the 20 000 667

N° d'ordre : 2638

THESE

présentée à

L'UNIVERSITE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES DE LILLE

pour obtenir le tit : 6;

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE

Spécialité : Electronique

раг

Marjorie GRZESKOWIAK



ANTENNES MULTICOUCHES INTEGREES SUR ARSENIURE DE GALLIUM A 24 GHz POUR APPLICATIONS ANTENNES ACTIVES FAIBLE PORTEE

Soutenance prévue le 19 Novembre 1999 devant la commission d'examen

Président	A.CAPPY	Professeur à l'U.S.T.L.
Directeur de thèse	J. VINDEVOGHEL	Professeur à l'U.S.T.L.
Rapporteurs	A.PAPIERNIK	Professeur à l'Université de Nice Sophia-
		Antipolis
	P.DESCAMPS	Professeur à l'Université de Caen
Examinateurs	O.DESSAUX	Professeur à l'U.S.T.L.
	F.MASCART	Ingénieur à Thomson CSF Communication
	P.A.ROLLAND	Professeur à l'U.S.T.L.

Ce travail a été effectué à l'Institut d'Electronique et de Microélectronique du Nord (IEMN), au Département Hyperfréquences et Semiconducteurs (DHS) dirigé par Monsieur le Professeur G.SALMER.

Mes remerciements vont à Monsieur le Professeur A.CAPPY qui me fait l'honneur de présider le jury d'examen.

Monsieur le Professeur J.VINDEVOGHEL, responsable de l'équipe « Systèmes Intégrés », a proposé le sujet de ce travail et en a assuré la direction. Tout au long de ces trois années, ses compétences, son soutien, son aide et les encouragements qu'il m'a prodigués m'ont permis de mener à bien ce travail. Je tiens à lui exprimer sincèrement toute ma reconnaissance.

Monsieur le Professeur A.PAPIERNIK, Directeur du Laboratoire d'Electronique de l'Université de Nice Sophia-Antipolis, me fait l'honneur d'examiner ce travail et d'en assurer la tâche de rapporteur. Je lui en suis très reconnaissante.

Je suis très honorée de la présence de Monsieur le Professeur P.DESCAMPS, Professeur à l'Université de Caen, qui a accepté de juger ce travail et d'en rédiger un rapport.

Je tiens à exprimer également ma reconnaissance à Madame le Professeur O.DESSAUX de l'Université de Lille pour avoir accepté de juger ce travail.

Que Monsieur F.MASCART, Ingénieur au Laboratoire Informatique Technique de Thomson CSF Communication à Marcq-en-Baroeul, trouve ici ma reconnaissance pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Mes sincères remerciements vont également à Monsieur le Professeur P.A.ROLLAND, pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je remercie chaleureusement les membres de mon équipe, Madame S.SADEK, Messieurs E.VESTIEL, F.DOOM, F.CARREZ avec qui j'ai eu plaisir à travailler.

Mes remerciements vont également à tous les membres de la centrale de technologie qui m'ont toujours aidé avec une grande sympathie : Mesdames P.LEFEBVRE, A.FATTORINI et C.LEGRAND ainsi que Messieurs B.GRIMBERT, P.TILMANT, A.LEROY, M.FRANCOIS, M.MULLER et J.C.PESANT.

Je tiens à remercier également l'équipe de la mécanique pour leur aide et leur disponibilité tout au long de ce travail : Messieurs J.C.ANDRIES, J.C.JENNEQUIN et P.MICHON.

Une partie de ce travail n'aurait pu aboutir sans l'aide efficace de Messieurs D.VANDERMOERE et C.BOYOVAL. Je les en remercie chaleureusement.

Que Mesdames E.DELOS et S.LEPILLET de la centrale de caractérisation trouvent ici l'expression de ma reconnaissance pour leur disponibilité et leur aide précieuse. Je remercie Messieurs J.P.DEHORTER et J.LEMAIRE pour avoir assuré la reproduction de ce manuscrit.

Je remercie toutes les personnes avec qui j'ai passé de bons moments à l'IEMN : , Latifa, Valérie, Martine, Katy, Corinne, Marie, Nathalie, Danielle, Mireille, Delphine, Sandrine, Michèle, Véronique...

Je remercie ici tous mes amis grâce auxquels j'ai passé trois années de thèse formidables : Samy, Katir, Miloud, Mohamed, Moustafa, Yannick sans oublier mes Topines, Ema, Sophie, Anne-Sophie, Chritiane, Hélène, Florence et Dorothée. Qu'ils trouvent tous ici le témoignage de ma grande sympathie.

Enfin, je remercie toute ma famille, et tout particulièrement mes parents et mon frère Robin, mes grands-parents, et ma marraine Myriam, pour m'avoir soutenue et encouragée tout au long de ces années. Que mes ciocia (Régine, Janine et Wladis), mes wuja (Daniel, François, Kurczyk, Wladek) et mes cousines et cousins trouvent également ici l'expression de ma reconnaissance.

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I. Généralités sur les antennes actives	
1. INTRODUCTION	3
2. GENERALITES	4
2.1 DEFINITION DE L'ANTENNE ACTIVE	4
 2.1.1 Le circuit actif 2.1.1.1 Les systèmes d'aide à la sécurité routière 2.1.1.2 Les systèmes d'identification et de contrôle 2.1.2 L'interface rayonnante de communication 	5 5 5 6
2.2 ETAT DE L'ART DES ANTENNES ACTIVES	7
2.2.1 Des cartes magnétiques aux systèmes radiofréquences 2.2.2 Les systèmes hyperfréquences 2.2.2.1 La technologie hybride 2.2.2.2 La technologie monolithique	7 7 8 8
3.CONTRAINTES PHYSIQUES	9
3.1 FREQUENCE PRIVILIGIEE	9
3.2 STRUCTURE D'ANTENNE RETENUE	11
3.2.1 Résonateur alimenté par couplage de proximité ou ligne enterrée3.2.2 Résonateur alimenté par couplage électromagnétique	12 12
3.3 LE CHOIX DES SUBSTRATS	13
 3.3.1 Pour le circuit actif 3.3.1.1 Propriétés électriques, comparaison de l'Arséniure de Gallium et du silicium 3.3.1.2 Intérêt pour les circuits numériques 3.3.1.3 Propriétés thermiques 3.3.1.4 Place du Silicium Germanium 3.3.2 Pour les éléments rayonnants 3.3.2.1 La permittivité du substrat 3.3.2.2 L'épaisseur du substrat 3.3.2.3 Stabilité dans le temps et à la température 3.3.2.4 Contraintes technologiques 	13 13 15 16 16 16 18 19

SOMMAIRE

4. CONCLUSION	20
Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes	
1. INTRODUCTION	23
2. ETUDE DE RESEAUX CLASSIQUES	24
2.1 LES MODELES ET LE LOGICIEL DE CAO CAVITE	24
2.2 L'ALIMENTATION PAR LIGNE MICRORUBAN ET LES LIMITES D'UNE ANTENNE CLASSIQUE	24
2.2.1 L'alimentation par ligne microruban 2.2.2 Les limites des antennes réseaux classiques 2.2.3 Réalisation d'un résonateur sur GaAs	24 25 26
3. ALIMENTATION D'UN RESEAU PAR COUPLAGE PARASITE	26
3.1 CARACTERISTIQUES DES SUBSTRATS ET RESONATEUR ISOLE	27
3.1.1 Cas de la ligne enterrée 3.1.2 Cas de l'alimentation par trou de couplage	27 29
 3.2 UTILISATION DU COUPLAGE PARASITE POUR AUGMENTER LA BANDE PASSANTE ET LE GAIN 3.2.1 Augmentation de la bande passante 3.2.1.1 Cas de la ligne enterrée 3.2.1.2 Cas de l'alimentation par trou de couplage 3.2.1.2.1 Dans le plan H 3.2.1.2.2 Dans le plan E 3.2.1.3 Conclusion 3.2.2 Augmentation du gain 3.2.2.1 Dans le plan E 3.2.2.2 Dans le plan H 3.2.2.3 Conclusion 3.2.3 L'antenne bidimensionnelle 3.2.3.1 Antenne constituée de résonateurs identiques 3.2.3.3 Conclusion 	30 31 34 34 36 38 38 38 39 40 41 41 43 44
3.3 UTILISATION DU COUPLAGE PARASITE ET D'UN STUB POUR L'INC DU LOBE PRINCIPAL DANS LE CAS DE LA LIGNE ENTERREE	LINAISON 44

3.3.1 Comparaison théorique d'un réseau classique et d'un r	réseau alimenté
par couplage parasite	44
3.3.1.1 Réseau classique	44

í

3.3.1.2 Couplage parasite 3.3.1.3 Avantages et limites du couplage parasite 3.3.2 Quelles limitations de cette méthode pour le réseau	45 46
alimenté par le trou de couplage	47
4. CONCLUSION	48
Chapitre III. Réalisations technologiques et résultats expériment	aux
1. INTRODUCTION	51
2. CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS SUBSTRATS	52
3. REALISATIONS TECHNOLOGIQUES	52
3.1 LES ETAPES D'UNE REALISATION TECHNOLGIQUE	52
 3.1.1 L'étalement du dépôt 3.1.2 Les recuits 3.1.2.1 Les pré-recuits 3.1.2.2 Les post-recuits 3.1.2.3 Les recuits de réticulation 3.1.3 Les techniques de gravure 3.1.3.1 La gravure humide 3.1.3.2 La gravure sèche 3.1.4 La métallisation et le profil en casquette 3.1.4.1 Le dépôt de métallisation par évaporation 3.1.4.2 Le profil en casquette 	53 57 57 57 57 57 57 58 60 60
3.2 LES REALISATIONS TECHNOLOGIQUES	61
3.2.1 Procédé technologique du polyimide 42083.2.2 Procédé technologique du polyimide 75053.3.3 Procédé technologique de la résine SU-8	61 62 63
3.3 LES CONTRAINTES RENCONTREES PENDANT LA REALISATION	64
3.3.1 Les contraintes mécaniques 3.3.2 Les contraintes chimiques	64 66
4. RESULTATS EXPERIMENTAUX	71
4.1 REALISATION DE LA CELLULE K	71
 4.1.1 Schéma des différentes cellules K 4.1.2 Conception de l'insert 4.1.3 Conception des demi-boîtiers et du boîtier 4.1.4 Calibrage de la cellule K 	71 73 73 74

4.2 RESULTAT POUR L'ALIMENTATION PAR LIGNE ENTERREE	75
4.2.1 Cas du résonateur isolé 4.2.2 Cas de l'antenne réseau 3 éléments dans le plan H	75 78
4.3 RESULTATS POUR L'ALIMENTATION PAR TROU DE COUPLAGE	81
4.3.1 Cas du résonateur isolé 4.3.2 Cas des antennes reseau 3 éléments dans les plans E et H 4.3.3 Conclusion	81 85 89
5. UNE MISE EN APPLICATION DES ANTENNES MULTICOUCHES REALISEES	90
5.1 INTRODUCTION	90
5.2 ANTENNES ASSOCIEES A UN COMMUTATEUR MECANIQUE POUR EMETTRE DANS LE PLAN E OU DANS LE PLAN H	91
5.3 CONCLUSION	92
6. CONCLUSION	93

Introduction générale

INTRODUCTION GENERALE

L'intérêt suscité par les systèmes de contrôle et d'identification tend à se développer ces dernières années.

Quand la mesure de la vitesse absolue d'un véhicule par cinémométrie Doppler est exigée pour les systèmes de contrôle de trafic embarqués, les systèmes d'identification, tels que le contrôle d'une zone à accès restreint ou encore le triage automatique, demandent une informatisation et une rapidité d'exécution sans cesse croissante.

Ces systèmes de contrôle et d'identification requièrent l'utilisation des hyperfréquences qui favorisent l'intégration des systèmes, et un débit d'information important. Ils seront composés d'une interface de communication, l'antenne, associée à une chaîne de traitement des informations. Notre but sera donc de réaliser l'interface de communication la plus intégrée et miniaturisée possible en vue d'obtenir une antenne active, capteur intelligent essentiel pour les systèmes de contrôle et d'identification.

Le premier chapitre nous présentera ce que nous appelons antenne active et dressera un état de l'art des antennes actives actuelles. Les contraintes imposées par les caractéristiques de l'antenne en terme de taille et de performances nous permettront de fixer la fréquence d'utilisation de l'antenne, la structure d'alimentation à retenir et de choisir les substrats les plus appropriés.

L'étude théorique, ainsi que la simulation assitée par ordinateur des différentes antennes sera abordée dans le chapitre 2. Une comparaison des antennes réseau classiques à celles retenues (antenne alimentée par ligne enterrée et antenne alimentée par couplage électromagnétique) nous permettra de montrer l'amélioration que nous avons obtenue en ce qui concerne les performances de l'antenne. Les différents substrats et leurs caractéristiques seront présentés. Enfin, le couplage parasite entre les différents éléments rayonnants sera étudié pour montrer qu'il permet soit d'augmenter la bande passante, soit le gain. Les caractéristiques (bande passante et gain essentiellement) obtenues par simulation de deux antennes bidimensionnelles seront présentées pour montrer l'optimisation de chacune de ces caractéristiques. Nous montrerons cependant que le couplage parasite a une action limitée en ce qui concerne l'inclinaison du lobe principal, dans la configuration alimentée par couplage électromagnétique.

