	(fF/mm)	(ohm.mm)	(ps)
-0,5	0	2,5	4,9	262	202		0,1
-0,4	1,6	41,6	8,2	310	191,6		0,1
-0,3	19	312	28,8	482	170,4		0,1
-0,2	64	718	52,2	640	149,6	0,76	0,1
-0,1	144	1108	68	750	135,6	0,65	0,1
0,0	242	1356	76	818	128,6	0,58	0,1
0,1	342	1430	82	848	126,6	0,55	0,1
0,2	432	1330	90	862	129,6	0,54	0,1
0,3	498	1114	108	884	137,6	0,57	0,1
0,4	552	810	140	916	152,2	0,69	0,1

Eléments Intrinsèques

Eléments	Extrinsèd	ues
Lucincuito	DAULUGUU	uco

Rs	Rd	Rg	Rm	Cpg	Cpd	Ls	Ld	Lg
ohm.mm	ohm.mm	ohm	ohm/mm	fF	fF	pH	pH	pH
0,275	0,28	2,3	552	2	13	2	25	25

Tableau III.7 : Schéma équivalent d'un transistor en Π en technologie nitrure (OP10436). (V_{ds}=1 V, 2x25x0.1 μ m²)

III-4) Le modèle de bruit des transistors

Nous allons à présent discuter du modèle de bruit des transistors. Après quelques rappels sur la définition du facteur de bruit, nous présentons le modèle de bruit à deux températures. Puis nous terminons par la présentation des performances en bruit des transistors présentés dans le paragraphe précédent.

a) Le facteur de bruit d'un transistor à effet de champ

L'effet du bruit d'un composant dans un système électronique se traduit par la dégradation du rapport signal sur bruit (S/N). Chaque élément du système ajoute du bruit et contribue à une diminution de la dynamique du système. H. T. Friis a défini la notion de facteur de bruit NF comme étant la dégradation, entre l'entrée et la sortie du quadripôle, du rapport signal sur bruit lorsque le générateur de bruit placé en entrée du quadripôle est à la température de référence T_o de 290 K.

$$NF = \frac{(S/N)_{entrée}}{(S/N)_{sortie}}\Big|_{To=290K}$$
(3.4)

Une grandeur équivalente au facteur de bruit est la température équivalente de bruit T_e . Elle correspond à la température à laquelle il faudrait porter une résistance (bruit purement thermique) pour qu'elle présente un bruit identique à celui du quadripôle étudié, à la température T et dans la bande de fréquences Δf . Cette grandeur est directement reliée au facteur de bruit NF par :

$$T_e = (NF - 1).T_0 \tag{3.5}$$

Le facteur de bruit d'un quadripôle peut s'exprimer des façons suivantes :

$$NF = F_{\min} + R_n \cdot \frac{\left|Y_{opt} - Y_s\right|^2}{G_s}$$
(3.6)

$$NF = F_{\min} + \frac{4.R_n}{Z_o} \cdot \frac{\left|\Gamma_{opt} - \Gamma_s\right|}{\left|1 + \Gamma_{opt}\right|^2 \cdot \left(1 - \left|\Gamma_s\right|^2\right)}$$
(3.7)

avec :

F_{min} : facteur de bruit minimum

R_n: résistance équivalente de bruit

Yopt: admittance optimale du générateur pour obtenir Fmin

Y_s: admittance du générateur

Gs: conductance du générateur

Z_o: impédance caractéristique

 Γ_s : coefficient de réflexion du générateur

 Γ_{opt} : coefficient de réflexion optimal du générateur pour obtenir F_{min}

Un quadripôle est donc entièrement caractérisé en bruit si l'on détermine ses quatre paramètres de bruit : F_{min} , R_n et $Y_{opt}=G_{opt}+j.B_{opt}$.

b) Le modèle de bruit à deux températures

Différents auteurs ont développé des modèles de bruit de manière à rendre compte du bruit généré dans un quadripôle et plus particulièrement, pour le transistor à effet de champ. On trouvera dans la littérature des modèles à :

- trois paramètres [22,23,24]
- deux paramètres [25,26]
- un seul paramètre [27]

On rappelle que les principales sources de bruit hyperfréquence dans les transistors à effet de champ sont du type :

- thermique dans les résistances d'accès.
- diffusion dans le canal.

Ce bruit est lié aux variations stochastiques de la vitesse des porteurs dans le canal conducteur, ce qui entraînent des variations aléatoires de courant sur les électrodes de grille et de drain du transistor.

La précision des modèles de bruit basés sur un schéma équivalent dépend fortement de la précision de détermination des éléments de ce schéma équivalent. C'est la cas du modèle proposé par Pospieszalski où la température de bruit de grille T_g dépend directement de la précision obtenue sur la résistance intrinsèque R_i . Cette résistance est difficile à déterminer de façon précise car elle est sensible aux imprécisions de mesures et à la détermination des éléments extrinsèques. Il est donc préférable d'utiliser un modèle de bruit défini à partir de paramètres électriques tels que les paramètres Y ou Z [28,29]. G. Dambrine [26] a développé un modèle de bruit basé sur deux températures (T_{in} et T_{out}) indépendantes de la fréquence et de la largeur de grille W du transistor. Cette méthode présente l'avantage d'être bien adaptée à la conception de circuits aux fréquences millimétriques. En effet, seulement trois éléments parasites doivent être déterminés avec précision.

Les performances en bruit sont calculées à partir de deux sources de bruit non corrélées, ein et iout, associées au modèle « extrinsèque » présenté sur la figure III.8. Le

composant « extrinsèque » est considéré, par définition, comme un quadripôle non-bruyant. Les températures T_{in} et T_{out} sont définies au travers de ces deux sources de bruit par les relations suivantes :

$$- \overline{e_{in}^2} = 4.k.T_{in}.\Re\left(\frac{1}{Y_{11}}\right) \Delta f$$
(3.8)

$$\overline{i_{out}^2} = 4.k.T_{out}.\Re\left(\frac{1}{Z_{22}}\right).\Delta f$$
(3.9)



Figure III.8 : Modèle de bruit « extrinsèque » à deux températures.

Dans ces expressions, Y_{11} et Z_{22} représentent respectivement les admittance et impédance du composant « extrinsèque » défini sur la figure III.. Les matrices Y et Z sont déduites de la mesure des paramètres S du transistor après extraction des éléments parasites : L_g , C_{pg} et L_d . Quant aux températures T_{in} et T_{out} , elles sont obtenues à partir de la mesure du facteur de bruit sous 50 Ω en fonction de la fréquence [30,31]. Cette méthode est basée sur la linéarité en fonction du carré de la fréquence du facteur de bruit d'un transistor, pour une impédance de source de 50 Ω . En effet, lorsque l'on présente au transistor une admittance de source particulière $G_s=G_o=20$ mS, le facteur de bruit peut s'écrire de la manière suivante :

$$F_{50} = \left(1 + 2.R_n G_o\right) + \frac{R_n}{G_o} \left(2.G_o G_{cor} + \left|Y_{opt}\right|^2\right)$$
(3.10)

Une régression linéaire de F_{50} en fonction du carré de la fréquence nous permet de déduire la valeur de la résistance R_n par l'ordonnée à l'origine et le module de Γ_{opt} à partir de la pente de F_{50} . Les deux autres paramètres de bruit (F_{min} et la phase de Γ_{opt}) sont calculés à l'aide du modèle extrinsèque à deux sources de bruit non corrélées :

$$\left\langle e_{in}.i_{out}^{*}\right\rangle = 0 \tag{3.11}$$

c) Les performances en bruit des transistors

Pour déterminer les performances en bruit des transistors, des mesures du facteur de bruit et du gain sous 50 Ω (F₅₀, G₅₀) ont été réalisées sur les composants de l'opération 10436 dans la bande 6-20 GHz et à 94 GHz. Il s'agit de transistors en II de longueur de grille 0.1 μ m en technologie nitrure. Nous présentons dans ce paragraphe les résultats de V. Hoel.

L'exploitation de ces mesures nous permet de remonter aux grandeurs qui nous intéressent plus particulièrement, c'est à dire les quatre paramètres de bruit : NF_{min}, R_n et Y_{opt}. Pour ce faire, un modèle équivalent de bruit à deux températures a été élaboré à partir de la mesure de bruit effectuée à la fréquence de 19 GHz. Dans ce modèle, la température de bruit T_{in} est fixée à la température ambiante T_a soit 300 K. Quant à la température de bruit T_{out} , son évolution en fonction de la densité de courant I_{ds} du transistor est donnée par la relation suivante :

$$T_{out} = T_{in} + 4.I_{ds} \tag{3.12}$$

Ids étant exprimé en mA/mm

On rappelle que les températures T_{in} et T_{out} sont indépendantes de la fréquence et de la largeur de grille du transistor. Par conséquent, nous pouvons déterminer par extrapolation les paramètres de bruit aux fréquences de 60 et 94 GHz. A titre d'exemple, nous présentons sur la figure III.9 les évolutions du facteur de bruit minimum NF_{min} et du gain associé G_{ass} à 94 GHz obtenus à partir de l'extrapolation du modèle de bruit déterminé à 19 GHz. Nous obtenons un facteur de bruit NF_{min} de 3 dB pour un gain associé G_{ass} de 5 dB pour une densité de courant I_{ds} de l'ordre de 100 mA/mm. Pour s'assurer de la validité du modèle de bruit aux fréquences millimétriques, des mesures complémentaires de F₅₀ et G₅₀ ont été effectuées à la fréquence de 94 GHz. Une comparaison entre la mesure et l'extrapolation de ces grandeurs est présentée sur la figure III.10 à la fréquence de 94 GHz. On constate un bon accord entre le modèle et la mesure aussi bien pour le facteur de bruit F₅₀ que pour le gain G₅₀. On peut cependant noter que le modèle sous-estime légèrement les performances du transistor avec un gain plus faible de l'ordre de 1 dB et un facteur de bruit plus important d'environ 0,8 dB. Nous pouvons donc espérer obtenir de meilleures performances que celles obtenues en simulation lors de la mesure des amplificateurs.