Le chapitre 3 est consacré aux différentes réalisations technologiques, à l'étude expérimentale des performances des antennes obtenues ainsi qu'à une application. Il dressera entre autre les différentes étapes d'une réalisation technologique, les différents procédés technologiques que nous avons mis au point ainsi que les cellules de mesure utilisées. Les mesures obtenues nous permettront de valider la simulation et les caractéristiques des différents substrats. Les antennes réalisées associées à un commutateur seront alors utilisées pour réaliser une antenne commutant entre deux états et permettant ainsi de recevoir des informations, soit dans le plan E, soit dans le plan H de l'antenne. Les perspectives de ces travaux de recherche seront ensuite exposées.

Chapitre I Généralités sur les antennes actives

Chapitre I. Généralités sur les antennes actives

1. INTRODUCTION

Les systèmes d'aide à la sécurité routière, ainsi que les systèmes de contrôle et d'identification automatiques représentent un pôle d'intérêt particulièrement attractif pour notre société.

La voiture du futur équipée d'un ensemble de capteurs intelligents doit permettre une conduite plus sûre et plus automatique. Des projets futuristes envisagent même la mise en oeuvre d'un copilotage électronique apte à relayer le conducteur en cas de défaillance de ce dernier. Avant d'aboutir à une telle prolifération de multicapteurs, il convient tout d'abord de concevoir et de réaliser des capteurs miniaturisés et à faible coût. Dans le domaine microondes, qui est notre centre d'intérêts, les principales applications concernent la mesure de la vitesse absolue des véhicules par cinémométrie Doppler, la communication véhicule-véhicule et véhicule-route et la détection d'obstacles. La mesure de la vitesse absolue des véhicules est exigée par les futurs systèmes de contrôle de trafic embarqués, et ceci afin d'optimiser par exemple les systèmes de freinage à anti-blocage de roues (ABS), anti-patinage (ASS), contrôle de suspensions actives (ASC),... L'électronique embarquée à bord des véhicules permettra ainsi d'améliorer la sécurité des automobilistes.

En ce qui concerne les systèmes de contrôle et d'identification, l'informatisation sans cesse croissante rend ces systèmes séduisants par leur précision, leur rapidité d'exécution pour la réalisation d'opérations telles que la gestion automatique de stocks de marchandises, le contrôle d'une zone à accès restreint, l'interrogation de capteurs réalisant une mesure... L'utilisation des hyperfréquences se révèle particulièrement intéressante en termes d'intégration des systèmes et de débit d'information.

Ces différents systèmes se composeront d'un ensemble de capteurs, eux-mêmes constitués d'une chaîne d'émission-réception, d'une chaîne de traitement analogique et/ou numérique des informations, ainsi que d'une antenne. L'objectif sera donc de réaliser un capteur intelligent, le plus miniaturisé et compact possible, intégrant les fonctions actives électroniques de génération et de détection des signaux et passive d'émission-réception sur une seule puce électronique.

Cette intégration sera en particulier rendue possible grâce à l'utilisation des hyperfréquences, qui permet d'obtenir de faibles dimensions des circuits et essentiellement de l'antenne. La qualité des fonctions d'émission-réception des signaux micro-ondes sera améliorée par le choix judicieux d'un support ou substrat adapté. L'interface de communication verra aussi, quant à elle, ses performances optimisées, au travers du choix du substrat le plus approprié.

Il ne faudra cependant pas perdre de vue qu'un tel capteur hyperfréquence devra répondre aux exigences économiques du marché industriel et devra donc allier performances, facilités de réalisation et de mises en oeuvre et faibles coûts.

2. GENERALITES

2.1 Définition de l'antenne active

La figure I.1 représente deux exemples d'antennes actives. Il s'agit de systèmes incluant une interface de communication (l'antenne), ainsi qu'un circuit actif remplissant les fonctions d'émission et de réception. L'interface de communication et le circuit actif sont réalisés tous deux par technologie monolithique sur un même substrat. L'intégration est complète, il n'y a pas de report de puce.



Figure I.1 Exemples d'antennes actives

2.1.1 Les circuits actifs pour quelques applications possibles de l'antenne active

2.1.1.1. Les systèmes d'aide à la sécurité routière

Le système doit comporter les circuits d'émission et de réception d'un signal hyperfréquences. Par exemple, les premières applications envisagées par les constructeurs automobiles et ferroviaires concernaient les mesures de la vitesse absolue d'un véhicule et la distance parcourue par ce dernier [1,2]. Ces capteurs exploitent l'effet Doppler ; ils n'ont pas de contact avec le sol et utilisent la rétrodiffusion d'une onde hyperfréquence sur le sol granuleux. Ces capteurs doivent donc se composer pour la partie active d'un oscillateur pour émettre l'onde hyperfréquence, d'un circulateur et d'un mélangeur pour pouvoir comparer l'onde rétrodiffusée par le sol et l'onde initialement émise et accéder à la fréquence Doppler et donc à la vitesse du mobile.

2.1.1.2. Les systèmes d'identification et de contrôle

Ces circuits doivent permettre l'échange de données entre une borne interrogatrice et l'antenne active, de façon unidirectionnelle ou bidirectionnelle [3].

• Dans le cas de la communication unidirectionnelle (Figure I.2), la borne interrogatrice envoie un signal sur l'antenne active, qui après l'avoir détecté, renvoie un signal. Ceci constitue une opération d'identification. Par exemple, la borne interrogatrice émet une porteuse hyperfréquence. Cette porteuse déclenche le fonctionnement de l'antenne active. Cette dernière envoie alors un code en modulant la porteuse et réémet le signal vers la borne interrogatrice. Le circuit actif doit donc comporter un modulateur.



borne interrogatrice

antenne active



• Dans le cas de la communication bidirectionnelle (Figure I.3), la borne interrogatrice envoie un signal codé vers l'antenne active. Après avoir détecté ce signal codé, l'antenne active envoie un signal également codé, fonction du signal reçu, vers la borne interrogatrice. Par exemple, la borne interrogatrice émet pendant un certain temps une porteuse hyperfréquence modulée. Ensuite elle continue à émettre la porteuse mais sans modulation. En fonction du code reçu, l'antenne active renvoie un code en appliquant sur la porteuse une modulation puis la réémet vers la borne interrogatrice. Le circuit actif doit donc comporter non seulement un modulateur, mais aussi un démodulateur. Dans ce cas, contrairement à la communication unidirectionnelle, plusieurs informations peuvent être enregistrées dans l'antenne active et être lues de manière indépendante. Ce type de transmission offre plus d'applications, mais a pour inconvénient d'être d'un coût de réalisation plus élevé.



borne interrogatrice

antenne active

Figure I.3 Communication bidirectionnelle

2.1.2 L'interface rayonnante de communication

Elle doit permettre de transmettre ou de recevoir un signal hyperfréquence à courte distance. Nous devons choisir une antenne remplissant des exigences fondamentales telles qu'un faible poids, un encombrement minimum, un faible coût, ainsi que des possibilités d'intégration. Les antennes imprimées correspondent tout à fait aux exigences que nous nous sommes fixées.

2.2 Etat de l'art des antennes actives

2.2.1 Des cartes magnétiques aux systèmes radiofréquences

Les systèmes de contrôle et d'identification automatiques déjà développés dans le cadre des applications telles que le contrôle d'accès du personnel dans une zone sensible, permettent de gérer un stock de marchandises, de contrôler l'accès de voitures à un parking...Les systèmes d'identification traditionnellement utilisés fonctionnent à l'aide de cartes magnétiques que l'on insère dans un lecteur ou de codes barres lus à partir d'un dispositif optique. La principale limitation de tels systèmes est la nécessité d'un contact physique (système magnétique) ou une distance très proche (système optique) entre la borne interrogatrice et la carte contenant le code. Pour obtenir une plus grande souplesse dans la procédure d'identification, des systèmes de communication radio fréquence ont été développés [4]. Ils permettent ainsi de réaliser des opérations d'identification et de contrôle sur des distances pouvant être de plusieurs mètres entre la borne interrogatrice et l'antenne active. L'amélioration continue des performances de ces systèmes radio fréquence a permis d'étendre le champ d'applications à des systèmes comme le télépéage, la télémonétique...

Les systèmes d'aide à la sécurité routière font l'objet de très nombreux travaux. Par exemple, les projets européens DRIVE et PROMETHEUS soutiennent la réalisation de systèmes pour la communication entre véhicules ou entre un véhicule et une infrastructure routière [5].

2.2.2 Les systèmes hyperfréquences

Les ondes hyperfréquences appelées aussi micro-ondes ont une fréquence comprise entre 1 GHz et 300 GHz. Compte tenu des très faible valeurs de leurs longueurs d'onde, elles permettent de réaliser des systèmes de petites dimensions. L'apparition de circuits intégrés hybrides et monolithiques hyperfréquences a permis de réaliser des capteurs hyperfréquences.

2.2.2.1 La technologie hybride

Les parties actives du capteur qui regroupent les principales fonctions d'oscillation, de mélange, de détection, d'amplification, de commutation, de modulation et de démodulation font appel à une technologie monolithique, elles sont ensuite encapsulées dans un boîtier et rapportées directement sur l'antenne d'émission-réception, donnant ainsi le caractère hybride à ce capteur. On reporte directement sur l'antenne d'émission-réception un élément oscillant (une diode Gunn par exemple). [6, 7] Un inconvénient majeur d'une telle stucture est la partie active de l'antenne, en l'occurence ici la diode Gunn qui interfère sur la partie rayonnante, le patch. Pour pallier ce phénomène de rayonnement parasite, on réalise le patch et la partie active de part et d'autre de deux substrats différents séparés par un plan de masse commun : on réalise les éléments rayonnants de l'antenne sur un substrat dont les caractéristiques physiques sont telles que le rayonnement de l'antenne soit favorisé (essentiellement : faible permittivité). On réalise les éléments actifs sur un autre substrat choisi de façon à diminuer les pertes par rayonnement du signal et donc de bien le guider (essentiellement : forte permittivité). Les deux substrats sont ensuite assemblés de façon à ce que leurs plans de masse soient communs.[8] L'inconvénient majeur d'une telle solution est qu'elle ne permet pas de monter très haut en fréquence, car il faut pouvoir aligner précisément les deux substrats, ce qui est de plus en plus difficile lorsque la fréquence augmente, du fait des dimensions de plus en plus faibles présentées par les éléments des circuits.

2.2.2.2 La technologie monolithique

L'intégration monolithique sur des substrats semi-isolants de l'antenne et du circuit actif permettrait de supprimer le report de composants actifs sur l'antenne, de monter plus facilement en fréquence et d'obtenir une taille plus compacte de l'ensemble du capteur. Il faut donc processer les deux côtés d'un même substrat afin d'éviter le collage des substrats, si critique en hyperfréquence compte tenu des faibles dimensions et s'orienter plutôt vers les techniques de lithographie optique, qui utilisent pour les alignements des niveaux de masquage différents, une résolution de moins de 2 µm. Les éléments rayonnants et la partie active de l'antenne sont réalisés simultanément. C'est vers cette technologie que nous allons nous orienter.

3. CONTRAINTES PHYSIQUES

3.1 Fréquence privilégiée

Notre choix s'est porté sur la bande K, bande de fréquences comprises entre 20 et 30 GHz, et plus précisément sur la fréquence 24 GHz. Ce choix est dû à plusieurs raisons :

Tout d'abord, la technologie MMIC est de faible coût et mature à ces fréquences, alors qu'à des fréquences plus élevées, comme à 94 GHz par exemple, elle n'est pas disponible à faible coût. De plus, cette fréquence est utilisée par les applications automobiles anti-collision aux Etats-Unis. Rappelons par ailleurs qu'en Europe la fréquence allouée au service d'aide à la conduite automobile n'est pas de 24 GHz, mais de 77 GHz et 94 GHz, fréquences auxquelles la technologie sur Arséniure de Gallium n'est pas mature et de coût élevé.

Cette fréquence correspond aussi à des applications de télécommunication par satellites. Nous présentons dans le tableau suivant (Tableau I.1), un récapitulatif des différents satellites en fonction de leurs fréquences d'utilisation. Entre 20 et 30 GHz, nous trouvons des satellites à orbite basse, c'est-à-dire à une distance de la terre comprise entre 800 et 1600 kms. Ces satellites ont l'avantage de présenter un délai de transmission inférieur à 0,1 seconde et des satellites de petites tailles (un mètre cube environ). A titre de comparaison entre les différents types de satellites, le tableau I.4 passe en revue leurs altitudes, leurs fréquences d'utilisation, leurs délais de transmission et les diamètres de ces paraboles [9].

Satellite	Altitude	Diamètre de la	Fréquence	Délai de
		parabole	d'utilisation	transmission
Geo*	35000 kms	2 et 3 m		0,25 s
Meo*	12800 kms	30 et 50 cm	2 GHz	0,1 s
Leo* Little Leo		Satellites d'un	0,8 GHz	
Big Leo	800 à 1600 kms	mètre cube	2 GHz et plus	<< 0,1 s
Mega Leo		environ	20 à 30 GHz	

* : Geo (Geosynchronous Equatorial Orbit) ; Meo (Medium Earth Orbit) ; Leo (Low Earth Orbit) **Tableau I.1** : Tableau récapitulatif des satellites en fonction de leurs fréquences d'utilisation Les "Little Leo" sont de petits satellites non géostationnaires qui fonctionnent en orbite terrestre basse et fournissent surtout des services mobiles de transmission de données. Les "Big et Mega Leo" sont des satellites géostationnaires plus grands, qui fonctionnent en orbite terrestre basse et fournissent surtout des systèmes téléphoniques mobiles. Nombre de nouveaux services de téléphonie mobile proposés seront assurés par des satellites de ce type.

Nous présentons dans le tableau suivant (Tableau I.2) quelques applications pour des bandes de fréquences allant de 5,795 à 77 GHz. Ce tableau n'est pas exhaustif.

Bande de fréquence allouée	Applications
5,795 - 5,805 GHz	Péage automatique
5,805 - 5,815 GHz	
19,4 - 19,6 GHz	Liaisons avec les stations
21,4 - 22 GHz	Télévision Haute définition
23,18 - 23,38 GHz	Liaisons intersatellitaires
24 GHz	Radar anticollision (Etats-Unis)
29,1 - 29,3 GHz	Liaisons avec les stations terriennes
62 - 63 GHz	Systèmes mobiles
63 - 64 GHz	Transmission véhicule / Véhicule route
64 - 65 GHz	Transmission base / mobile
65 - 66 GHz	Systèmes mobiles large bande
76 - 77 GHz	Radar anticollision (Europe)
94 GHz	Radar anticollision (Europe)

 Tableau I.2 : Tableau de quelques bandes de fréquences allouées et des applications correspondantes

L'allocation et l'attribution des principales bandes de fréquence microondes est fixée par les organismes suivants :

- C.E.P.T. (Conférence Européenne des Postes et Télécommunications)
- W.A. R.C. 92 (World Administrative Radiofrequency Conference)
- C.C.T. (Comité de Coordination des Télécommunications)

- D.G.P.T. (Direction Générale des Postes et Télécommunications)
- I.T.U. (International Telecommunication Union)
- F.C.C. (Federal Communication Commission)

3.2 Structure d'antenne retenue

Deux topologies d'antennes ont retenu notre attention.

3.2.1. Résonateur alimenté par couplage de proximité ou ligne enterrée

Cette topologie nous permet d'éviter les problèmes liés à la connectique entre la ligne d'alimentation et le résonateur [10]. Le résonateur est dans ce cas alimenté par couplage électromagnétique. La figure I.4 représente cette structure.

Les avantages de cette configuration résident dans le fait que l'alimentation par couplage permet de s'affranchir des problèmes de l'alignement des substrats, car peu de précision est nécessaire, et d'optimiser les fonctions des éléments actifs et de l'antenne d'émission-réception par l'utilisation de substrats différents.

Un inconvénient jusqu'alors majeur d'une telle configuration est qu'elle ne permettait pas de reporter aisément les composants semi-conducteurs sur la ligne d'alimentation recouverte d'un diélectrique. Ceci était vrai quand il s'agissait d'un simple collage de substrats. Il en est aujourd'hui tout autrement : les élements actifs seront englobés sous un diélectrique visqueux, qui sera ensuite solidifié par recuit (il faudra dans ce cas tenir compte des différents recuits, ainsi que de cette "encapsulation" lors de la conception des éléments actifs), ou sous un Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition (PECVD), celui ci permettant de s'affranchir des problèmes de températures liées au recuit.



Figure I.4 : Résonateur alimenté par couplage de proximité ou ligne enterrée

3.2.2. Résonateur alimenté par couplage électromagnétique

La figure I.5 représente cette structure d'alimentation [11]. Elle a tous les avantages de la structure précédente, excepté celui de s'affranchir du problème de l'alignement car ici la précision demandée est d'autant plus importante que les dimensions sont faibles. Elle permet également d'adapter facilement le résonateur sur la ligne d'alimentation en faisant varier les dimensions de la fente et la longueur de la ligne d'alimentation, cette dernière jouant le rôle de stub ouvert. Cette structure permet l'adaptation des résonateurs microrubans à des fréquences élevées.



Figure L5 : Résonateur alimenté par couplage à travers une fente

3.3 Le choix des substrats

3.3.1 Le circuit actif

3.3.1.1. Propriétés électriques, comparaison de l'Arséniure de Gallium et du Silicium

Les premiers composants et circuits réalisés sur Aséniure de Gallium sont apparus au milieu des années 70. La disponibilité de substrats d'Arséniure de Gallium semi-isolants de bonne qualité ainsi que la maîtrise de procédés technologiques évolués a favorisé leur développement.

Le tableau (Tableau I.3) compare les principales données physiques concernant l'Arséniure de Gallium et le Silicium [12, 13].

Propriétés	Silicium	GaAs
Mobilité électronique à champ	1500	8000
faible (cm ² / Vs)		
Mobilité des trous à champ faible	400	450
(cm^2 / Vs)		
Vitesse équivalente moyenne des	1×10^{7}	2×10^{7}
électrons (cm / s)		
Résistivité du substrat (Ω.cm)	2,3 x 10 ⁵	108
Champ de claquage (V / cm)	3 x 10 ⁵	4×10^5
Constante diélectrique relative	11,8	12,8
Tolérance des radiations (J/kg)	10 ⁸	$10^{6} - 10^{7}$
Gap	indirect	direct
Oxyde MOS	oui	non

Tableau L3 : Tableau récapitulatif des propriétés électriques du GaAs et du Silicium.

Intérêts présentés par l'AsGa:

* Une mobilité électronique à champ faible dans l'Arséniure de Gallium cinq fois plus élevée que dans le silicium ainsi qu'une vitesse équivalente moyenne double contribuent à réaliser des circuits en Arséniure de Gallium beaucoup plus rapides.

* La tolérance aux radiations du GaAs rend intéressante son utilisation pour des systèmes embarqués, et surtout spaciaux.

* L'existence d'un gap direct facilite les transitions optiques entre les bandes de valence et de conduction, et ouvre aux semi-conducteurs III - V les perspectives de l'optoélectronique.

Inconvénients de l'AsGa:

* La mobilité des trous dans l'Arséniure de Gallium est très proche de celle du silicium. On sera donc limité à utiliser des composants utilisant des électrons comme porteurs de charge.

* La croissance d'un oxyde de qualité sur l'Arséniure de Gallium est pour l'instant impossible, ce qui exclut l'idée de fabriquer un composant de type MOS sur GaAs. Point de vue commercial :

Le coût d'une plaquette d'Arséniure de Gallium en fin de procédés est beaucoup plus important (60 francs par mm²) que le coût d'une plaquette de Silicium (3 francs par mm²). De nombreuses fonderies travaillent sur le silicium et sur des substrats de 8 à 10 pouces de diamètre, alors que quelques fonderies seulement travaillent sur l'Arséniure de Gallium et ne disposent que de substrats de 3 à 4 pouces. Ceci réduit le nombre de circuits par substrat d'Arséniure de Gallium et augmente le coût du système final.

3.3.1.2. Intérêt pour les circuits numériques

L'Arséniure de Gallium avait été choisi pour répondre à des applications surtout analogiques au delà du gigahertz, telles que les communications mobiles, l'aéronautique, les radars, la télévision...Il se révèle à présent intéressant pour la conception de circuits numériques [14]. Par l'épitaxie d'un composé ternaire (par exemple Ga - Al -As) de largeur de bande différente, on aboutit à la réalisation de transistors à effet de champ à gaz d'électrons bidimensionnel (TEGFET) encore appelés transistors à mobilité élevée (HEMT) ou encore les transistors bipolaires à hétérojonctions (HBT). On peut facilement réaliser des diodes Schottky de hauteur de barrière élevée à partir de métaux divers qui rendent possible la fabrication de transistors à effet de champ à jonction métal-semiconducteur (MESFET). Il demeure toutefois des inconvénients comme l' impossibilité de réaliser des structures MOS, une très forte sensibilité aux contraintes mécaniques et l'existence d'une zone désertée en surface liée à des pièges superficiels dont la stabilité peut poser problème[13].

3.3.1.3. Propriétés thermiques

Les propriétés thermiques apparaissent comme étant importantes dès que l'on envisage la réalisation de dispositifs de puissance ou l'intégration à large échelle de circuits. La conductivité thermique K_L n'est que de 0,8 W.cm⁻¹.K⁻¹ pour l'Arséniure de Gallium contre 1,5 W.cm⁻¹ K⁻¹ pour le silicium à 300 K, ce qui rend plus intéressant l'Arséniure de Gallium à température ambiante, d'autant plus que l'on peut par une augmentation de la densité de porteurs libres (le dopage) diminuer la conductivité thermique. Par contre pour le fonctionnement des circuits

intégrés aux températures cryogéniques, un accroissement de K_L est recherché. L'Arséniure de Gallium n'est donc pas le matériau adéquat dans ce cas.

3.3.1.4. Place du Silicium Germanium

L'abondance du silicium a favorisé l'essor de la recherche relative à cette technologie, suivi du développement de nombre de fonderies Silicium. Le résultat est que les circuits intégrés sur silicium sont peu chers. Le silicium était précédemment utilisé pour des applications jusqu'à 3 GHz. Depuis le développement du premier HBT sur Silicium Germanium dans la fin des années 80, le Silicium Germanium permet d'obtenir des performances comparables à celles des composants III-V dans les circuits intégrés haute fréquence , jusqu'à 150 GHz et plus, sans sacrifier l'économie de la technologie Silicium [15].

A titre de comparaison, la mobilité électronique à champ faible est pour le Silicium Germanium de 2900 cm² / V.s pour les électrons et de 1800 cm² / V.s pour les trous, contre 1500 et 400 pour le Silicium , et 8000 et 450 pour l'Arséniure de Gallium [16].

Par ailleurs, du fait de son abondance dans la nature, le Silicium est peu cher; il n'est pas toxique pour l'environnement ce qui n'est ni le cas de l'Arséniure de Gallium ni du Silicium Germanium.

Le Silicium Germanium, même s'il concurrence l'Arséniure de Gallium, ne demeure qu'un concurrent et ne devance pas pour l'heure les composants III-V ni par ses propriétés physiques, ni par son coût de revient.

3.3.2 Pour les éléments rayonnants

Le choix du substrat repose sur différents paramètres. Il y a entre autre, la permittivité et l'épaisseur du substrat, la stabilité dans le temps et à la température, et la bonne tenue face aux contraintes technologiques.

3.3.2.1. La permittivité du substrat

Les figures I.6 et I.7 représentent respectivement les évolutions des dimensions d'un résonateur carré et l'évolution de la bande passante d'un résonateur carré en fonction de la fréquence et de la

permittivité relative du substrat diélectrique. Ces simulations ont été effectuées au moyen du logiciel de CAO Ensemble [17]. La taille du résonateur diminue avec l'augmentation de la permittivité du substrat. Nous serions tentés de choisir un substrat avec une permittivité élevée. Cependant, une trop faible bande passante et une diminution importante de l'efficacité de rayonnement nous ont amené à choisir un substrat avec une permittivité de l'ordre de 3.







Figure I.7 Evolution de la bande passante d'un résonateur carré en fonction de la fréquence pour 2 permittivités relatives de substrat diélectrique (TOS < 2)

3.3.2.2. L'épaisseur du substrat

Pour garantir une bonne efficacité de rayonnement et une bande passante importante, l'épaisseur du substrat doit être la plus élévée possible. Mais celà risque de générer des ondes de surface. En effet, lorsque le résonateur microruban rayonne, une partie des ondes émises aux niveaux des bords rayonnants reste piégée dans le diélectrique. Après réflexion sur les différentes discontinuités du substrat diélectrique, ces ondes de surface viennent perturber la répartition du champ électrique dans la cavité, et par conséquent, le champ rayonné ainsi que l'impédance présentée par le résonateur. La génération de ces ondes de surface dépend de plusieurs facteurs : la permittivité diélectrique ε_{ra} , la hauteur du substrat h_a et la fréquence de fonctionnement. Nous retiendrons la condition proposée par Pue et Van De Capelle [18] pour minimiser les ondes de surface.

$$k_0 \times h_a \times \sqrt{\varepsilon_{ra}} \le 0.3$$

Nous considérons comme minimum les épaisseurs nous donnant un gain de 4 dB pour un patch : la figure I.8 montre que ces épaisseurs doivent être choisies supérieures à 20 µm et inférieures à 600 µm pour une permittivité relative de 1. Connaissant les limites inférieures et supérieures de l'épaisseur du diélectrique en fonction de la permittivité, nous pouvons tracer des courbes nous donnant l'épaisseur minimum et maximum, soit encore la plage d'épaisseur en fonction de la permittivité. Nous avons fait cette étude pour une permittivité relative comprise entre 1 et 4.