Figure III.9 : NF_{min} et G_{ass} à 94 GHz obtenus à partir de l'extrapolation du modèle bruit déterminé à 19 GHz (V_{ds} =1 V).



Figure III.10 : Comparaison du F₅₀ et G₅₀ mesurés et extrapolés à 94GHz.

III-5) Stabilisation des transistors

L'étude de la stabilité est un point important pour la conception de tout amplificateur. Le mauvais fonctionnement d'un amplificateur est généralement lié à la présence d'oscillations. Elles sont d'autant plus difficiles à détecter qu'elles apparaissent souvent en dehors de la bande de fréquences utiles de l'amplificateur. C'est pourquoi, il est nécessaire de rendre le circuit stable à toutes les fréquences.

a) Le critère de stabilité

Le facteur de stabilité k, encore appelé facteur de Rollet [32], est le critère le plus utilisé pour étudier la stabilité d'un quadripôle linéaire. Ce critère bien connu des concepteurs de circuits est présenté dans de nombreux ouvrages [33]. Nous en rappelons son expression ainsi que les conditions de stabilité :

$$k = \frac{1 - \left|S_{11}\right|^2 - \left|S_{22}\right|^2 + \left|S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}\right|^2}{2 \cdot \left|S_{12} \cdot S_{21}\right|}$$
(3.13)

Les conditions pour qu'un quadripôle soit inconditionnellement stable sont que :

-
$$k > 1$$
 (3.14)

$$- 1 - |S_{11}|^2 - |S_{12}.S_{21}| > 0$$
(3.15)

$$- 1 - |S_{22}|^2 - |S_{12}.S_{21}| > 0$$
(3.16)

Si toutefois ces conditions ne sont pas respectées, la stabilité est dite conditionnelle. Il est alors nécessaire d'étudier les cercles de stabilité du quadripôle. Ces cercles représentent les lieux des impédances d'entrée et de sortie qui entraînent une instabilité du système. Il est donc intéressant de concevoir l'amplificateur de manière à ce qu'il soit inconditionnellement stable pour toutes les fréquences. La première étape consiste donc à stabiliser, si nécessaire, le transistor dans sa bande utile de fréquences.

b) Les différents procédés de stabilisation

Les différentes configurations permettant de stabiliser un transistor sont présentées sur la figure III.11. L'objectif est de déplacer les cercles de stabilité par une modification des paramètres S du transistor.

Pour des applications faible bruit, les solutions basées sur l'utilisation de résistance intervenant dans la bande utile du circuit sont à écarter car elles dégradent le facteur de bruit. *Remarque* : Des réseaux R-C (résistance-capacité) permettront néanmoins de stabiliser l'amplificateur en dehors de la bande utile.

A notre connaissance, la solution la plus rencontrée dans les circuits intégrés millimétriques consiste à placer un tronçon de ligne sur chacun des accès de source du transistor (contre-réaction série). Une représentation de ce type de transistor est donnée sur la figure III.12.



Contre-réaction série.

Figure III.11 : Les différentes configurations pour stabiliser un transistor.

En première approximation et sous réserve que sa longueur L_{self} soit suffisamment faible devant la longueur d'onde guidée, ce tronçon de ligne peut être considéré comme une inductance de source supplémentaire L'_s. Cette inductance a pour effet de diminuer légèrement le facteur de bruit du transistor tout en réduisant son gain, ce qui entraîne une

remontée du coefficient de stabilité k (i.e équation $_{(3,13)}$). Elle permet également de rapprocher les adaptations optimums en bruit (Γ_{opt}) et en gain (Γ_{in}^{*}) du transistor.



Figure III.12 : Représentation d'un transistor en Π avec des inductances de source.

Afin d'illustrer ces propos, nous présentons sur la figure III.13 l'influence de la longueur de ligne L_{self} sur les paramètres NF_{min}, Rn, k et gain d'un transistor 2x25x0.1 μ m² à la fréquence de 94 GHz. Ce gain correspond au MAG (« Maximum Available Gain ») lorsque le transistor est stable, ou au MSG (« Maximum Stable Gain ») lorsque celui-ci est instable (k<1). Leurs expressions respectives sont données par les équations _(3.17) et _(3.18).

$$MAG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|} \cdot \left(k \pm \sqrt{k^2 - 1} \right)$$
(3.17)

$$MSG = \frac{|S_{21}|}{|S_{12}|}$$
(3.18)

Pour cette étude, nous avons utilisé le schéma équivalent petit signal du transistor présenté dans le tableau III.7, auquel nous avons inséré un tronçon de ligne coplanaire 50 Ω de longueur L_{self} sur les accès de source. Quant au modèle de bruit, nous avons fixé la

température T_{in} à 300 K et estimé la température T_{out} à 1270 K dans ces conditions de polarisation (V_{ds}=1 V et ids#240 mA/mm). Ce procédé de stabilisation permet de diminuer également la résistance de bruit R_n. Cette résistance définit l'effet de la désadaptation vis à vis de l'admittance optimale Y_{opt} sur le facteur de bruit. Plus sa valeur est importante, plus le facteur de bruit NF sera sensible à une variation de l'admittance Y_s présentée au transistor (i.e équation _(3.6)). Il est donc possible d'améliorer les pertes par réflexion en entrée du transistor tout en restant adapté au minimum de bruit. De même, on constate qu'il existe une valeur optimale de la self de source permettant d'obtenir le meilleur compromis entre le gain et la stabilité, de l'ordre de 70 µm pour cet exemple.



Figure III.13 : Influence de la longueur de self de source sur le gain, NF_{min}, R_n et k. (transistor nitrure $2x25x0.1 \ \mu m^2$ à V_{ds}=1 V, V_{gs}=0 V à la fréquence de 94 GHz)

c) Modélisation des transistors avec tronçons de ligne dans la source

L'introduction d'un tronçon de ligne sur chacun des accès de source du transistor doit être modélisée de façon précise. Dans un premier temps, nous avons extrait le schéma équivalent petit signal de transistors avec et sans tronçon de ligne sur les accès de source. Nous avons utilisé pour cela les composants de l'opération 10492 (technologie nitrure), réalisés à partir du masque 4AS (annexe A3-1). On rappelle que des tronçons de ligne, de longueur 50 ou 100 μ m, sont placés sur les accès de source de transistors de développements 2x15 μ m, 2x25 μ m et 2x35 μ m. Nous présentons dans le tableau III.14 les éléments du schéma équivalent des transistors : 2x35 μ m, 2x35_50 μ m et 2x35_100 μ m à V_{ds}=0.7 V et V_{gs}=0 V.

		Gm	Gd	Cgs	Cgd	Ri	τ
Туре	Techno	(mS/mm)	(mS/mm)	(fF/mm)	(fF/mm)	(ohm.mm)	(ps)
0.25	Sp	327.1	47.1	1314.3	214.3	0.98	0.22
2x35	Ар	291.4	42.8	1114.3	200	1.05	0.12
2x35_50	Sp	280	25.7	1157.1	171.1	1.17	0.4
	Ap	254.3	28.6	1100	185.2	1.23	0.38
2x35_100	Sp	278.6	28.6	1200	171.4	1.19	0.35
	Ар	244.3	42.8	1100	185.7	1.19	0.21

Eléments Intrinsèques

Eléments Extrinsèques

Туре	Techno	Rs ohm.mm	Rd ohm.mm	Rg ohm	Cpg fF	Cpd fF	Ls pH	Ld pH	Lg pH
	Sp	0.616	0.665	4.9	0	10	3	8	8
2835	Ap	0.686	0.756	8	0	9	2	2	2
0.05.50	Sp	0.651	0.756	4.9	0	6	10	19	21
2x35_50	Ар	0.686	0.756	6	0	8	12	11	11
2x35_100	Sp	0.686	0.756	4.9	0	6	17	24	24
	Ap	0.679	0.938	6.8	0	8	24	6	10

Tableau III.14 : Schéma équivalent de transistors en Π en technologie nitrure (OP10492). Avec/Sans tronçon de ligne dans la source, Avec/Sans ponts à air (Ap/Sp).

 $(V_{ds}=0.7 \text{ V}, V_{gs}=0 \text{ V}, 2x35x0.1 \ \mu\text{m}^2)$

Malheureusement, un problème d'ordre technologique a fortement dégradé la couche active des composants ce qui se traduit par des performances hyperfréquences bien inférieures à celles attendues pour ce type de structure (gm#300 mS/mm, F_c #39 GHz). Néanmoins, elle nous a permis de mettre en évidence la modification sensible des éléments extrinsèques L_g , L_d et L_s entre les deux types de transistors (avec/sans self de source).