Figure I.8 Epaisseur h du diélectrique en fonction de la permittivité relative du diélectrique, épaisseur comprise entre les 2 courbes limites.

3.3.2.3. Stabilité dans le temps et à la température

La durée de vie du diélectrique doit être la plus longue possible. Le diélectrique ne devra donc pas s'oxyder. Les propriétés physiques du diélectrique ne devront pas être modifiées avec le temps.

Ses propriétés physiques doivent aussi être conservées quelle que soit la température. Une étude en température de l'antenne sera affectuée pour soumettre l'antenne à des conditions de fonctionnement extrèmes.

3.3.2.4. Contraintes technologiques

Les procédés technologiques nous imposent quelques contraintes quant au choix du diélectrique.

i) Le diélectrique doit adhérer sur une plaquette d'Arséniure de Gallium et sur une couche de métallisation en or.

ii) Le diélectrique ne doit pas être réactif aux solutions chimiques telles que l'acétone, l'alcool, le chlorobenzène, ou si tel n'est pas le cas, il ne doit pas être soluble dans le nano 101, le remover 1165..., c'est-à-dire dans les solvants du lift-off.

 iii) Le diélectrique devra être gravé. Nous avons le choix entre un diélectrique photosensible ou non aux ultra-violets, avec dans le premier cas l'utilisation d'une gravure chimique (ou humide) et dans le second cas une gravure physique (ou sèche).

4. CONCLUSION

La conduite automatique et sécuritaire d'un véhicule routier passe par la réalisation d'un ensemble de capteurs intelligents, et par leur miniaturisation à faible coût. Ces capteurs, encore appelés antennes actives sont composés d'organes de calcul interne (microprocesseur, microcontrôleur...), d'un système de conditionnement du signal (programmable ou contrôlé) et d'une interface de communication.

L'interface de communication et les éléments actifs du capteur intelligent seront intégrés de façon monolithique sur un substrat d'Arséniure de Gallium.

Pour avoir une intégration maximum en conservant un prix de réalisation faible, nous avons choisi dans la bande K la fréquence de 24 GHz. Cette fréquence est allouée pour des applications radars anti-collision aux Etats-Unis.

Précisons que la technologie sur Arséniure de Gallium ne représentait que 2 % du marché en 1995 contre 83 % pour la technologie CMOS, 4 % pour le bipolaire, 11 % pour la BiCMOS. Le choix de ce substrat est justifié par ses propriétés électriques plus intéressantes que celles du silicium, et à sa maturité et son faible coût en comparaison du substrat Silicium Germanium.

Le choix du substrat a donc été défini comme étant de l'Arséniure de Gallium ; plusieurs épaisseurs et permittivités pour le diélectrique servant de support à l'interface de communication seront proposées et testées.

Les évolutions technologiques visent à intensifier les efforts d'intégration notamment des dispositifs électroniques qui sont à l'heure actuelle séparés de l'antenne active, et à s'affranchir des paramètres indésirables tels que les facteurs liés à l'environnement, par exemple les variations de température. Les développements futurs doivent permettre de maîtriser de nouveaux composants intelligents, qui rendront compte des incidents, qui seront durcis à l'environnement électromagnétique et pour lesquels les problèmes thermiques et de connectique seront résolus.

Bibliographie Chapitre I

[1] J.Vindevoghel, M.El.Bekkali, P.Descamps, R.Gabillard, J.Baudet, N.El.Saleous, C. Semet,
"Cinémomètre à effet Doppler à tête hyperfréquence intégrée en vue d'application à la S.N.C.F."
Rapport final de contratM.E.L.A.T.T., 226-75-01-1987, S.N.C.F., Octobre 1990

[2] L.E.P.: P.IZard, V.Pauker, R.Polaert

U.S.T.L.F.A.-C.H.S.: P.Descamps, M.El.Bekkali, J.Vindevoghel

I.N.R.E.T.S.- C.R.E.S.T.A. : Y.David, P.Deloof

"Conception et réalisation monolithique de capteurs microondes pour automobiles", rapport final M.R.T., Octobre 1991

[3] F.Carrez, "Contribution à l'étude de transpondeurs intégrés en structure multicouche.
 Application aux communications et à l'identification micro-ondes", Thèse d'Université, Lille, 1997.

[4] C.Berland, J. Dulongpont. P. Genest. E. Laurent, "Radios in mobile communication equipment", Proc.1995 IEEE International Topical Meeting, Nomadic microwave technologies and techniques for mobile communications and detection, France, pp 31-33, 1995

[5] Henrik Sandstrom, "Ideas about PRO-COM : Definition of services and parameter requirements." PROMETHEUS, PRO-COM, Document no.88, Swedish Telecom Radio, August 1988

[6] P.M. Haskins, P.S. Hall and J.S. Dahele, "Active patch antenna element with diode tuning", Electronics Letters, 27, (20), pp 1846-1848, 1991

[7] D. Sanchez-Hernandez and I. Roberston, "60 GHz-band active microstrip patch antenna for future mobile systems applications", Electronics Letters, 9, (30), pp 677-678, 1994

[8] F. Carrez, R. Stolle, J. Vindevoghel, "Integrated Active Antenna for Communication and Identification Applications", 16th Biennal IEEE/Conference on advanced concept in high speed semiconductor devices and circuits, Ithaca, U.S.A., 1997

[9] Premier forum mondial des politiques de Telecom, Genève 1996, U.I.T. (http://www.itu/pforum/fact-f.htm)

[10] J.F. Zürcher, F.E. Gardiol, "Broadband patch antennas", Artech House, pp 29-30, 1995

[11] D.M.Pozar, "Microstrip antenna aperture-coupled to a microstrip line", Electronics Letters,21, pp 49-50, 1985

[12] J.F. Thierry, "Etude et réalisation de transistors HIGFETs complémentaires en technologie auto-alignée pour circuits logiques rapides et à faible consommation", Thèse d'Université de Lille I, 1995

[13] H.Matthieu, "Physique des semi-conducteurs et des composants électroniques", Masson, 1990

[14] R.Castagne, J.P.Duchemin, M.Gloanec, Ch.Rumelhard, "Circuits intégrés en Arséniure de Gallium", Physique, technologie et règles de conception, Masson, 1989

[15] U. König and M. Glück, G. Höck, "Si/SiGe field-effect transistors", J. Vac. Sci. Technol B 16
(5), pp. 2609-2614, Sept/Oct 1998

[16] Steven D; Eason, "SiGe stretches limits of silicon applications", Microwaves and RF, pp. 89-96, Déc 1996

[17] Ensemble Version 5.0, Boulder Microwave Technologies, Inc., U.S.A.

[18] H.Pue, A.Van De Capelle, "Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna", IEE proc. H, vol.131, pp 334-340, 1984

Chapitre II Etude théorique et simulation des antennes

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes

1. INTRODUCTION

Les antennes microrubans ont fait leur apparition dans le milieu des années soixante-dix et présentent de nombreux avantages comparées aux antennes en structure guide d'ondes (antennes paraboliques, cornets,...) tels qu'un faible encombrement, un faible poids, un faible coût. Elles permettent également d'avoir une technologie reproductible et de réaliser des systèmes facilement embarquables. Leur principale limitation est une trop faible bande passante.

De nouvelles antennes, dont la principale différence réside dans le type d'alimentation (par via-hole, par couplage de proximité, par couplage électromagnétique) nous permettent d'améliorer les caractéristiques de l'antenne par une taille et un poids plus faibles, et des performances (gain, bande passante, angle d'ouverture) plus intéressantes.

Notre objectif est ici de réaliser l'antenne la plus miniaturisée possible avec les meilleures performances en vue de l'intégrer sur un microcapteur intelligent. Cette miniaturisation passe tout d'abord par l'utilisation des hyperfréquences qui contribuent à diminuer les faibles dimensions de l'antenne. Les performances maximales de l'antenne seront obtenues par un choix judicieux de la configuration de l'antenne et du substrat. La miniaturisation d'une antenne réseau sera également favorisée par l'utilisation du couplage parasite : les résonateurs à la périphérie du résonateur central sont alimentés par couplage parasite par ce dernier. Ce type d'alimentation parasite permettra de plus soit d'augmenter la bande passante, soit le gain ou encore d'obtenir un lobe principal incliné, suivant le type d'application visée.

Nous allons commencer ce chapitre par montrer les limites de l'alimentation par ligne microruban. Nous simulerons de telles antennes à l'aide du logiciel de CAO Ensemble pour des réseaux linéaires et bidimensionnels alimentés par couplage parasite. Nous étudierons les effets de ce couplage parasite sur la bande passante, le gain, l'inclinaison du lobe principal pour les antennes réseaux dont le résonateur central est alimenté soit par couplage de proximité soit par couplage électromagnétique.

2. ETUDE DE RESEAUX CLASSIQUES

2.1 Les modèles et le logiciel de CAO

Les modèles de la cavité [1] ou de la ligne de transmission [2] constituent une première approche pour connaître les dimensions, l'efficacité et l'impédance d'entrée d'un résonateur. Ils ne demandent pas un temps de calcul important, mais ils ne sont qu'approximatifs. Ils ne sauraient prendre en compte tous les phénomènes électromagnétiques, comme les phénomènes d'ondes de surface ou le rayonnement des lignes microrubans du réseau d'alimentation. Pour pouvoir concevoir les structures les plus complexes, nous utilisons le logiciel de CAO Ensemble [3] qui repose sur la résolution des fonctions intégrales associées à la méthode des moments. Cette résolution est plus rigoureuse mais ceci au détriment d'un temps de calcul important.

2.2 L'alimentation par ligne microruban et les limites d'une antenne classique

2.2.1 L'alimentation par ligne microruban

Une antenne microruban est constituée d'un fin dépôt métallique sur un substrat diélectrique sans perte au dessus d'un plan de masse conducteur. La permittivité du diélectrique est la plus faible possible. L'antenne ainsi formée est une antenne résonante. L'alimentation par la ligne microruban connectée à un des côtés du résonateur représente l'alimentation la plus utilisée (Figure I.1). Sa réalisation technologique est très facile. Cependant, elle présente quelques inconvénients.

(1) On ne peut pas optimiser simultanément la ligne d'alimentation et le résonateur.

(2) L'utilisation d'un même substrat comme support à la ligne d'alimentation et au résonateur est défavorable, et génère des couplages parasites entre la ligne d'alimentation et le résonateur.

(3) L'obtention de l'adaptation n'est possible que par l'ajout d'un ou de plusieurs transformateurs d'impédance, ce qui diminue le gain du résonateur du fait des discontinuités.



Figure I.1 Alimentation par ligne microruban

2.2.2 Les limites des antennes réseaux classiques

La figure I.2 représente une antenne réseau classique. Cette antenne réseau permet soit d'augmenter le gain et la directivité par rapport à un unique résonateur, soit d'avoir un lobe principal incliné en modifiant le réseau d'alimentation. Cependant, cette antenne a plusieurs inconvénients.

(1) Les pertes des lignes de transmission, le rayonnement au niveau des transitions et des coudes du réseau d'alimentation, les couplages parasites entre les résonateurs et le réseau d'alimentation contribuent à une diminution de l'efficacité de rayonnement et du gain de l'antenne.

(2) La bande passante de l'antenne réseau est aussi faible que celle d'un résonateur isolé.

(3) La taille de l'antenne est importante, compte tenu qu'il faut une distance suffisante $(d \succ \frac{\lambda}{10})$ entre les résonateurs pour minimiser le couplage mutuel entre les résonateurs.



Figure I.2 Antenne réseau classique

2.2.3 Réalisation d'un résonateur sur AsGa

Précédemment, nous avons réalisé un résonateur sur Arséniure de Gallium à 24 GHz alimenté par ligne microruban [4]. En ce qui concerne le paramètre de réflexion S11, nous observons un décalage fréquentiel de 1,2% entre la fréquence théorique où l'adaptation est attendue, et celle où elle est mesurée. Les dimensions du résonateur et des lignes d'adaptation avaient été calculées à l'aide du logiciel Ensemble [3]. Le décalage peut s'expliquer par une mauvaise connaissance des caractéristiques du substrat d'Arséniure de Gallium (épaisseur, permittivité, pertes). Ce décalage est toutefois minime. Nous allons donc utiliser le logiciel Ensemble pour simuler toutes les configurations d'antennes que nous allons réaliser.

D'autres types d'alimentation existent comme l'alimentation par couplage capacitif et l'alimentation par via-hole. Si dans le premier cas, la structure présente l'avantage d'éviter un contact, et donc un point de discontinuité entre la ligne d'alimentation et le résonateur, elle ne permet pas d'éviter les inconvénients générés par l'utilisation du même substrat pour le résonateur et la ligne d'alimentation. L'alimentation par via-hole permet de travailler avec deux substrats différents, un pour le résonateur et l'autre pour la ligne d'alimentation, donc permet une optimisation à la fois du résonateur et de la ligne d'alimentation; cependant la connexion par via-hole devient vite problématique pour une fréquence élevée, ce qui est du aux difficultés d'alignement des deux substrats. Nous avons vu dans le chapitre I au paragraphe 3.2 que le résonateur alimenté par couplage de proximité et celui alimenté par couplage électromagnétique permettaient d'optimiser simultanément la ligne microruban et le résonateur, grâce à l'utilisation des deux substrats différents, mais qu'également ils permettaient une adaptation aisée à des fréquences élevées.

3. ALIMENTATION D'UN RESEAU PAR COUPLAGE PARASITE

Nous allons étudier les effets du couplage parasite : le résonateur central alimenté soit par couplage de proximité, soit par couplage électromagnétique alimente par couplage parasite des résonateurs à sa péripherie [5,6]. Nous allons présenter les deux substrats faibles pertes que nous avons choisis pour chacune des configurations retenues.

Les paramètres des substrats peuvent ainsi être choisis séparément. Le substrat sur lequel se trouve l'antenne requiert une épaisseur importante avec une faible constante diélectrique relative pour améliorer le rayonnement de l'antenne, et augmenter sa bande passante, alors que l'autre
substrat où se trouve la ligne d'alimentation, est d'épaisseur relativement fine et possède une constante relative diélectrique élevée pour limiter le rayonnement.

Dans le but d'améliorer la bande passante ou la directivité et le gain de l'antenne réseau, nous allons utilisé le couplage parasite entre les résonateurs, qui nous permettra en plus de réduire la taille finale de l'antenne réseau.

3.1 Caractéristiques des substrats et résonateur isolé

Dans cette partie sont données les caractéristiques de différents substrats, ainsi que les dimensions du résonateur central et ses caractéristiques : sa bande passante, son adaptation à la fréquence de résonance et son rayonnement dans les plans E et H à l'adaptation. Ces résultats sont obtenus à l'aide du simulateur Ensemble [3].

3.1.1 Cas de la ligne enterrée

Nous avons vu que les éléments rayonnants doivent être réalisés sur un substrat de faible permittivité relative afin de favoriser le rayonnement. Nous utilisons les polyimides 4208 et 7505 distribués par Amoco Chemicals [7] dont les caractéristiques sont les suivantes.

Permittivité relative : 2.9 (4208); 2.8 (7505)

Hauteur du substrat : 30 µm

Epaisseur de métallisation : 200 Å de Titane et 5000 Å d'or

Pertes diélectriques : tanδ=0.005 (4208); tanδ=0.004 (7505) à 1 MHz

Nous avons choisi de faire une simulation pour 30 μ m de polyimide de permittivité relative 2.9 et de pertes diélectriques tan δ égales à 0.02.

Les lignes de transmission seront quant à elles déposées sur un substrat de forte permittivité pour minimiser les pertes par rayonnement parasite. Le substrat utilisé est un substrat d'Arséniure de Gallium dont les caractéristiques sont les suivantes :

Permitivité relative : 12.8 Hauteur du substrat : 400 μm Epaisseur de métallisation : 200 Å de Titane et 5000 Å d'or Pertes diélectriques : tanδ=0.006 à 24 GHz Préalablement à la simulation de réseaux d'antennes, nous avons tout d'abord étudié un résonateur carré (figure I.4), élément de base de ces réseaux. En effet, bien que le couplage et la forte interaction entre les résonateurs vont modifier la fréquence de résonance et élargir la bande passante de ces réseaux , nous pouvons raisonnablement penser que la fréquence centrale sera assez proche de la fréquence de résonance d'un résonateur isolé.



Figure II.3 : Evolution du coefficient de réflexion d'un résonateur alimenté par ligne enterrée



Figure II.4 : Diagrammes de rayonnement théoriques dans les plans E et H à 24 GHz



Figure II.5 : Schéma et dimensions (mm) d'un résonateur alimenté par ligne enterrée

La figure II.3 présente l'évolution du module du coefficient de réflexion d'un résonateur alimenté par ligne enterrée . Les dimensions de l'antenne ont été déterminées pour obtenir une fréquence de résonance de 24 GHz (Figure II.5). Les diagrammes de rayonnement typiques d'un résonateur carré dans les plans E et H sont présentés dans la figure II.4.

3.1.2 Cas de l'alimentation par trou de couplage

Nous utilisons la résine Su-8 distribuée par IBM [8] dont les caractéristiques sont les suivantes. Permittivité relative : 4 Hauteur du substrat : 300 μm Epaisseur de métallisation : 200 Å de Titane et 5000 Å d'or Pertes diélectriques : 0.9 dB à 24 GHz

Le substrat utilisé pour les lignes de transmission est un substrat d'Arséniure de Gallium dont les caractéristiques sont les suivantes :

Permittivité relative : 12.8 Hauteur du substrat : 400 μ m Epaisseur de métallisation : 200 Å de Titane et 5000 Å d'or Pertes diélectriques : tan δ =0.006 à 24 GHz

Avant la simulation des réseaux d'antennes, nous avons comme dans le cas de la ligne enterrée étudié un résonateur carré (figure 1.5), élément de base de ces réseaux.







Figure II.7 : Diagrammes de rayonnement théoriques dans les plans E et H à 23.4 GHz



Figure II.8 : Schéma et dimensions (mm) d'un résonateur alimenté par trou de couplage

3.2 Utilisation du couplage parasite pour augmenter la bande passante et le gain

Nous étudierons des réseaux linéaires formés de 3 résonateurs carrés couplés dans les plans H et E . Nous choisirons des résonateurs de mêmes dimensions pour augmenter la bande passante, et des résonateurs de dimensions différentes pour augmenter la directivité et le gain. Nous verrons l'effet de la distance entre les résonateurs couplés sur la bande passante et le gain. Notre but n'est pas de faire une étude de ce phénomène qui a été largement rapporté dans la littérature [9,10,11], mais plus particulièrement de l'adapter au cas de la ligne enterrée et de l'antenne alimentée par couplage électromagnétique. Dans la littérature, nous trouvons essentiellement le cas de l'alimentation par fiche coaxiale [9,10]: le résonateur central est alimenté par une fiche coaxiale et alimenté par couplage parasite les résonateurs se trouvant à proximité. Ces résonateurs alimentés par couplage parasite peuvent en parallèle être alimentés par une fiche coaxiale et permettre d'obtenir une antenne à lobe incliné [11]. Quelques antennes alimentées par couplage

électromagnétique ont été réalisées, mais ceci à des fréquences plus basses que celle que nous nous proposons d'utiliser [12]. De plus, cette alimentation par couplage parasite n'a pas encore été appliquée au cas de l'alimentation par ligne enterrée.

3.2.1 Augmentation de la bande passante

Nous étudierons le paramètre de réflexion S_{11} de ces antennes et la bande passante sera définie comme les fréquences pour lesquelles S_{11} est inférieur à - 10 dB.

Nous avions vu précédemment que pour augmenter la bande passante d'une antenne, il suffisait d'augmenter l'épaisseur du substrat sur laquelle se trouvait l'antenne. Mais nous étions rapidement limités par le phénomène des ondes de surface (Chap.I §.3.3.2.2). La résolution de ce problème passe par l'utilisation du couplage parasite entre les résonateurs carrés [13].

3.2.1.1 Cas de la ligne enterrée

Dans le cas de la ligne enterrée, nous allons étudier uniquement le couplage linéaire dans le plan H (Figure II.9). Notre objectif est en effet d'alimenter le résonateur central et celui ci alimentera à son tour les résonateurs couplés. Si nous nous trouvons dans la topologie des antennes linéaires à résonateurs couplés dans le plan E (Figure II.10), la ligne d'alimentation alimente également des autres résonateurs par couplage de proximité. Nous ne pouvons donc pas dans ce cas mesurer l'effet du couplage parasite sur l'augmentation de la bande passante. Nous ne ferons donc pas l'étude des antennes linéaires à résonateurs couplés dans le plan E (Figure Sonateurs couplés dans le plan E) (Figure II.10).



Figure II.9 : Antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan H



Figure II.10 : Antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan E

Considérons la figure II.9 qui représente une antenne linéaire à résonateurs couplés dans le plan H et notons Sy la distance entre chaque bord non résonant de l'antenne. Nous allons faire varier Sy et étudier son influence sur le coefficient de réflexion de l'antenne ainsi que sur le diagramme de rayonnement de l'antenne et nous ferons une comparaison avec un résonateur isolé.

• Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne

La figure II.11 représente les évolutions du paramètre de réflexion des antennes pour différents écartements entre les résonateurs. Nous pouvons remarquer comme attendu un élargissement important de la bande passante, comparé à celle d'un résonateur unique. Cette bande passante est égale à 1 GHz lorsque la distance Sy vaut 0.5 mm au lieu de 0.4 GHz dans le cas d'un résonateur isolé.



Figure II.11 : Evolution de S₁₁ de l'antenne linéaire plan H en fonction de la fréquence

• Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement

Les évolutions du diagramme de rayonnement sont représentées figure II.12. Une légère augmentation de la directivité peut être observée lorsque le couplage augmente.





Nous avons également regarder le comportement de l'antenne pour différentes fréquences comprises dans la bande passante de l'antenne. L'antenne pour une distance Sy égale à 0.5 mm conserve un rayonnement identique pour des fréquences réparties sur 1 GHz (Figure II.13). La figure II.14 représente les évolutions du gain et du paramètre de réflexion en fonction de la fréquence.



Figure II.13 : Evolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences Distance interbord: Sy=0.5 mm

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes



Fréquence (GHz)

Figure II.14 : Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S11 en fonction de la fréquence Distance interbord: Sy = 0.5 mm

3.2.1.2 Cas de l'alimentation par trou de couplage

Dans le cas de l'alimentation par trou de couplage, nous allons étudier des antennes linéaires à résonateurs couplés dans les plans H et E.

3.2.1.2.1 Dans le plan H

• Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne





La figure II.15 présente les évolutions du paramètre de réflexion pour une valeur interbord Sy entre les bords non rayonnants de l'antenne égale à 0.1 mm. Nous remarquons comme dans le cas de la ligne enterrée un élargissement de la bande passante comparé à celle d'une antenne ne comportant qu'un résonateur (ACPA : aperture coupled patch antenna) [5,6]. Cette bande passante est égale à 1 GHz.

• Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement



Figure II.16 : Diagramme de rayonnement dans le plan H à 23.6 GHz



Figure II.17 : Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S₁₁ en fonction de la fréquence Distance interbord: Sy=0.1 mm



Figure II.18 : Evolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences Distance interbord: Sy=0.1 mm

La figure II.16 présente les évolutions du diagramme de rayonnement dans le plan H. Lorsque le couplage augmente, la directivité augmente. Le comportement de l'antenne ne varie pas pour des fréquences comprises dans la bande passante de l'antenne (Figure II.18) et l'antenne nous donne une bande passante importante ainsi que de bonnes caractéristiques de rayonnement (Figures II.16, II.17 et II.18).

3.2.1.2.1 Dans le plan E



• Influence du couplage sur le coefficient de réflexion de l'antenne

Figure II.19 : Evolution de S₁₁ de l'antenne linéaire plan E en fonction de la fréquence

Comme précédemment, nous pouvons observé un élargissement de la bande passante de l'antenne (1 GHz).

• Influence du couplage sur le diagramme de rayonnement

Les figures II.20 et II.21 nous montrent une augmentation de la directivité, une large bande passante exploitable et de bonnes caractéristiques de rayonnement.



Figure II.20 : Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S₁₁ en fonction de la fréquence Distance interbord: Sx=0.1 mm



Figure II.21 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 23.3 GHz

3.2.1.3 Conclusion

L'augmentation de la bande passante peut s'expliquer par le fait que le résonateur central ne résonne pas à la même fréquence que les résonateurs latéraux. Bien que les trois résonateurs soient de mêmes dimensions, l'alimentation par couplage de proximité ou couplage électromagnétique entraîne une fréquence de résonance légèrement supérieure pour les résonateurs latéraux, ce qui explique l'élargissement de la bande passante.

Le décalage obtenu dans le cas le la ligne enterrée (Figure II.11) pour une distance interbord de 0.1 mm entre les bords non-rayonnants peut s'expliquer par le fait que les fréquences de résonance des résonateurs sont très proches l'une de l'autre. Dans la cas du résonateur alimenté par couplage électromagnétique, nous avons également observé un décalage fréquentiel quand l'écartement entre les résonateurs est inférieur à 0.1 mm. Nous avons donc choisi une distance interbord égale à 0.1 mm pour nous affranchir de ce problème.