Connaissant la valeur de l'inductance linéique de la ligne placée dans les sources des transistors (L=4,69.10⁷ H/m), nous pouvons estimer la valeur de l'inductance L'_s pour une longueur de 25 et 50 μ m (2 lignes de sources disposées en parallèle). Nous obtenons respectivement une inductance de 11,7 et 23,4 pH à comparer avec une inductance mesurée de 10 et 17 pH. Si l'augmentation de l'inductance de source L_s peut s'expliquer simplement par la présence des tronçons de ligne dans la source (inductance L'_s supplémentaire), il n'en est pas de même pour les inductances L_g et L_d. En effet, dans la mesure où les lignes d'accès de grille et de drain sont identiques pour tous les transistors (200 μ m ligne CPW 50 Ω), ces éléments sont supposés invariants avec la topologie du transistor pour un développement fixé. Seule une incertitude de positionnement des sondes hyperfréquences (±10 μ m) peut entraîner une variation de ces éléments (±5 pH). On observe en mesure une augmentation de 300% entre un transistor sans et avec une self de source de 100 μ m (8->24 pH).

Ce phénomène peut vraisemblablement s'expliquer par l'absence de ponts à air au niveau de la discontinuité formée par les deux lignes de sources. C'est pourquoi nous avons conçu deux niveaux de masquage supplémentaires sur le masque 4AS permettant de déposer des ponts à air sur ces transistors. La topologie des transistors avec ponts est présentée sur la figure III.15.



Figure III.15 : Représentation d'un transistor en Π avec inductances de source et ponts à air.

Après réalisation des ponts sur les composants précédents, nous avons extrait à nouveau un schéma équivalent petit signal. Les résultats sont présentés dans le tableau III.14. Hormis les inductances L_s , L_g et L_d , les éléments du schéma équivalent des transistors avec et sans pont sont comparables. La différence notable se situe au niveau de la valeur de l'inductance de source L_s des transistors. La présence des ponts à air nous permet d'atteindre des valeurs de L_s très proches de celles estimées à partir de l'inductance linéique des lignes coplanaires placées dans les sources.

Cette étude confirme la présence indispensable de ponts à air sur un transistor avec des tronçons de ligne sur les accès de source. Sa modélisation s'effectue alors simplement par l'ajout de deux tronçons de lignes coplanaires au schéma équivalent d'un transistor standard (sans aucune contre réaction). Afin d'illustrer ces propos, nous présentons sur les figures III.16 et III.17 les évolutions des paramètres S mesurés et simulés d'un transistor $2x35_100$ respectivement sans et avec ponts à air. Nous avons utilisé pour cela le schéma équivalent du transistor 2x35 avec pont auquel nous avons ajouté une ligne 50 Ω de longueur 100 μ m sur chaque source. On peut constater une parfaite adéquation entre la mesure et la modélisation du transistor avec ponts à air (figure III.17). Par contre, on observe une dispersion pour le

transistor sans pont et plus particulièrement sur les coefficients de réflexion S_{11} et S_{22} (figure III.16). Le décalage en phase de ces paramètres peut expliquer la valeur importante des inductance de grille L_g et de drain L_d obtenue lors de la détermination du schéma équivalent de ce transistor.

Remarque : cette étude a représenté une grande avancée sur le point technologique en vue de la réalisation des amplificateurs. En effet, elle a permis de vérifier la compatibilité entre les deux technologies développées séparément (éléments passifs et transistors) et ce, pour l'étape la plus critique qui est l'épaississement par électrolyse.



Figure III.16 : Evolution des paramètres S mesurés et simulés d'un transistor 2x35_100 sans pont à air (OP10492, V_{ds}=0.7 V, V_{gs}=0 V)

--- Mesures

..... Schéma équivalent transistor $2x35 + 2x100 \mu m$ lignes de sources


Figure III.17 : Evolution des paramètres S mesurés et simulés d'un transistor 2x35_100 avec ponts à air (OP10492, V_{ds}=0.7 V, V_{gs}=0 V)

Mesures

..... Schéma équivalent transistor $2x35 + 2x100 \ \mu m$ lignes de sources

III-6) Amplificateurs faible bruit millimétriques

A ce stade de l'étude, nous disposions de tous les éléments nécessaires à la conception d'amplificateurs faible bruit millimétriques. Nous présentons dans les paragraphes suivants la conception de LNA en technologie coplanaire basés sur la technologie 0.1 µm LM-HEMT sur substrat InP. Les différents circuits sont conçus à partir de notre bibliothèque de modèles d'éléments passifs développée dans le chapitre précédent ainsi que des modèles transistors que nous venons de présenter (schéma équivalent petit signal et modèle de bruit).

a) Amplificateurs simple étage en bande V et W

Afin d'acquérir les bases de conception de LNA aux fréquences millimétriques, nous avons entrepris la conception d'étages amplificateurs simple (1 étage) aux fréquences de 60 GHz et 94 GHz. Cette étude conduira à la réalisation technologique des réseaux d'entrée/sortie des amplificateurs. Une caractérisation hyperfréquences de ces mêmes réseaux permettra de valider les différents modèles d'éléments passifs pour des structures plus complexes.

- Choix du transistor

La conception d'un étage amplificateur consiste à déterminer les réseaux d'entrée Q_E et de sortie Q_s de manière à atteindre les spécifications demandées de l'amplificateur (figure III.18). Mais avant tout, il faut sélectionner le transistor en fonction de ses performances hyperfréquences : gain disponible, fréquences de coupure, propriétés de bruit... Pour cela, nous avons utilisé le modèle de transistor développé au laboratoire pour des applications faible bruit en ondes millimétriques : le transistor InP LM-HEMT 0.1 µm en Π en technologie nitrure déjà présenté dans le tableau III. ainsi que son modèle de bruit associé (i.e équation (3.12)).



Figure III.18 : Représentation schématique d'un amplificateur 1 étage.

Une bonne adaptation en bruit est incompatible avec une bonne adaptation en puissance. En effet, l'impédance Γ_s à présenter à l'entrée du transistor pour assurer un transfert de puissance maximum est différente de celle qui permet d'atteindre le minimum de bruit. Une adaptation en puissance ou en bruit sera réalisée dans les conditions suivantes :

- $\Gamma_s = \Gamma_{opt}$ et $\Gamma_L = \Gamma_{22}^*$ pour une adaptation en bruit.
- $\Gamma_s = \Gamma_{11}^*$ et $\Gamma_s = \Gamma_{22}^*$ pour une adaptation en puissance.

avec :
$$\Gamma_{11} = S_{11} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_L}{1 - S_{22} \cdot \Gamma_L}$$

$$- \Gamma_{22} = S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \Gamma_S}{1 - S_{11} \cdot \Gamma_S}$$
(3.19)
(3.20)

où les S_{ij} représentent les paramètres S du transistor.

Pour notre application, les réseaux d'adaptation sont optimisés de manière à ce que l'amplificateur présente un faible facteur de bruit NF (proche de NF_{min}) associé à un gain optimum (i.e $\Gamma_s \# \Gamma_{opt}$ et $\Gamma_L = \Gamma^*_{22}$).

Nous avons représenté, sur les figures III. 19 et III. 20, l'évolution du facteur de bruit minimum NF_{min} et le gain disponible du transistor aux fréquences respectives de 60 GHz et 94 GHz en fonction de la largeur W_t du transistor (V_{ds} =1 V, V_{gs} =0 V et 100 µm de ligne de sources). Ainsi, une largeur W_t minimale de 55 µm est nécessaire à 60 GHz pour assurer la stabilité du transistor. De même, on observe une valeur NF_{min} minimale pour une largeur W_t de 36 µm du transistor à 94 GHz. C'est pourquoi nous avons choisi respectivement une largeur de transistor de 70 µm et de 30 µm pour concevoir les amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz. Nous présentons les principales caractéristiques des transistors pour les deux largeurs en fonction de la fréquence sur les figures III.21 et III.22. Les performances hyperfréquences de ces transistors sont rassemblées dans le tableau III.23.

Fréquence	Transistor	NF _{min}	k>1	Gain disponible
60 GHz	2x35 μm	2.41 dB	F>52 GHz	10.44 dB
94 GHz	2x15 μm	3.3 dB	F>79 GHz	8.19 dB

Tableau III.23 : Caractéristiques des transistors aux fréquences de 60 GHz et 94 GHz. $(V_{ds}=1 \text{ V}, V_{gs}=0 \text{ V et 100 } \mu\text{m} \text{ de ligne de sources}).$



Figure III.19: Evolution de NF_{min} et du gain disponible du transistor à 60 GHz en fonction de la largeur Wt du transistor. (V_{ds} =1 V, V_{gs} =0 V et 100 µm de ligne de sources).







Figure III.21: Evolution de NF_{min}, k et du gain disponible du transistor (W_t =70 µm) en fonction de la fréquence. (V_{ds} =1 V, V_{gs} =0 V et 100 µm de ligne de sources).



Figure III.22: Evolution de NF_{min}, k et du gain disponible du transistor (W_t =30 µm) en fonction de la fréquence. (V_{ds} =1 V, V_{gs} =0 V et 100 µm de ligne de sources).

- Architecture des circuits

L'architecture des circuits est présentée sur la figure III.24 (LNA 60 GHz) et sur la figure III.25 (LNA 94 GHz). Les réseaux d'adaptation d'entrée/sortie assurent à la fois l'adaptation, la stabilisation et la polarisation du transistor. Chaque amplificateur est stabilisé dans toute la bande de fréquence (0.1-110 GHz) par la combinaison d'une inductance de source série et d'un circuit de compensation de type R-C (typiquement 50 Ω et 0.5 pF) dans le circuit de polarisation de grille. Un tronçon de ligne de source 50 Ω de longueur 100 μ m permet de stabiliser le transistor dans sa bande de fréquences utiles (voir paragraphe III-5-b). Les capacités C_{d1} et C_{d2} de l'ordre de 6 pF assurent quant à elles le découplage des alimentations de grille et de drain du transistor.