3.2.2 Augmentation du gain

Nous avons vu précédemment que la fréquence de résonance légèrement différente des résonateurs latéraux accroît l'élargissement de la bande passante. Notre objectif est ici d'augmenter le gain : nous devons donc avoir la même fréquence de résonance pour les trois résonateurs. Les résonateurs latéraux devront donc être de dimensions plus importantes que le résonateur central. En effet, quand les résonateurs ont les mêmes dimensions, la fréquence de résonance du résonateur central est légèrement inférieure. Nous allons donc illustrer ce phénomène dans les plans E et H d'une antenne linéaire trois éléments dont l'élément central est alimenté par couplage électromagnétique. Les substrats sont ceux définis au paragraphe 3.1.2.

3.2.2.1 Dans le plan E

Le résonateur central est un carré de 3.034 mm de côté et les résonateurs latéraux sont des carrés de 3.07 mm, centrés sur le résonateur central et séparés de ce dernier d'une distance égale à 0.1 mm. Les figures II.22 et II.23 nous présentent respectivement l'évolution du gain et du paramètre de réflexion, ainsi que l'évolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences. Nous obtenons tout de même un élargissement de la bande passante : la bande passante est de 900 MHz pour le réseau avec résonateurs de tailles différentes, de 1 GHz pour le réseau avec

38

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes

résonateurs de tailles identiques contre 400 MHz pour un résonateur isolé. Le gain est de 6.7 dB, soit de 0.7 dB supérieur à celui trouvé précédemment dans le cas des résonateurs identiques.



Figure II.22 : Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S₁₁ Distance interbord: Sx=0.1 mm et patchs parasites de côté 3.07 mm



Figure II.23 : Evolution du diagramme de rayonnement (plan E) pour différentes fréquences Distance interbord: Sx=0.1 mm

3.2.2.2 Dans le plan H

Le résonateur central est un carré de 3.034 mm de côté et les résonateurs latéraux sont des carrés de 3.1 mm de côté, centrés sur le résonateur central et séparés de ce dernier d'une distance égale à 0.4 mm. Les figures II.24 et II. 25 nous représentent respectivement l'évolution du diagramme de rayonnement pour différentes fréquences. La bande passante est de 800 MHz contre 1 GHz pour des résonateurs identiques, mais en ce qui concerne le gain, nous obtenons une augmentation de 1.7 dB par rapport aux résonateurs identiques.



Figure II.24 :Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S11 Distance interbord Sy=0.1 mm et patchs parasites de côté 3.1 mm



Figure II.25 : Evolution du diagramme de rayonnement (plan H) pour différentes fréquences Distance interbord: Sy=0.1 mm

3.2.2.3 Conclusion

Nous obtenons donc une réelle augmentation du gain en modifiant la taille de nos résonateurs. Cette augmentation est plus importante dans le plan H que dans le plan E. La bande passante bien que diminuée par rapport au réseau à résonateurs identiques, demeure importante comparé à un résonateur isolé. Nous allons donc simuler maintenant un réseau bidimensionnel en favorisant soit la bande passante, soit la directivité; tout dépendra du type d'applications envisagées.

3.2.3 L'antenne bidimensionnelle

En nous référant aux antennes réseaux linéaires plan E et H que nous avons étudiées précédemment, nous allons passer à l'étude d'un réseau bidimensionnel à cinq éléments (Figure II.26). Nous prendrons dans un premier temps un réseau 5 éléments constitué de résonateurs de tailles identiques pour permettre l'élargissement de la bande passante, puis dans un deuxième temps un réseau à 5 éléments composé de résonateurs de tailles différentes pour augmenter la directivité.



Figure II.26 : Antenne bidimensionnelle à 5 éléments

3.2.3.1 Antenne constituée de résonateurs identiques

Les résonateurs sont des carrés de 3.034 mm de côté et séparés entre eux d'une distance de 0.1 mm. Les figures II.27, II.28 et II.29 nous présentent l'évolution du gain et du paramètre de réflexion et les diagrammes de réflexion dans le plan E et dans le plan H. La bande passante est de 1.4 GHz contre 400 MHz pour un résonateur isolé. Le gain maximum est de 7.25 dB à la fréquence de résonance. Les angles d'ouverture sont de 68° dans le plan E et de 64° dans le plan H. La taille de l'antenne est inférieure à 1 cm².



Figure II.27 : Evolution du paramètre de réflexion S11 et du gain de l'antenne bidimensionnelle 5 éléments en fonction de la fréquence



Figure II.28 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 23.3 GHz



Figure II.29 : Diagramme de rayonnement dans le plan H à 23.3 GHz

3.2.3.2 Antenne constituée de résonateurs différents

Le résonateur central est un carré de 3.034 mm de côté, les résonateurs latéraux dans le plan E sont des carrés de côté 3.07 mm et distants du résonateur central de 0.1 mm, les résonateurs latéraux dans le plan H sont des carrés de côté 3.1 mm et distants du résonateur central de 0.1 mm. Les figures II.30, II.31 et II.32 nous présentent l'évolution du gain et du paramètre de réflexion et les diagrammes de réflexion dans les plans E et H. La bande passante est de 1.3 GHz contre 400 MHz pour un résonateur isolé, le gain maximum est de 7.306 dB à la fréquence de résonance. Les angles d'ouverture sont de 72° dans le plan E et de 60° dans le plan H. La taille de l'antenne est inférieure à 1 cm².



Figure II.30 : Evolution du paramètre de réflexion S11 et du gain de l'antenne bidimensionnelle 5 éléments en fonction de la fréquence



Figure II.31 : Diagramme de rayonnement dans le plan E à 23.1 GHz



Figure II.32 : Diagramme de rayonnement dans le plan H à 23.1 GHz

3.2.3.3 Conclusion

Nous observons donc une nette amélioration de la bande passante, mais en ce qui concerne le gain, rien de vraiment notable n'a été obtenu avec l'antenne bidimensionnelle composée de résonateurs de tailles différentes. Notons toutefois que l'antenne constituée de résonateurs identiques ainsi simulée correspond bien aux caractéristiques voulues en terme de taille (moins de 1 cm²), de bande passante (5.8%), et de gain (7.2 dB). Son angle d'ouverture est important : plus de 60° à 3 dB dans les plans E et H. Pour augmenter la directivité de l'antenne, des réseaux bidimensionnels avec plus d'éléments devraient être envisagés. Ceci contribuerait également à augmenter le gain.

3.3 Utilisation du couplage parasite et d'un stub pour l'inclinaison du lobe principal dans le cas de la ligne enterrée

3.3.1 Comparaison théorique d'un réseau classique et d'un réseau alimenté par couplage parasite

3.3.1.1 Réseau classique

Pour obtenir un lobe principal inclinée, la méthode conventionnellement utilisée consiste à alimenter chaque élément rayonnant par une amplitude et une phase adéquates du signal, et ceci grâce à des largeurs et longueurs différentes des lignes du réseau d'alimentation. Cette méthode conduit donc à un réseau d'alimentation important, ce qui implique des pertes importantes du

44

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes

signal par les lignes d'alimentation. Une méthode intéressante serait de n'alimenter que l'élément rayonnant central et ce dernier, grâce à l'alimentation par couplage parasite, pourrait alimenter les autres résonateurs en modifiant les amplitudes et phases du signal incident sur les résonateurs à l'aide de stubs.

3.3.1.2 Couplage parasite

Nous allons dans cette partie étudier un réseau constitué de 5 éléments rayonnants, dont l'élément rayonnant central est alimenté par une ligne enterrée, et alimente 4 résonateurs parasites dont deux sont connectés à des stubs. Notre objectif est d'obtenir un lobe principal incliné à 30 degrés à l'adaptation en vue des applications par cinémomètrie Doppler [14]. La figure II.33 représente le réseau simulé.



Figure II.33 : Schéma et dimensions (mm) d'un réseau 5 éléments pour avoir un lobe principal incliné à 30 degrés

Les figures II.34 et II.35 représentent respectivement les évolutions du gain et du paramètre de réflexion en fonction de la fréquence et le diagramme de rayonnement à l'adaptation et à une fréquence limite de la bande passante.



Figure II.34 : Evolutions du gain et du paramètre de réflexion S11 en fonction de la fréquence



Figure II.35 : Evolution du diagramme de rayonnement pour la fréquence de résonance (23 GHz) et une fréquence comprise dans la bande passante (22.3 GHz – 23.3 GHz)

La fréquence de résonance est de 23 GHz, la bande passante est de 1 GHz, et le lobe principal est incliné de 26 degrés. Cependant, nous remarquons qu'en dehors de la bande passante et même à la limite de la bande passante, l'inclinaison du lobe principal n'est plus de 26 degrés.

3.3.1.3 Avantages et limites du couplage parasite

L'utilisation du couplage parasite et de stubs pour obtenir l'inclinaison du lobe principal est limité par une bande passante (en ce qui concerne l'angle d'inclinaison du lobe) trop étroite ainsi que par un angle d'ouverture beaucoup trop large. Toutefois, cette méthode permet une taille d'antenne réduite par rapport aux antennes classiques, une simplicité du réseau d'alimentation ainsi que bien

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes

entendu l'obtention d'un lobe incliné suivant un certain angle à la fréquence de résonance. En vue de diminuer l'angle d'ouverture, il faudrait modifier la taille des résonateurs parasites, augmenter leur nombre, mais l'augmentation de la bande passante n'est pas possible par cette méthode.

3.3.2 Quelles limites de cette méthode pour le réseau alimenté par le trou de couplage

L'application de cette méthode au réseau alimenté par couplage électromagnétique n'est pas adéquate. La simulation d'un réseau 5 éléments, comme celui conçu précédemment, n'a pas permis d'obtenir un lobe incliné à 30 degrés. Nous en sommes donc arrivés à la conclusion que la séparation du plan des éléments rayonnants de celui de la ligne d'alimentation par un plan de masse ne permet pas de rayonnement de la ligne d'alimentation vers les éléments rayonnants parasites, ce qui n'est pas le cas dans la configuration ligne enterrée. Ce n'est donc pas uniquement le couplage parasite associé à l'utilisation de stubs qui permet l'inclinaison du lobe incliné, mais aussi le rayonnement de la ligne d'alimentation sur les éléments rayonnants parasites.

4. CONCLUSION

Dans le but de minimiser le poids et la taille d'une antenne imprimée ainsi que de garantir de bonnes performances, nous avons étudié les effets du couplage parasite sur la bande passante, le gain, l'inclinaison du lobe principal pour les antennes réseaux dont le résonateur central est alimenté soit par couplage de proximité, soit par couplage électromagnétique.

Grâce à l'utilisation du couplage parasite et d'éléments rayonnants parasites de taille identique, nous obtenons un élargissement de la bande passante. En effet, nous avons une bande passante de 1 GHz pour un réseau 3 éléments contre 400 MHz pour un résonateur isolé, soit un rapport bande passante sur fréquence de résonance qui passe de 1.7% à 4.2%.

En utilisant le couplage parasite associé à des éléments parasites rayonnants, nous obtenons une augmentation du gain. Nous avons une augmentation de 0.7 dB dans le plan E (soit 11.7%) et de 1.7 dB (soit 28.4%) dans le plan H pour l'alimentation par couplage électromagnétique de l'antenne réseau 3 éléments.

En mettant des bouts de ligne sur certains éléments rayonnants parasites, nous obtenons une inclinaison du lobe principal. Cependant, la bande d'utilisation d'une telle antenne demeure très faible, et l'angle d'ouverture très large. Un système muni de ce type d'antennes serait donc très sensible à la fréquence d'utilisation, ainsi que très limité en ce qui concerne sa directivité. Il serait en effet, vu la valeur de son angle d'ouverture et sa sensibilité à la fréquence d'utilisation facilement rendu peu fiable par de nombreux phénomènes électromagnétiques.

Les résultats, tout à fait encourageants, obtenus quant à l'augmentation du gain et de la bande passante nous ont amené à étudier deux antennes bidimensionnelles 5 éléments. La taille faible de ces antennes (moins de 1 cm²), la bande passante importante de l'une (1.4 GHz soit 5.8%) et le gain de 7.3 dB de l'autre, nous permettent d'être optimistes quant à l'utilisation de telles antennes dans un certain nombre d'applications.

48

Bibliographie Chapitre II

 [1] E.Penard, "Etudes d'antennes imprimées par la méthode de la cavité", Thèse d'Université, Rennes, 1986

[2] H.Pues, A.Van De Capelle, "Accurate transmission line model for the rectangular microstrip antenna", IEE proc.H, vol 131, pp 334-340

[3] Ensemble Version 5.0, Boulder Microwave Technologies, Inc., U.S.A.