Seul le réseau de sortie diffère entre les deux amplificateurs. En effet, une adaptation en puissance de sortie acceptable ($|S_{22}| < -20 \text{ dB}$) peut être obtenue sans l'utilisation d'une ligne de compensation (« stub » d'adaptation en circuit ouvert) pour l'amplificateur à 94 GHz.

- Simulations linéaires des circuits

Nous présentons sur les figures III.26 et III.27 les résultats de simulations linéaires des amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz où les lignes en pointillés représentent une bande passante de 20 %. Comme indiqué sur ces figures, les amplificateurs sont conçus de manière à ce qu'ils présentent un facteur de bruit NF proche du minimum (NF_{min}) associé à un gain optimum (i.e $\Gamma_s \#\Gamma_{opt}$ et $\Gamma_L = \Gamma^*_{22}$). Les performances hyperfréquences sont résumées dans le tableau III.28.

LNA	Adaptation entrée	Adaptation sortie	Facteur de bruit NF	Gain associé Ga
60 GHz	-8.7 dB	-20.1 dB	2.71 dB	8.1 dB
94 GHz	-10.1 dB	-20.4 dB	3.68 dB	6.5 dB

Tableau III.28 : Résultats de simulations linéaires des amplificateurs.

On peut noter que les facteurs de bruit des circuits sont supérieurs d'environ 0.3 dB par rapport à ceux des transistor seuls (voir tableau III.23). Cette augmentation est attribuable aux



Figure III.24 : Architecture du LNA 60 GHz.



Figure III.25 : Architecture du LNA 94 GHz.



,



 $(V_{ds}=1 \text{ V}, V_{gs}=0 \text{ V}, W=70 \ \mu\text{m})$



,



 $(V_{ds}=1 \text{ V}, V_{gs}=0 \text{ V}, W=30 \ \mu\text{m})$

pertes induites dans le réseau d'adaptation d'entrée. Quant à la stabilité, les circuits sont parfaitement stables avec un coefficient de stabilité k>1 jusque 110 GHz.

Remarque : La pente observée sur le gain est significative d'un amplificateur 1 étage. En effet, il est impossible d'obtenir un gain plat dans la bande d'utilisation sans un deuxième étage permettant de redresser la pente du gain.

- Réalisation et caractérisation des réseaux

Cette étude a conduit à la réalisation technologique des réseaux d'adaptation d'entrée/sortie des circuits que nous venons de présenter de manière à valider la bibliothèque de modèles d'éléments passifs développée dans le chapitre II de ce mémoire. Nous avons conçu un nouveau masque de dispositifs coplanaires passifs (masque Corsaire) dont une représentation est donnée en annexe A3-2. En supplément des réseaux des circuits 1 étage, ce masque rassemble les éléments suivants :

- des dispositifs pour le laboratoire d'électronique et systèmes de télécommunications (LEST, Brest) : coupleurs, filtres large bande et bande étroite.
- une première version des réseaux d'adaptation d'entrée, d'inter-étage et de sortie des amplificateurs qui seront présentés dans le paragraphe suivant (conception Dassault Electronique).
- Des dispositifs complémentaires tels que des doubles « stub », des lignes coudées, des résistances, des capacités ...

Les paramètres S de chaque dispositif ont été mesurés dans la bande 0.5-110 GHz à partir d'un calibrage TRL de l'analyseur de réseaux. A titre d'exemples, nous présentons sur les figures III.29 à III.32 une comparaison entre la mesure et la simulation. Il s'agit des réseaux d'entrée et de sortie des amplificateurs 1 étage. Comme nous pouvons le constater sur ces figures, les différents modèles développés et présentés dans le chapitre II donnent des résultats très proches de la mesure pour des structures aussi complexes que des 'réseaux d'adaptation d'amplificateur.



Figure III.29 : Mesures et simulations linéaires du réseau d'adaptation d'entrée du LNA 1 étage 60 GHz large bande (circuit R60_1).

- ------ Mesures hyperfréquences
- ·········· Simulations



Figure III.30 : Mesures et simulations linéaires du réseau d'adaptation de sortie du LNA 1 étage 60 GHz large bande (circuit R60_3).

——— Mesures hyperfréquences

······ Simulations



Figure III.31 : Mesures et simulations linéaires du réseau d'adaptation d'entrée du LNA 1 étage 94 GHz large bande (circuit R94_1).

------ Mesures hyperfréquences

····· Simulations



Figure III.32 : Mesures et simulations linéaires du réseau d'adaptation de sortie du LNA 1 étage 94 GHz large bande (circuit R94_3).

------ Mesures hyperfréquences

····· Simulations

b) Amplificateurs deux étages en bande V et W

Les amplificateurs ont été conçus par la société Dassault Electronique à partir de notre bibliothèque d'éléments passifs et des schémas équivalents petits signaux des transistors associés à leur modèle de bruit. Pour cette raison, nous présentons les résultats de simulation mais ne détaillons pas la méthodologie employée pour la conception des circuits. Nous décrivons les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation des circuits et présentons les résultats de mesures effectuées au sein du laboratoire (mesures de paramètres S et mesures de bruit).

- Architectures des circuits

L'architecture des amplificateurs à 60 et 94 GHz est représentée respectivement sur les figures III.33 et III.34. Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, les tronçons de ligne placés dans les sources des transistors assurent la stabilité des transistors dans la bande utile. Les circuits de compensation (cellule R-C) ont pour but de stabiliser chaque transistor en dehors de la bande de travail et plus spécialement aux basses fréquences. En plus d'assurer la polarisation des transistors, les lignes de polarisations servent également d'éléments d'adaptation. On peut noter que chaque transistor de l'amplificateur est polarisé par son propre circuit.



,

Figure III.33 : Architecture du LNA 60 GHz.



Figure III.34 : Architecture du LNA 94 GHz.

- Résultats de conception des amplificateurs

La conception des circuits amplificateurs a été réalisée à partir du schéma équivalent du transistor 2x25 µm non dénitruré présenté dans le tableau III.7. Trois versions ont été réalisées pour chacun des amplificateurs. Bien que leur architecture soit identique, les différentes versions se différencient au niveau du type de mesures (mesures sous pointes ou en boîtier) ainsi que les types de modèles d'éléments passifs utilisés. Ces différences sont résumées dans le tableau III.35.

	Numéro Version	Dimensions	Mesures	Modèle passif	Modèle actif
	0758-214-000	1367x1553 µm ²	Sous pointes	IEMN	
	0758-214-001	1360x1540 μm ²	Sous pointes	Libra/Sonnet	
60 GHz	0758-214-002	1723x1768 μm ²	En boîtier	IEMN	
X N 4	0758-215-000	1771x1426 μm ²	Sous pointes	IEMN	IEMN
	0758-215-001	1673x1426 μm ²	Sous pointes	Libra	
94 GHZ	0758-215-002	2143x1426 μm ²	En boîtier	IEMN	

Tableau III.35 : Les différentes versions d'amplificateurs réalisées.

Le développement de grille ainsi que la polarisation de chaque transistor ont été choisis de manière à obtenir le meilleur compromis possible entre le facteur de bruit et le gain de l'amplificateur. Le développement de grille ainsi que la longueur des lignes de sources de chaque transistor sont rassemblés dans le tableau III.36. Les conditions de polarisation de chaque étage sont :

- $V_{ds}=1$ V et $V_{gs}=-0.1$ V pour la technologie nitrure.
- $V_{ds}=1$ V et $V_{gs}=-0.2$ V pour la technologie bicouche.

	TEC 1 TEC 2						
	Développement	Lignes de sources	Développement	Lignes de sources			
LNA 60 GHz	2x30 µm	50 Ω 100 μm	2x20 μm	50 Ω 100 μm			
LNA 94 GHz	2x15 μm	50 Ω 150 μm	2x15 μm	50 Ω 150 μm			

Tableau III.36 : Développement et longueur des lignes de sources des transistors desamplificateurs à 60 et 94 GHz.

Les résultats de simulations linéaires sont comparés pour les différentes technologies de transistors développées au laboratoire par V. Hoel et P. Chevalier, à savoir :

- transistor nitrure non dénitruré (utilisé pour la conception)
- transistor nitrure dénitruré en fin de process par plasma d'hexafluorure de soufre (SF₆). L'intérêt de cette gravure est de réduire les éléments parasites introduits par la couche de nitrure de 800 Å.
- transistor bicouche

Nous présentons sur les figures III.37 et III.38 une comparaison des performances hyperfréquences de l'amplificateur à 60 GHz (circuit 0758-214-000). Les performances de l'amplificateur à 94 GHz (circuit 0758-215-000) sont présentées quant à elles sur les figures III.39 et III.40. Ces circuits sont inconditionnellement stables avec un coefficient de stabilité k supérieur à 2 dans toute la bande 0.5-110 GHz. Les résultats de simulations comparés aux objectifs fixés dans le cahier des charges des amplificateurs sont résumés dans le tableau III.41.

	Objec	Objectifs		Transistors Nitrurés		Transistors Dénitrurés		Transistors bicouche	
	LNA 60	LNA 94	LNA 60	LNA 94	LNA 60	LNA 94	LNA 60	LNA 94	
Adaptation Entrée	< - 9.6 dB	< -9.6 dB	<-11 dB	< -10 dB	< -13 dB	< -9.3 dB	< -12 dB	< -11 dB	
Adaptation Sortie	< -9.6 dB	< - 9.6 dB	<-16 dB	< -18 dB	< -19 dB	< - 11 dB	< -19 dB	< -11 dB	
Facteur de bruit	< 3 dB	< 3,5 dB	2.9 dB	3.9 dB	2.6 dB	3.5 dB	1.8 dB	2.4 dB	
Gain	> 14 dB	> 10 dB	> 14 dB	9.5 dB	> 15 dB	> 11 dB	> 16 dB	> 11 dB	

Tableau III.41 : Performances obtenues en simulation des amplificateurs à 60 et 94 GHz.