[4] Marjorie Grzeskowiak, "Antenne intégrée sur GaAs à 24 GHZ", D.E.A. Electronique U.S.T.L., Juillet 1996

[5] F.Carrez, "Contribution à l'étude de transpondeurs intégrés en structure multicouche. Application aux communications et à l'identification", Thèse d'Université, Lille, 1997

[6] F.Carrez, R.Stolle, "A low-cost active antenna for short-range communication applications", IEEE Microwave and guided wave letters, vol 8, n°6, pp 215-217, 1998

[7] Polyimides Ultradel 4208 et 7505, couches microélectroniques par Amoco Chemicals, 150West Warrenville road, MC C-1, Napperville, Illinois

[8] Résine SU-8, EPON, IBM

 [9] C.Wood, "Improved bandwidth of microstrip antennas using parasitic elements", Proc.IEE.Vol 127, n° 4, pp 231-234,1980

[10] G.Kumar, K.C.Gupta, "Nonradiating edges and four gap-coupled multiple resonator broadband microstrip antennas", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, Vol 33, n° 2, pp 173-178, 1985

Chapitre II. Etude théorique et simulation des antennes

[11] S.L.Preston, D.V.Thiel, J.W.Lu, S.G.O'Keefe, T.S.Bird, "Electronic beam steering using switched parasitic patch elements", Electronics Letters, Vol 33, no 1, pp 7-8, 1997

[12] F.Carrez, J.Vindevoghel, "Study and design of compact wideband microstrip antennas",
 Proc.IEE.10th International Conference on Antennas and Propagation, Edimburg, UK, pp 423-427, 1997

[13] H.Entschlagen, U.Nagel, "Microstrip patch array antenna", Electronics Letters, Vol 20, no22, pp 931-933, 1984

[14] F.Bouazza, « Antennes microrubans mono et multicouches à lobe incliné en bandes X et K –
 Applications », Thèse d'Université, Lille, 1996

Chapitre III Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

Chapitre III. Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

1. INTRODUCTION

Nous allons exposer dans ce chapitre la réalisation technologique des différentes configurations d'antennes et les résultats expérimentaux que nous avons obtenus.

Comme nous l'avons vu dans les chapitres I et II, nous envisageons deux configurations d'antennes. Le support de l'antenne est un diélectrique dont les caractéristiques sont la permittivité et l'épaisseur. Il nous faudra donc tout d'abord sélectionner des diélectriques compte tenu de leurs propriétés physiques, de l'épaisseur susceptible d'être déposée. Cependant, lors d'un procédé technologique des contraintes peuvent être rencontrées et nuire gravement à la réalisation de l'antenne. Nous en avons retenu deux : les contraintes mécaniques que sont le temps et la température par exemple, ainsi que les contraintes chimiques rencontrées lors d'une réaction entre le diélectrique et une espèce chimique utilisée lors de la mise en œuvre du procédé technologique. Nous verrons les conséquences de ces contraintes et tenterons de les comprendre pour mieux pouvoir les endiguer. Nous pourrons ainsi mettre au point des procédés technologiques les plus simples et reproductibles possibles, avec l'utilisation de solutions chimiques les moins nocives pour l'organisme humain. Nous pourrons alors réaliser plusieurs types d'antennes, réfléchir au boîtier de mesure le plus approprié suivant les différentes configurations et comparer les résultats expérimentaux à ceux attendus en théorie.

Nous allons donc commencer ce chapitre par la présentation des caractéristiques des substrats diélectriques retenus. Nous présenterons ensuite les différentes étapes d'une réalisation technologique, les procédés technologiques optimisés et les différentes contraintes rencontrées. Dans une dernière partie, l'ensemble des résultats expérimentaux sera présenté, ainsi que les différentes cellules de mesure.

51

2. CARACTERISTIQUES DES DIFFERENTS SUBSTRATS

Nous avons choisi, pour réaliser le substrat de l'antenne, trois diélectriques aux constantes diélectriques comprises entre 1 et 4, aux facteurs de dissipation les plus faibles possibles (d'ordre 10⁻² au maximum). Ces diélectriques sont les polyimides 4208 et 7505 distribués par Amoco Chemicals [1] et la résine SU-8 commercialisée par IBM [2,3].

Le tableau III.1 montre les propriétés électriques (constante diélectrique, facteur de dissipation) ainsi que l'épaisseur qui peut être obtenue en un seul dépôt pour chacun de ces diélectriques.

	Polyimide 4208	Polyimide 7505	Résine SU-8
Constante diélectrique	2,9	2,8	4
Facteur de dissipation	$\tan \delta = 0,005$	$\tan\delta = 0,004$	0,9 dB / mm
	(1 MHz)	(1MHz)	(24 GHz)
Epaisseur d'un dépôt	3 à 10 µm	5 à 30 µm	50 µm à 2 mm

Tableau III.1 : Propriétés électriques et épaisseur d'un dépôtdes polyimides 4208 et 7505 et de la résine SU-8

Les propriétés électriques ainsi que l'épaisseur de dépôt pour les polyimides 4208 et 7505 sont données par les fiches techniques délivrées par le fabricant [1]. La résine SU-8 a été caractérisée par Messieurs Thorpe, Steenson et Miles de l'Université de Leeds en Angleterre [4]. Cette résine a été caractérisée également au laboratoire par David Glay de l'équipe Namo [5]. La permittivité obtenue est de 3,7, et le facteur de dissipation tanδ est de 0.19.

3. REALISATIONS TECHNOLOGIQUES

3.1 Les étapes d'une réalisation technologique

Nous allons décrire toutes les étapes classiques de la réalisation technologique d'une antenne. Nous allons présenter les opérations suivantes : - pour le dépôt du diélectrique : l'étalement avec un plateau rotatif, les recuits, la gravure humide, la gravure physique

- pour réaliser l'élément rayonnant sur le diélectrique et la ligne d'alimentation : la métallisation, le lift-off avec profil en casquette

3.1.1 L'étalement du dépôt

La façon d'étaler le polyimide ou la résine détermine l'épaisseur de la couche du dépôt. La variation de la viscosité d'un diélectrique permet d'étaler des couches d'épaisseurs différentes. Les figures III.1 et III.2 présentent les courbes d'épaisseur obtenues en fonction de la vitesse d'étalement respectivement pour le polyimide 4208 et le polyimide 7505. Ces épaisseurs sont données pour une quantité de 5 ml de 4208 et de 8 ml de 7505 pour un substrat de 6 pouces après un recuit au four à 350°C et un étalement préalable à la vitesse de 500 RPM pendant 10 et 30 secondes pour respectivement les polyimides 4208 et 7505. La vitesse d'étalement, ainsi que le temps d'étalement ne sauraient définir en effet précisément l'épaisseur du dépôt. Il s'avère nécessaire également de prendre des quantités de diélectrique bien définies pour avoir un procédé reproductible.



Figure III.1 : Epaisseur (µm) en fonction de la vitesse d'étalement (RPM) pour le polyimide 4208



Figure III.2 : Epaisseur (µm) en fonction de la vitesse d'étalement (RPM) pour le polyimide 7505

Pour un programme d'étalement donné, on constate aussi une variation de l'épaisseur de la couche déposée. La non-planéité de la plaque chauffante utilisée pour la cuisson et le surplus annulaire de diélectrique localisé sur le pourtour de la plaquette sont les facteurs influents de cette variation. Les problèmes de la non-planéarité de la plaque chauffante peuvent être facilement corrigés à l'aide de cales sous la plaque chauffante. La figure III.3 nous représente le profil d'un surplus annulaire.



Figure III.3 : Influences de la non-planéité de la plaque chauffante et du surplus annulaire sur le profil d'épaisseur de la plaque.

Compte tenu du fait que le diélectrique contient toujours une grande partie de son solvant, il migre vers le centre de la plaque effectuant ainsi une égalisation naturelle. Ce nivellement s'interrompt dès que le diélectrique ne contient plus assez de solvant et la couche se fige. Le meilleur moyen de limiter l'ampleur du surplus annulaire consiste à laisser la plaquette au repos

pendant 10 mn sur la machine d'étalement. Ainsi le diélectrique peut s'égaliser car il contient encore du solvant.

Dans le cas de la résine SU-8, l'homogénéisation est quasi - parfaite après évaporation du solvant. Le tableau III.2 nous présente la variation de l'épaisseur Δe en fonction de l'épaisseur de la résine SU-8 au centre de la plaque [6].

Epaisseur de la résine SU-8	Δe (%)	
au centre de la plaque		
30 µm	20	
300 µm (2 étalements)	3.6	
500 µm (3 étalements)	4.8	

Tableau III.2 : Variation de ∆e (%) en fonction de l'épaisseur de la résine SU-8 au centre de la plaque

On remarque que la variation est d'autant plus grande que les épaisseurs sont faibles car il y a évaporation rapide du solvant.

Dans le cas des polyimides 4208 et 7505, il convient de le supprimer complétement, car le bord est quant à lui visible à l'oeil nu. On enlève à l'aide d'un solvant tout le polyimide qui se trouve sur le bord de la plaquette. Cette opération est appelée détourrage et permet par la suppression de ce bord d'éviter tout problème de plaquage qui rend si critique la phase d'insolation.

Afin d'obtenir une couche d'épaisseur importante, il est possible de procéder à plusieurs dépôts successifs. Les figures III.4, III.5 et III.6 représentent le schéma des opérations dans la technologie 4208, 7505 et SU-8.



Figure III.4 : Schéma des opérations dans la technologie 4208



Figure III.5 : Schéma des opérations dans la technologie SU-8



Figure III.6 : Schéma des opérations dans la technologie 7505

Après avoir passé en revue les différents paramètres qui entrent en ligne de compte pour l'étalement, voyons maintenant les autres opérations d'un procédé technologique.

3.1.2 Les recuits

3.1.2.1 Les pré-recuits

La résine une fois étalée doit subir une cuisson sur plaque chauffante. Durant cette étape le solvant s'évapore et le dépôt se solidifie. Il convient de déterminer le temps de cuisson en fonction de l'épaisseur du dépôt.

3.1.2.2 Les post-recuits

Ils permettent d'éviter le phénomène d'ondulation qui peut avoir lieu pour de grosses épaisseurs de dépôt pendant le développement.

3.1.2.3 Les recuits de réticulation

Ils permettent le durcissement de la résine ou du polyimide. Ce phénomène débute dès l'exposition aux ultra-violets pour les dépôts photosensibles et est accéléré par ce recuit.

3.1.3 Les techniques de gravure

Nous présentons les différents types de gravure des diélectriques. Nous allons présenter respectivement les méthodes de gravure humide et de gravure ionique réactive, encore appelée gravure sèche.

3.1.3.1 La gravure humide

Ce procédé de gravure des diélectriques se fait en plongeant la structure dans une solution liquide. Il ne peut être utilisé qu'avec des diélectriques photosensibles, dont la solubilité est affectée par le rayonnement UV. Il existe deux types de diélectriques.

Les diélectriques négatifs pour lesquels le rayonnement ultraviolet entraîne une polymérisation des zones exposées, conférant ainsi à ces zones une tenue particulière au solvant de révélation alors que les parties non insolées disparaissent sélectivement dans ce solvant.

57

Les diélectriques positifs pour lesquels le rayonnement UV entraîne une rupture des macromolécules, d'où une solubilité accrue des zones exposées dans le révélateur. Après l'étalement du diélectrique (paragraphe 3.1.1.) et les différents recuits, nous utilisons un aligneur à UV classique (source de 365 nm) permettant le masquage par contact. Le principe de fonctionnement est illustré sur la figure III.7.



Figure III.7 : Principe de fonctionnement d'un aligneur UV pour graver un diélectrique négatif

3.1.3.2 La gravure sèche

Nous allons aborder ici la Gravure Ionique Réactive (G.I.R.) technologie développée en gravure sèche. Par opposition à la gravure humide utilisant un élément liquide pour graver le diélectrique, la gravure sèche met en œuvre des plasmas.

Le principe du G.I.R. est de polariser un plasma entre deux électrodes. Le plasma est obtenu en appliquant une source alternative de forte puissance, en pratique une centaine de Watts à la fréquence d'excitation de 13,56 MHz. Le schéma du bâti de G.I.R. est représenté sur la figure III.8. Sur l'une des électrodes, la cathode, on dispose l'échantillon à graver. Compte tenu de la différence de masse entre les électrons et les ions, une électrode placée dans le plasma se charge

négativement, ce qui crée une réaction de charge d'espace. Ces zones, adjacentes aux électrodes forment des gaines ioniques du plasma. L'électrode qui supporte le substrat à graver est connectée au générateur R.F, par l'intermédiaire d'une capacité de blocage. Cette capacité empêche qu'un courant continu soit extrait d'un plasma. Cependant, une tension continue d'autopolarisation se forme aux bornes des électrodes. En effet, la caractéristique statique d'un plasma présente un effet de redressement dû aux cinétiques différentes des électrons et des ions. La moyenne des valeurs temporelles de courant est non nulle. Pour la rendre nulle, il apparait une tension d'autopolarisation, d'autant plus grande que la puissance de la source alternative est élevée. Le gaz réactif est choisi de sorte que les espèces réactives produites réagissent chimiquement avec le matériau à graver et forment un produit volatil stable dans le plasma pour qu'il ne se transforme pas en dépôt solide avant son évacuation et puisse être évacué par pompage. Nous disposons d'un bâti de gravure ionique réactive de la société ALCATEL pour graver les diélectriques grâce à un plasma d'oxygène. La gravure ionique réactive permet d'obtenir des flancs de gravure quasi verticaux. Par contre, une des limitations de ce type de gravure est la limitation de l'épaisseur pouvant être gravée.