Les performances obtenues en simulation sont en accord avec les objectifs demandés. Seul le facteur de bruit est légèrement en retrait par rapport aux spécifications de l'amplificateur à 94 GHz. En effet, le gain de ce circuit peut atteindre 10 dB en polarisant le second étage à une tension V_{gs} de 0 V, sans pour autant dégrader le facteur de bruit ou encore l'adaptation entrée/sortie. Quel que soit le circuit, les meilleures performances sont obtenues pour la technologie bicouche. En effet, cette technologie nous permet de réduire le facteur de bruit NF de l'ordre de 1 dB par rapport aux deux autres technologies (nitrurés et dénitrurés) pour un gain sensiblement identique. Cette différence s'explique par le fait que la résistance



métallique de grille R_m des transistor bicouche est deux fois plus faible que celle du transistor nitrure.

,











,



Figure III.39 : Simulations linéaires du LNA 94 GHz bande étroite (circuit 0758-215-000).

Transistors non dénitrurés
 Transistors dénitrurés
 Transistors bicouche



Figure III.40 : Simulations linéaires du LNA 94 GHz large bande (circuit 0758-215-000).

- Transistors non dénitrurés
 Transistors dénitrurés
- Transistors bicouche

- Le masque Mistral

Un masque spécifique, appelé Mistral, a été conçu afin de réaliser les différents amplificateurs. Une représentation du champ unitaire de ce masque est donnée sur la figure III.42. La disposition a été optimisée de manière à obtenir un maximum d'amplificateurs sur un substrat de 2 pouces (3x5 champs pour un encombrement total de 32.4x29.25 mm²).



Figure III.42 : Représentation du champ unitaire du masque Mistral.

Ce champ rassemble les modules suivants :

- deux modules amplificateur 60 GHz (0758-214-000)
- deux modules amplificateur 60 GHz (0758-214-001)
- un module amplificateur 60 GHz version boîtier (0758-214-002)
- deux modules amplificateur 94 GHz (0758-215-000)
- deux modules amplificateur 94 GHz (0758-215-001)
- un module amplificateur 94 GHz version boîtier (0758-215-002)
- un module de tests contenant les marques d'alignement ainsi que des dispositifs de test (passif et actif).
- un module de lignes coplanaires nécessaires au calibrage de type TRL de l'analyseur de réseaux en bandes V et W (identique à celui présenté dans la section II-5-b).

Une représentation plus détaillée de chacun de ces modules est présentée en annexe A3-3.

- Les différents niveaux de masquage

Avant tout, il faut souligner qu'il s'agit de la première réalisation de circuits intégrés monolithiques en bandes V et W au laboratoire. Bien que les technologies active et passive aient montré de bon résultats en terme de rendement et de reproductibilité, la difficulté consiste à combiner les deux technologies. En effet, il nous faut associer la technologie des transistors à celle des éléments passifs qui, on le rappelle, ont été développées séparément. Le procédé de fabrication des circuits a donc été déterminé en collaboration avec V. Hoel. Il se compose de quinze niveaux de masquage rassemblés dans le tableau III.43.

Niveau	Description	Lithographie	Etape
0	Découpage masqueur		commune
1	Marques alignement masqueur	Electronique	commune
2	Petit Mésa	Optique	transistor
3	Grand Mésa	Optique	transistor
4	Contact Ohmique	ntact Ohmique Electronique	
5	Electrodes inférieures capacité MIM	Optique	passif
6	Epaississement transistor	Optique	transistor
7	Pied de grille	Electronique	transistor
8	Haut de grille	Electronique	transistor
9	Diélectrique capacité MIM (nitrure)	Optique	passif
10	Résistance métallique	Optique	passif
11	1 ^{er} niveau ligne coplanaire	Optique	passif
12	Electrolyse ligne coplanaire	Optique	passif
13	Pilier pont à air	Optique	passif
14	Tablier pont à air	Optique	passif
15	Diélectrique capacité MIM (bicouche)	Optique	passif

Tableau III.43 : Les différentes étapes technologiques pour la réalisation des circuits.

Lors des premières réalisations, nous avons été confrontés à un problème de gravure du buffer InAlAs de la structure épitaxiée. En effet, lors de la gravure chimique du film métallique de nickel nécessaire à l'électrolyse (5 HNO₃:5 CH₃COOH :2 H₂SO₄), nous avons observé une gravure de la composante aluminium du buffer. Comme le montre la figure III.44, il en résulte une importante sous gravure de la couche en dessous de la résine de protection (Niveau 11), ce qui a pour effet de décoller les métallisations (résistances, capacités) et de graver superficiellement la couche composant sur laquelle la grille est déposée.



Figure III.44 : Gravure du buffer InAlAs lors de l'attaque chimique du film de nickel.

Afin d'éviter ce phénomène, il nous fallait donc déposer les lignes coplanaires directement sur le substrat InP par une gravure totale du buffer InAlAs lors de la réalisation du mésa. Toutefois, une descente de grille de plus de 3000 Å (épaisseur de la couche tampon) n'est pas envisageable pour des raisons de tenue mécanique. C'est pourquoi nous avons ajouté un niveau de masquage supplémentaire permettant la réalisation d'un double mésa.

c) Mesures des performances des amplificateurs 2 étages

Nous présentons les résultats de mesures hyperfréquences des amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz réalisés en technologie nitrure (OP10549). Ces circuits ont été réalisés par B. Grimbert dans la centrale de technologie de l'IEMN. Après avoir réalisé ces premiers circuits, nous avons rencontré des problèmes de tenue de résine dans la solution d'attaque utilisée pour graver le film métallique de nickel nécessaire à l'électrolyse. Pour des raisons encore inexpliquées, la solution utilisée jusqu'à présent entraîne une dissolution de la résine de protection (niveau 11). Ces problèmes technologiques ne nous ont malheureusement pas permis à ce jour, de réaliser et de caractériser des amplificateurs utilisant la technologie bicouche. Des travaux sont en cours afin d'apporter des solutions au problème rencontré : essais de nouvelles solutions d'attaque chimique du nickel et modifications de certains niveaux de masquage pour réaliser les circuits sur une couche de nitrure.

- mesures des paramètres S

Les paramètres S des circuits ont été mesurés en bandes V et W à partir d'un calibrage de type TRL de l'analyseur de réseaux, réalisé à partir des motifs de calibrage présents sur la plaquette (figure II.19). Un délai temporel de 1,68 ps a été retranché de manière à ramener les plans de mesure dans le plan des sondes hyperfréquences. La polarisation des circuits est assurée par des pointes à aiguilles découplées à 8 contacts du type SMSMSMSM (S : Signal, M : Masse). Cette sonde de polarisation utilise du câble coaxial avec des connecteurs BNC de manière à écarter tout risque d'oscillation des circuits lors de la mesure hyperfréquence.

Etant donné les faibles largeurs de transistors utilisés (i.e tableau III.36), nous avons du placer un atténuateur sur le port d'entrée (S_{11}) afin d'éviter la compression des amplificateurs. En effet, il nous est impossible de modifier la puissance délivrée en sortie des ports d'excitation sur l'analyseur de réseaux millimétrique (P_s =-5,5 dBm). Ainsi, la valeur de l'atténuation est de 25 dB et 15 dB pour les mesures en bandes V et W respectivement. Toutefois, si cet atténuateur nous permet de mesurer le gain en régime linéaire ainsi que le coefficient de réflexion en sortie, la mesure du coefficient de réflexion en entrée n'est alors pas significative (i.e figure III.50 et III.51). La mesure du coefficient S₁₁ pour une valeur d'atténuation nulle ne serait d'ailleurs guère plus précise puisque les amplificateurs fonctionnent en compression.

- mesures de bruit

En complément de l'analyseur de réseaux vectoriel millimétrique, nous disposons au laboratoire de deux récepteurs de bruit à 60 GHz et 94 GHz adaptés aux stations de mesures sous pointes. Une représentation schématique du banc de mesures de bruit est donnée sur la figure III.45. Il se compose :

- de mélangeurs doublement équilibrés avec des isolateurs sur les accès RF et OL.
- d'oscillateurs locaux à diodes « Gunn ».
- d'un mesureur de bruit HP8970B
- des amplificateurs faible bruit

La mesure est effectuée en double bande avec une fréquence intermédiaire de l'ordre de 30 MHz. Les connexions entre les dispositifs de bruit et le dispositif sous test (plans A-C et D-B) sont réalisées à l'aide de guides rigides en standard WR15 et WR10 respectivement pour les bandes V et W sur lesquels sont montées les sondes hyperfréquences.



Figure III.45 : Représentation schématique du banc de mesures de bruit sous pointes.

La première étape pour la mesure du facteur de bruit du circuit consiste à calibrer le banc de mesure de bruit. Pour cela, on connecte la source de bruit directement dans le plan de référence B. Les plans A et B représentent alors les plans de référence de la mesure de bruit. La détermination du facteur de bruit du dispositif sous test (plans C-D) est basée sur la formule de Friis. L'expression du facteur de bruit NF d'un système en cascade est donnée par la relation suivante :

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{Ga_1} + \frac{NF_3 - 1}{Ga_1 \cdot Ga_2} + \dots$$
(3.21)

où NF_i et Ga_i représentent le facteur de bruit et le gain disponible du i^{ème} étage.

D'après la représentation du banc donnée sur la figure III.46, le facteur de bruit NF_{mes} de la chaîne totale (plans A-B) s'écrit :

$$NF_{mes} = NF_1 + \frac{NF_{DUT} - 1}{Ga_1} + \frac{NF_2 - 1}{Ga_1 \cdot G_{DUT}}$$
(3.22)

avec
$$NF_1 = \frac{1}{Ga_1}$$
 (3.23)

$$NF_2 = \frac{1}{Ga_2} \tag{3.24}$$

De ces trois dernières équations, nous en déduisons l'expression du facteur de bruit NF_{DUT} du dispositif sous test :

$$NF_{DUT} = Ga_1 \left[NF_{mes} - \frac{1 - Ga_2}{Ga_1 \cdot G_{DUT} \cdot Ga_2} \right]$$
(3.25)



Figure III.46 : Le banc de mesure de bruit.

La détermination du facteur de bruit NF_{DUT} (i.e équation (3.25)) nécessite au préalable la mesure des gains disponibles Ga₁ et Ga₂ des quadripôles d'accès et G_{DUT} du dispositif sous test. Ils sont déterminés à partir de la mesure de paramètres S de chacun de ces quadripôles. On rappelle l'expression du gain disponible d'un quadripôle :



Soient :

- [ENT] la matrice de mesure de paramètres S du quadripôle Accès 1
- [SOR] la matrice de mesure de paramètres S du quadripôle Accès 2
- [DUT] la matrice de mesure de paramètres S du dispositif sous test

les différents gains ont alors pour expressions :

gain disponible Ga1

$$Ga_{1} = \frac{\left|ENT_{21}\right|^{2}}{\left(1 - \left|ENT_{22}\right|^{2}\right)}$$
(3.28)

$$G_{DUT} = \frac{\left| DUT_{21} \right|^2 \left(1 - \left| ENT_{22} \right|^2 \right)}{\left| 1 - DUT_{11} \cdot ENT_{22} \right|^2 \left(1 - \left| DUT_{22} \right|^2 \right)}$$
(3.29)

avec
$$DUT'_{22} = DUT_{22} + \frac{DUT_{12} \cdot DUT_{21} \cdot ENT_{22}}{1 - DUT_{11} \cdot ENT_{22}}$$
 (3.30)

gain disponible Ga2

$$Ga_{2} = \frac{|SOR_{21}|^{2} \left(1 - |DUT_{22}'|^{2}\right)}{\left|1 - SOR_{11} DUT_{22}'\right|^{2} \left(1 - |SOR_{22}'|^{2}\right)}$$
(3.31)

avec
$$SOR'_{22} = SOR_{22} + \frac{SOR_{12} \cdot SOR_{21} \cdot DUT'_{22}}{1 - SOR_{11} \cdot DUT'_{22}}$$
 (3.32)

Les performances mesurées des amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz en terme de facteur de bruit NF et de gain associé G_a sont présentées respectivement sur les figures III.47 et III.48 en fonction de la polarisation. Les meilleures performances obtenues sont rassemblées dans le tableau III.49.

LNA	Facteur de bruit NF	Gain associé G _a
60 GHz	4.0 dB	14.4 dB
94 GHz	3.3 dB	11.9 dB

Tableau III.49 : Meilleures performances mesurées des amplificateurs à 60 GHz et 94 GHz.

Les résultats obtenus pour l'amplificateur à 94 GHz montrent bien que les transistors sont capables d'atteindre les performances souhaitées avec un facteur de bruit de 3.3 dB pour un gain associé de 11.9 dB. Seul l'amplificateur à 60 GHz se trouve légèrement en retrait des spécifications du cahier des charges avec un facteur de bruit mesuré supérieur de 1 dB par rapport à la simulation. On rappelle que le transistor du premier étage du LNA 60 GHz possède un développement W_t de 60 μ m, soit le double de celui du LNA 94 GHz. Sachant que le modèle de bruit dépend de la densité de courant I_{ds} du transistor (donc du développement), ce décalage peut vraisemblablement s'expliquer par une sous-estimation de la température équivalent de bruit T_{out} (i.e équation (3.12)).

Nous comparons sur la figure III.50 les performances mesurées et simulées des amplificateurs 60 GHz (version 0758-214-000) et celles des amplificateurs 94 GHz (version 0758-215-000) sur la figure III.51. Comme nous pouvons le constater sur ces figures, la simulation (résultats de conception) est légèrement en retrait par rapport aux mesures.

Deux raisons permettent d'apporter une explication à ce décalage. D'une part, les circuits ont été conçus bien avant la conception du masque MISTRAL en tenant compte d'une épaisseur de 1000 Å de nitrure pour la réalisation des capacités MIM (modèles extraits de la bibliothèque d'éléments passifs). Toutefois, il nous a paru intéressant d'utiliser la couche de 800 Å de nitrure nécessaire à la définition du pied de grille comme couche diélectrique pour la réalisations des capacités. On supprime ainsi des étapes technologiques supplémentaires dans le procédé de fabrication pouvant apporter une détérioration des composants (gravure des 800 Å et dépôt/gravure de 1000 Å). D'autre part, les variations technologiques existent dans tout procédé de fabrication de circuits intégrés. C'est pourquoi nous avons inséré des éléments passifs et actif dans le champ test du masque.



Figure III.47 : Facteur de bruit NF et gain associé G_a des amplificateurs à 60 GHz, toutes versions confondues et pour différentes polarisations.



Figure III.48 : Facteur de bruit NF et gain associé G_a des amplificateurs à 94 GHz, toutes versions confondues et pour différentes polarisations.



Figure III.50 : Mesures, Simulations et Post-simulations linéaires du LNA 60 GHz large

bande (circuit 0758-214-000).

- ------ Mesures hyperfréquences
- ····· Simulations
- – Post-simulations



Figure III.51 : Mesures, Simulations et Post-simulations linéaires du LNA 94 GHz large

bande (circuit 0758-215-000).

- Mesures hyperfréquences
- ······ Simulations
- – Post-simulations

Nous comparons dans le tableau III.52 les éléments du schéma équivalent petit signal du transistor du champ test (OP10549) à ceux du transistor utilisé pour la conception (OP10436). Le schéma équivalent du transistor test (OP10549) a été déterminé à partir d'un calibrage LRM de l'analyseur de réseaux sur lequel un délai temporel de 1,4 ps a été ajouté sur chacun des ports (figure III.53). Ce délai s'avère insuffisant pour s'approcher des plans de référence du transistor utilisé pour la conception (accès de ligne coplanaire 50 Ω résiduel d'une longueur estimée à 35 μ m). Ceci explique les valeurs plus importantes des éléments extrinsèques de ce transistor.



Figure III.53 : Le transistor test du masque Mistral et ses plans de références.

Remarque : on peut noter que la présence des ponts à air sur le transistor test permet d'obtenir une valeur d'inductance de source L_s très proche de la valeur correspondante à 100 μ m de ligne placée dans les sources : 22 pH mesurée pour une valeur théorique de 24 pH (voir paragraphe III-5-c).

Après la caractérisation et la modélisation des éléments tests du masque Mistral (transistor, résistance et capacité), nous avons effectué une post-simulation des circuits (figure III.50 et III.51). Nous pouvons constater cette fois un très bon accord entre la mesure et la

simulation, spécialement pour l'amplificateur à 94 GHz. Pour compléter cette étude, il serait donc intéressant de caractériser le transistor test en bruit de manière à définir un nouveau modèle de bruit.

77						<u></u>	
Vgs	lds	Gm	Gd	Cgs	Cgd	Ri	τ
V	(mA/mm)	(mS/mm)	(mS/mm)	(fF/mm)	(fF/mm)	(ohm.mm)	(ps)
0.4	1,6	41,6	8,2	310	191,6		0,1
-0,4	0.92	2	0.02	348	202.4	0.72	0,4
0.2	19	312	28,8	482	170,4		0,1
-0,3	1.67	24.2	1.7	398	190	0.56	0.5
-0,2	64	718	52,2	640	149,6	0,76	0,1
	10.4	209.2	13.4	566	170	0.38	0.4
	144	1108	68	750	135,6	0,65	0,1
-0,1	49.2	686	37.4	826	139.4	0.3	0.2
0.0	242	1356	76	818	128,6	0,58	0,1
0,0	128.6	1188	53	1004	121.4	0.24	0.07
0.4	342	1430	82	848	126,6	0,55	0,1
0,1	235.4	1524	63.2	1125	108.2	0.22	0.03
0.0	432	1330	90	862	129,6	0,54	0,1
0,2	348.3	1600	64.6	1170.6	102.4	0.23	0.0
0.2	498	1114	108	884	137,6	0,57	0,1
0,3	453	1482	67.8	1176	101.6	0.26	0.0

Eléments Extrinsèques										
Rs ohm.mm	Rd ohm.mm	Rg ohm	Rm ohm/mm	Cpg fF	Cpd fF	Ls pH	Ld pH	Ĺg pH		
0,275	0,28	2,3	552	2	13	2	25	25		
0,23	0,27	8	1920	3	16	22	30	30		

Tableau III.52 : Schémas équivalents des transistors en Π en technologie nitrure.

- OP10436 : V_{ds} =1 V, 2x25x0.1 μm^2 .

- OP10549 : V_ds=1 V, 2x25x0.1 μm^2 avec selfs de sources de 100 $\mu m.$

III-7) <u>Conclusions</u>

Ce chapitre a été entièrement dédié à la conception, la réalisation et la mesure des performances hyperfréquences d'amplificateurs faible bruit millimétriques en technologie MMIC sur substrat InP. Il faut souligner qu'il s'agit de la première réalisation au laboratoire de circuits intégrés monolithiques en bandes V et W. Les procédés de fabrication ne sont donc pas figés pour le moment. Bien que la filière InP de l'IEMN reste une technologie expérimentale, des résultats très encourageants ont été obtenus en technologie nitrure avec la mesure d'un facteur de bruit de 3,3 dB pour un gain associé de 11,9 dB à 94 GHz. Des problèmes technologiques ne nous ont malheureusement pas permis à ce jour, de réaliser et de caractériser des amplificateurs utilisant la technologie bicouche mais des travaux sont en cours afin d'apporter des solutions aux problèmes rencontrés. En effet, cette technologie devrait nous permettre d'améliorer le facteur de bruit des circuits d'environ 1 dB.

La réalisation suivie de la mesure des paramètres S jusque 110 GHz des réseaux d'adaptation des amplificateurs nous aura permis de valider la bibliothèque de modèles d'éléments passifs coplanaire développée dans le chapitre précédent.

Les circuits réalisés dans le cadre de ce mémoire constituent l'une des premières réalisations de LNA millimétriques en technologie coplanaire basés sur une technologie 0.1 μ m LM-HEMT sur InP. Ce travail ouvre de nouvelles perspectives pour la technologie InP au sein de notre laboratoire. En effet, nous pouvons envisager la réalisation de nouvelles fonctions rencontrées dans les circuits intégrés millimétriques telles que des oscillateurs, des mélangeurs... De même, les performances des transistors laissent présager des applications à des fréquences plus élevées : bande D (110-170 GHz).
BIBLIOGRAPHIE CHAPITRE III

[1] V. Hoel

^cConception, réalisation et caractérisation de transistors à effet de champ à hétérojonction sur substrat d'InP pour circuits intégrés coplanaires en bandes V et W' Thèse de doctorat, Université de Lille, Décembre 1998

[2] P. Chevalier

'Conception et réalisation de transistors à effet de champ de la filière AlInAs/GaInAs sur substrat InP. Application à l'amplification faible bruit en ondes millimétriques' Thèse de doctorat, Université de Lille, Novembre 1998

[3] A. Bessemoulin

'Contribution à la modélisation de structures coplanaires en technologie monolithique' Thèse de doctorat, Université de Paris VI, Septembre 1998

[4] H. Wang, K. Tan, G. S. Dow, J. Berenz, G. Garske, P. Rodgers and G. Hayashibara 'State-of-the-Art low noise performance of 94 GHz Monolithic amplifiers using 0.1 μm InGaAs/GaAs pseudomorphic HEMT technology' IEEE International Electron Devices Meeting Digest, pp.939-942, 1991

[5] H. Wang, G. S. Dow, K. Tan, J. Berenz, T. N. Ton, T. S. Lin, P. Liu, D.Streit, P. D. Chow, and B. Allen

'A high performance W-Band monolithic pseudomorphic InGaAs HEMT LNA' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.943-946, Boston, June 1991

[6] H. Wang, T. N. Ton, K. Tan, G. S. Dow, T. H. Chen, K. W. Chang, and J. Berenz 'A ultra low noise W-Band Monolithic Three-Stage amplifier using 0.1 μm pseudomorphic InGaAs/GaAs HEMT Technology' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.803-806, Albuquerque, June 1992

[7] G. S. Dow, T. N. Ton, H. Wang, D. C. W. Lo, W. Lam, B. Allen, K. Tan, J. Berenz, L. Yujiri, M. Mussetto, and P. Lee

'W-band MMIC direct detection receiver for imaging system' I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.163-166, 1993

[8] M. Schlechtweg et al.

'Design and characterization of high performance 60 GHz pseudomorphic MODFET LNAs in CPW-technology based on accurate S-parameter and noise models' IEEE-M.T.T, vol.40, n°12, pp.2445-2451, December 1992

[9] M. Schlechtweg, W.H. Haydl, A. Bangert, J. Braunstein, P. J. Tasker, L. Verweyen, H. Massler, W. Bronner, A. Hülsmann and K. Köhler 'Coplanar Millimeter-wave IC's for W-Band applications using 0.15 μm pseudomorphic MODFET's'

IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol.31, n°10, pp.1426-1433, October 1996

 [10] T. N. Ton et al.
 'W-band monolithic pseudomorphic AlGaAs/InGaAs/GaAs HEMT CBCPW LNA' Electronics Letters, vol.29, n°20, pp.1804-1805, September 1993

[11] H. Wang et al.
'High performance W-band monolithic pseudomorphic InGaAs HEMT LNA's and design/analysis methodology'
IEEE-M.T.T, vol.40, n°3, pp.417-428, March 1992

[12] R. T. Webster, A. J. Slobodnik, and G. A. Roberts
'Monolithic InP HEMT V-Band low noise Amplifier'
IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.2, n°6, pp.236-238, June 1992

[13] R. Isobe, C. Wong, A. Potter, L. Tran, M. Delaney, R. Rhodes, D. Jang, L. Nguyen, and M. Le

'Q- and V-Band MMIC chip set using 0.1 μm millimeter-wave low noise InP HEMTs' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.1133-1136, 1995

[14] K. H. Duh et al.

'High-performance InP-based HEMT millimeter-wave low-noise amplifiers' I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.805-808, 1989

[15] E. Sovero et al.

²62 GHz monolithic multistage indium phosphide-based HEMT amplifier² IEEE GaAs IC symposium Digest, New Orleans (USA), October 7-10, 1990, pp.169-171

[16] R. Lai

'A high performance and low DC power V-band MMIC LNA using 0.1 μm InGaAs/InAlAs/InP HEMT technology' IEEE Microwave and Guided Wave Letters, vol.3, n°12, pp.447-449, June 1993

[17] H. Wang, G. I. Ng, R. Lai, Y. Hwang, D. C. W. Lo, R. Dia, A. Freudenthal and T. Block 'Fully passivated W-band InAlAs/InGaAs/InP monolithic low noise amplifiers' IEE Proc. Microw. Antennas Propag., vol.143, n°5, October 1996

[18] P. D. Chow et al.'Ultra noise high gain W-band InP-based HEMT downconverter'I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., Boston (USA), pp.1041-1044, 1991

[19] P. D. Chow et al.
'W-band and D-band low noise amplifiers using 0.1 micron pseudomorphic InAlAs/InGaAs/InP HEMTs'
I.E.E.E., M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., Albuquerque (USA), pp.807-810, 1992

[20] H. Wang et al.

'A monolithic W-band three stage LNA using 0.1 µm InAlAs/InGaAs/InP HEMT technology'

I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.519-522, 1993

[21] G. Dambrine, A. Cappy, F. Héliodore, E. Playez'A new method for determining the FET small signal equivalent circuit'IEEE Trans. Microwave Theory Tech., vol.36, n°7, pp.1151-1159, July 1988

[22] A. Van Der Ziel'Thermal noise in field-effect transistors'Proc. Of the IRE, vol.50, pp.1808-1812, August 1962

[23] R. A. Pucel, H. A. Haus'Signal and noise properties of gallium arsenide microwave field effect transistors'In advances in electronics and electron physics, vol.38, New-York academic press, pp.195-265, 1975

[24] A. Cappy'Noise modeling and measurement techniques'Invited paper, IEEE-MTT, vol.36, n°1, pp.1-10, January 1988

[25] M. W. Pospieszalski
'Modeling of noise parameters of MESFET's and MODFET's and their frequency and temperature dependence'
IEEE-M.T.T, vol.37, n°9, pp.1340-1350, September 1989

[26] G. Dambrine, H. Happy, F. Danneville, A. Cappy 'A new method for on-wafer noise measurement' IEEE-M.T.T, vol.41, n°3, pp.375-381, March 1993

[27] B. Hughes'A temperature noise model for extrinsic FETs'IEEE-M.T.T, vol.40, n°9, pp.1821-1832, September 1992

[28] G. Dambrine

'Caractérisation des composants hyperfréquences en régime de fonctionnement linéaire' Rapport pour l'obtention du diplôme d'Habilitation à Diriger des Recherches en Sciences Université de Lille, Janvier 1996

[29] J. M. Belquin'Développement de bancs de mesures et de modèles de bruit de HEMT pour la conception de circuits faible bruit en gamme d'ondes millimétriques'Thèse de doctorat, Université de Lille, Mars 1997

[30] G. Dambrine, A. Cappy'A new method for on-wafer high frequency noise measurement of FET's'I.E.E.E, M.T.T-S Int. Microwave Symp. Dig., pp.169-172, Boston, June 1991

[31] P. J. Tasker, W. Reiner, B. Hughes, J. Braunstein, M. Schlechtweg 'Transistor noise parameter extraction using a 50 Ω measurement system' IEEE-M.T.T-S, pp.1251-1254, 1993 [32] Rollet

'Stability and power gain invariant of linear two ports' IRE Transactions on Circuit Theory, vol.ct9, pp.29-32, March 1962

[33] G. D. Vendelin, A. M. Pavio and U. L. Rohde 'Microwave Circuit Design using Linear and Nonlinear Techniques' Wiley-Interscience Publication, John Wiley & Sons

ANNEXES CHAPITRE III

A3-1) Le masque 4AS

A3-2) Le masque Corsaire

A3-3) Le masque Mistral

- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-000)
- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-001)
- Module amplificateur 60 GHz (0758-214-002)
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-000)
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-001)
- Module amplificateur 94 GHz (0758-215-002)
- Champ test



A3-1) Le masque 4AS

A3-2) Le masque Corsaire



A3-3) Le masque Mistral

Module amplificateur 60 GHz (0758-214-000)



Module amplificateur 60 GHz (0758-214-001)



Module amplificateur 60 GHz (0758-214-002)







Module amplificateur 94 GHz (0758-215-001)





Module amplificateur 94 GHz (0758-215-002)





CONCLUSION GENERALE

ET

PERSPECTIVES

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Ce travail de thèse a permis d'aborder les différents aspects liés au développement de circuits amplificateurs faible bruit en bandes V et W :

- technologie des circuits III-V
- modélisation d'éléments passifs
- mesures hyperfréquences jusque 110 GHz (paramètres S et bruit)

Dans un premier temps, notre travail a consisté à développer un procédé de fabrication d'éléments passifs en technologie coplanaire. Dans le cadre de la réalisation des circuits intégrés, nous avons veillé à développer une technologie qui nous permette d'atteindre un bon rendement de fabrication mais surtout, qui préserve les performances des composants actifs, c'est à dire les transistors HEMT sur substrat InP. Pour ce faire, nous avons développé et optimisé un système complet de dépôt électrochimique. Nous avons exploré ensuite différentes solutions technologiques permettant notamment la réalisation de ponts à air, éléments indissociables de la technologie coplanaire. Cette étude a conduit à l'élaboration de plusieurs masques en vue de la constitution d'une bibliothèque de modèles électriques d'éléments passifs coplanaires.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes intéressés à la modélisation électrique des éléments passifs nécessaires à la réalisation de circuits amplificateurs faible bruit à 60 GHz et 94 GHz en technologie intégrée coplanaire. Nous avons développé des modèles analytiques paramétrables pour les principales discontinuités coplanaires. Les paramètres nécessaires à l'établissement de ces modèles sont essentiellement les données géométriques et électriques des éléments. Nous avons réalisé plus de 100 dispositifs coplanaires afin de valider la base de modèles développée par la mesure des paramètres S jusque 110 GHz. Le très bon accord constaté entre les données issues des modèles et des mesures ont montré la validité et l'efficacité de ces modèles pour la conception de circuits intégrés jusque 110 GHz. Enfin, nous avons largement validé nos modèles élémentaires pour des structures complexes telles que des filtres, des coupleurs hybrides, des réseaux de polarisation/stabilisation d'amplificateur ...

Nous avons conclu ce travail de thèse par la réalisation et la mesure des performances hyperfréquences d'amplificateurs faible bruit à deux étages à 60 GHz et 94 GHz en technologie coplanaire sur substrat InP. La conception des amplificateurs a été assurée par la société Thomson Détexis. Les circuits réalisés dans le cadre de ce mémoire constituent l'une des premières réalisations de LNA millimétriques en technologie coplanaire basés sur une technologie 0.1 µm LM-HEMT sur InP. Les meilleures performances mesurées sont des facteurs de bruit/gains associés de 4 dB/14.4 dB à 60 GHz et 3.3 dB/11.9 dB à 94 GHz. Bien que la filière InP de l'IEMN reste une technologie expérimentale, ces résultats obtenus avec des transistors en technologie nitrure s'avèrent très encourageants. D'une part, il s'agit de la première réalisation au laboratoire de circuits intégrés monolithiques en bandes V et W. D'autre part, le transistor en technologie bicouche devrait nous permettre d'améliorer le facteur de bruit des circuits d'environ 1 dB. Enfin, la réalisation et la mesure des paramètres S jusque 110 GHz des réseaux d'adaptation des amplificateurs nous aura permis de valider la bibliothèque de modèles d'éléments passifs coplanaires développée dans le deuxième chapitre de ce manuscrit.

Ce travail a fait l'objet de nombreuses collaborations industrielles: Thomson Détexis, Alcatel, Thomson UMS mais également universitaires avec le Laboratoire d'Electronique et Systèmes de Télécommunications de Brest (LEST). Ces collaborations nous auront permis d'une part, de valider nos modèles d'éléments coplanaires par d'autres outils de simulation électromagnétique et d'autre part, de réaliser des structures plus complexes telles que des dispositifs de couplage (coupleur hybride, lignes couplées) et de filtrage (bande étroite et large bande).

Cette étude ouvre de nouvelles perspectives pour la technologie InP au sein de notre laboratoire. En effet, nous pouvons envisager la réalisation de nouvelles fonctions rencontrées dans les circuits intégrés millimétriques telles que des oscillateurs, des mélangeurs... Aussi, les performances des transistors laissent présager des applications à des fréquences plus élevées : bande D (110-170 GHz).

De même, l'application des modèles présentés à la technologie Silicium, actuellement en plein développement, représente une perspective majeure. En effet, devant la montée en fréquence des composants Silicium, il devient indispensable de disposer d'une structure de propagation performante. La technologie développée dans ce mémoire a d'ores et déjà permis d'étudier les caractéristiques de propagation de la structure coplanaire sur substrat Silicium. Des études préliminaires de réalisation de pont à air recouvrant totalement le transistor laissent entrevoir la réalisation de circuits 3D. Cette approche permet d'envisager la réduction de la taille des circuits ainsi que la réalisation de nouveaux dispositifs en technologie coplanaire.



La saturation progressive des bandes de fréquences allouées pour les systèmes électroniques hyperfréquences conduit à développer des applications vers de plus hautes fréquences et particulièrement dans le domaine des ondes millimétriques. Le travail présenté dans ce mémoire traite de circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour des applications de réception jusque 110 GHz. Il a été soutenu par un contrat de la Délégation Générale de l'Armement et mené en collaboration avec la société Thomson Détexis. L'objet de cette thèse est d'apporter une contribution au projet de réalisation de circuits amplificateurs faible bruit à 60 GHz et 94 GHz en technologie intégrée coplanaire. Malgré les avantages présentés par la structure coplanaire, celle-ci reste relativement peu employée compte tenu d'une base incomplète de données de conception. Nous présentons dans ce mémoire le développement d'un procédé de fabrication d'éléments passifs en technologie coplanaire sur substrat de phosphure d'indium (InP) permettant la réalisation des circuits amplificateurs. Après la réalisation technologique d'une bibliothèque complète d'éléments passifs coplanaires, nous proposons des modèles analytiques paramétrables, valables jusque dans le domaine millimétrique, pour les principales discontinuités coplanaires (ligne coplanaire, résistance, capacité, jonction, terminaison en circuit ouvert ...). Ces modèles sont validés par comparaison avec des résultats expérimentaux (mesure de paramètres S jusque 110 GHz) ainsi que par des résultats de simulations électromagnétiques 3D. Deux circuits amplificateurs faible bruit à deux étages à 60 GHz et 94 GHz basés sur une technologie 0.1 µm LM-HEMT sur substrat InP sont présentés. Ces circuits, réalisés dans la centrale de technologie du laboratoire, constituent l'une des premières réalisations de LNA millimétriques en technologie coplanaire sur substrat InP. En très bon accord avec les prédictions, les meilleures performances mesurées sont des facteurs de bruit/gains associés de 4 dB/14.4 dB à 60 GHz et 3.3 dB/11.9 dB à 94 GHz. Ces derniers résultats valident et montrent l'efficacité des modèles d'éléments passifs coplanaires développés dans ce mémoire pour la conception de circuits intégrés jusque 110 GHz.

TITLE

Monolithic integrated circuits in coplanar technology for applications of reception up to 110 GHz.

ABSTRACT

The progressive saturation of the frequency bands allocated for the high frequencies electronic systems results in developing applications towards high frequencies and particularly in the millimeter-wave range. The work presented in this manuscript treats of monolithic integrated circuits in coplanar technology for applications of reception up to 110 GHz. It was supported by the French ministry of defence and was carried out in collaboration with the Thomson Détexis company. The object of this thesis is to contribute to the project of realization of 60-GHz and 94-GHz low noise amplifiers in coplanar technology. In spite of the advantages presented by the coplanar structure, this one remains relatively little employed as a result of an incomplete design database. We present the development of a manufactoring process of passive elements in coplanar technology on indium phosphide substrate (InP) allowing the realization of the circuits. After the technological realization of a complete library of coplanar passive elements, we propose scalable analytical models valid up to the millimeter-wave range for principal coplanar discontinuities (coplanar line, resistance, capacitor, junction, open end termination...). These models are validated by comparison with experimental results (measurement of S-parameters up to 110 GHz) like by 3D electromagnetic simulations. Two 2-stages 60-GHz and 94-GHz low noise amplifiers circuits based on a 0.1 µm LM-HEMT InP technology are presented. These circuits realized in our laboratory constitute one of the first achievements of millimeter-wave LNA in coplanar technology on InP substrate. In very good agreement with the predictions, the best measured performances are achieved with measured noise figures/associated gains of 4 dB/14.4 dB@60 GHz and 3.3 dB/11.9 dB@94 GHz. These last results validate and show the effectiveness of the models of passive elements coplanar developed in this memory for the design of integrated circuits up to 110 GHz.

MOTS-CLES

GUIDE D'ONDES COPLANAIRE TECHNOLOGIE MODELISATION ONDES MILLIMÉTRIQUES FAIBLE BRUIT MMIC HEMT LNA

IEMN – INSTITUT D'ELECTRONIQUE ET MICROELECTRONIQUE DU NORD – DEPARTEMENT HYPERFREQUENCES ET SEMICONDUCTEURS – CITE SCIENTIFIQUE – AVENUE POINCARE – B.P. 69-59652 VILLENEUVE D'ASCQ CEDEX – FRANCE