Figure III.8 : Synoptique d'un bâti de gravure ionique réactive de diélectrique

3.1.5 La métallisation et le profil en casquette

3.1.5.1 Le dépôt de métallisation par évaporation

Les dépôts Titane - Or sont réalisés dans le bâti de métallisation MECA 2000-1. Le Titane joue le rôle de couche d'accrochage du contact métallique. L'évaporation des matériaux Titane et Or placés dans des creusets se fait à l'aide d'un bombardement par un faisceau d'électrons accéléré. Ce faisceau électronique est émis à partir d'une électrode en Tungstène. Ce faisceau est par ailleurs dévié dans un champ magnétique puis dirigé sur les cibles. Le dépôt s'effectue dans des conditions de vide poussées, à 10-8 Torr, le substrat étant refroidi entre 15 et 20°C à l'aide d'un refroidissement par eau. Notons que les épaisseurs de métal déposées sont contrôlées à l'aide d'un quartz (la période de vibration du quartz est fonction de l'épaisseur de métal le recouvrant). Le bâti dont nous disposons au laboratoire est équipé d'un sas d'entrée comportant une source d'ions argon qui permet un décapage à faible énergie (10 kV) de la zone à métalliser (cleaning ou etching). L'avantage de cette technique est la bonne adhérence et les bonnes propriétés électriques des métallisations réalisées.

3.1.5.2 Le profil en casquette

Contrairement à la technologie Silicium où on dépose un film métallique sur toute la surface de l'échantillon et où on élimine ensuite les parties indésirables au moyen d'une gravure et d'un masque de résine, en technologie III-V, on réalise un masque de résine avant de déposer le métal sur les parties désirées. En disparaissant, la résine élimine le métal qui a été déposé sur sa surface, laissant derrière elle les motifs métalliques recherchés. C'est la technique du lift-off. Afin de réduire l'épaisseur de la résine (la résolution du masquage est inversement proportionnelle à l'épaisseur de résine), il est préférable d'utiliser le profil en casquette. Une méthode pour obtenir ce profil en casquette , illustré à la figure III.9, est de durcir la surface de la résine en la plongeant dans un solvant tel que le chlorobenzène. L'interdiction d'utiliser aujourd'hui ce produit cancérigène nous a conduit à développer des techniques de bicouches permettant de reproduire ce même profil. A cette fin, le laboratoire s'est équipé récemment d'un aligneur à UV profonds (Deep UV à 220 nm).

60



Figure III.9 : Profil en casquette

3.2 Les réalisations technologiques

3.2.1 Procédé technologique du polyimide 4208

Le tableau III.3 présente le procédé technologique permettant d'obtenir un dépôt de 10 μ m de polyimide 4208 en utilisant une quantité de 2,5 ml de polyimide 4208 déposée sur un substrat d'Arséniure de Gallium de 2 pouces.

Nettoyage	Acétone / alcool / eau		
Séchage	Azote		
Etalements	Vitesse (RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
 étalement préalable 	500	500	10
 étalement final 	1500	3000	30
Pré-recuit	5 minutes sur plaque chauffante à 100°C		
Dépôt	200 Å de Ti W et 1000 Å de constantan		
Réalisation d'un masque de résine	Résine 1400-27		
Attaque chimique du constantan	KNO3 (2) / H20 (1) à 45°C		
Dissolution du masque de résine	Acétone + ultrason		
Gravure sèche (G.I.R.)	Gaz	P (W)	Temps
• du TiW	CHF3 / SF6 / O2	150	2'40''
• du polyimide	CF4+02 (10%)	250	34'
Recuit de réticulation	Four sous azote pendant 30 minutes à 200°C		

Tableau III.3 : Procédé technologique mis en œuvre avec le polyimide 4208 pour obtenir 10 μm de dépôt
Des dépôts successifs de polyimide 4208 permettent d'obtenir une épaisseur plus importante de dépôt (voir l'organigramme de la figure III.4).

3.2.2 Procédé technologique du polyimide 7505

Le tableau III.4 présente le procédé technologique mis en œuvre pour obtenir un dépôt de 30 μ m de polyimide 7505 avec une quantité de 3 ml de ce polyimide déposée sur un substrat d'Arséniure de Gallium de 2 pouces.

Nettoyage	Acétone / alcool / eau			
Séchage	Azote	·····		
Etalements	Vitesse (J	RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
• étalement préalable	500		500	30
 étalement final 	1500		3000	60
Pré-recuit	13 minutes sur pla	que chauff	ànte à 100°C	
Insolation UV	Pendant 70 secondes			
Post-recuit	Four à 175°C pendant 1 h			
Gravure humide	D510 + agitateur p	D510 + agitateur pendant 1 heure		
Rinçage	R760 pendant 20 secondes			
Séchage	3 minutes sur plaque chauffante à 100°C			
Recuit de réticulation	Four sous azote 25°C pendant 5 minutes			
	10°C / mn jusqu'à 200°C			
	200°C pendant 2 heures			
	10°C / mn jusqu'à 350°C			
	350°C pendant 30 minutes			

Tableau III.4 : Procédé technologique mis en œuvre avec le polyimide 7505 pour obtenir 30 μm de dépôt

Un dépôt final plus important peut être obtenu par l'étalement de couches de 30 µm successives comme présenté précédemment à la figure III.6.

3.2.3 Procédé technologique de la résine SU-8

Le tableau III.5 présente le procédé technologique utilisé pour obtenir un dépôt de 300 μ m de résine Su-8 avec une quantité de 5 ml de cette résine sur un substrat d'Arséniure de Gallium de 2 pouces.

Nettoyage	Acétone / alcool / eau		
Séchage	Azote		
Collage GaAs+Silicium	Avec résine 1400-37		
Etalement	Vitesse (RPM) Accélération (RPM) Temps (s)		
	100 à 500 2500 60		
Prérecuit	1 minute sur plaque chauffante à 100°C		
	Four à 105°C pendant 5 heures. Eteindre le four et laisser le		
	substrat dedans pendant 5 heures.		
Insolation UV	Pendant 2 minutes		
Post-recuit	Pendant 10 minutes à 105°C sur plaque chauffante		
Gravure humide	Nano Xp Su-8 à v=100 RPM pendant 1 heure		
Rinçage	Alcool		
Séchage	Azote		
Décollage GaAs+Silicium	Acétone + ultrason		
Rinçage	Alcool		
Séchage	Azote		

Tableau III.5 : Procédé technologique mis en œuvre avec la résine Su-8 pour obtenir 300 μm de dépôt

Une plus grande épaisseur de dépôt peut être obtenue soit en diminuant la vitesse de dépôt, soit en utilisant une technologie multicouche comme illustré à l'organigramme de la figure III.5.

3.3 Les contraintes rencontrées pendant la réalisation

Différentes contraintes ont été rencontrées pendant la mise en œuvre des différents procédés technologiques. Pour pouvoir optimiser ces différents procédés, il a fallu comprendre les origines de ces contraintes et les contrôler.

3.3.1 Les contraintes thermiques

Les contraintes thermiques dans la couche de polyimide ou de résine, déposée sur un substrat d'Arséniure de Gallium soumis à un chauffage, sont principalement dues à la dilatation différentielle entre le matériau déposé et le substrat. Le substrat d'Arséniure de Gallium est au moins 15 fois (460 μ m / 30 μ m) plus épais que les polyimides 4208 et 7505, mais du même ordre que la résine Su-8 (460 μ m / 300 μ m). L'Arséniure de Gallium lutte contre les changements des dimensions des couches diélectriques pendant les différents cycles de température du processus de fabrication. La déformation dans la couche est alors fonction de la différence de dilatation thermique entre l'Arséniure de Gallium (α_{AsGa}) et le dépôt (α_d).

La figure III.10 illustre ce mécanisme. Initialement, le dépôt et le substrat forment une bicouche mécaniquement libre. Chaque couche est considérée comme une entité distincte (Figure III.10.a). Sous l'action de la température, les dimensions longitudinales et latérales du dépôt et du substrat évoluent proportionnellement à leur propre coefficient de dilatation thermique (Figure III.10.b). L'application d'une force en traction dans les deux directions x et y de part et d'autre du dépôt (qui possède le plus faible coefficient de dilatation) amène celui-ci aux mêmes dimensions que le substrat (Figure III.10.c). A ce stade la bicouche peut être reconstituée. En supposant une adhérence parfaite entre les deux couches, la suppression des deux forces de traction va entraîner une déformation de l'ensemble. Le substrat et le dépôt voulant chacun reprendre leur forme initiale, des contraintes d'origine thermique vont naître à l'interface des deux matériaux. (Figure III.10.d). La variation de température ne crée pas seulement des changements de volume par dilatation différentielle mais également des changements de composition structurale, des changements de phase cristallographique... Tous ces mécanismes conduisent à un changement de volume du dépôt créant des contraintes résiduelles à l'interface dépôt - substrat pouvant engendrer des dislocations, des fissures de l'ensemble.



b : modification des dimensions des 2 couches en fonction des coefficients de dilatation



c : application d'une force de traction pour ramener les 2 couches aux mêmes dimensions



d : la suppression des deux forces va entraîner des fissures

Figure III.10 : Illustration de l'action de la température sur une bicouche

La photo de la figure III.11 montrent les conséquences de ces contraintes à l'interface dépôt - substrat.



Figure III.11 : Photographie de fragmentation de substrat à la suite de contraintes thermiques Fragmentation d'une plaque d'Arséniure de Gallium sous l'action d'une descente en température (de 105 °C à 25 °C) d'un dépôt de 300 µm de résine Su8

Sur la photo à la figure III.11, la contrainte a conduit à la fragmentation d'un substrat d'Arséniure de Gallium de 460 μ m d'épaisseur, sur lequel avaient été déposés 300 μ m de résine Su8.

3.3.2. Les contraintes chimiques

Nous avons été confrontés au problème des contraintes chimiques uniquement dans le cas du polyimide 7505 et lors de la dernière étape technologique de la réalisation de l'antenne qui consiste à obtenir un profil en casquette sur le polyimide pour construire un élément rayonnant. Les procédés mis en oeuvre pour la réalisation de tels profils en casquette sont les suivants. Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

Nettoyage	Acétone / alcool / eau		
Séchage	Azote		
Etalement de la résine 1400-27	Vitesse (RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
	2600	3000	5
Recuit	20 minutes dans le	e four à 60°C	
	18 minutes dans le	e chlorobenzène	
Séchage	Azote		
Recuit	30 minutes dans le four à 80°C		
Insolation UV	Pendant 5 secondes		
Gravure humide	Microposit (2/3) + eau DI (1/3) pendant 5 secondes		
Rinçage	Eau DI		
Séchage	Azote		
Métallisation par évaporation	0.02 µm de Titane (couche d'accrochage)		
	0.5 μm d'or		
Lift-off	Acétone + ultrason		
Rinçage	Alcool		
Séchage	Azote		

Tableau III.6 : Procédé technologique utilisé avec la résine 1400-27 pour la réalisation

d'un élément métallisé avec profil en casquette

Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

Nettoyage	Acétone / alcool / eau		
Etalement de la résine SF11	Vitesse (RPM)Accélération (RPM)Temps (s)		
	5000	5000	35
Recuit	2 minute sur plaque	à 110°C	
Etalement de la résine AZ 1518	Vitesse (RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
	4000	4000	7
Recuit	3 minutes sur plaqu	ie à 110°C	
Insolation UV	Pendant 4,2 second	les	
Gravure humide	MIF 726 pur penda	ant 20 secondes	<u>, , , , , , , , , , , , , , , , , , , </u>
Rinçage	Eau DI		
Séchage	Azote		
Insolation Deep UV	Pendant 2mn30		
Gravure humide	Nano 101 pendant 1 minute (statique)		
	ouverture		
Rinçage	Eau DI		
Séchage	Azote		
Insolation Deep UV	Pendant 1 minute		
Gravure humide	Nano 101 pendant	1 minute (statique)	
	casquette		
Rinçage	Eau DI abondant (2	2 béchers)	
Séchage	Azote		
Métallisation par évaporation	0.02 µm de Titane	(couche d'accrochage)	<u> </u>
	0.5 μm d'or		
Lift-off	Remover 1165 sur plaque à 80°C pendant 5 mn OU		
	EBR PG (solvant) pendant 15 minutes		
Rinçage	avec le Remover 1165 à l'alcool		
	avec EBR PG à l'eau DI puis à l'alcool		
Séchage	Azote		

Tableau III.7 : Procédé technologique utilisé avec les résines SF11 et AZ1518 pour lamétallisation d'un élément métallisé avec profil en casquette

Le procédé technologique (Tableau III.6) utilisant la résine 1400-27 tend à disparaître en raison du caractère cancérigène du chlorobenzène quand il y a inhalation ou contact avec la peau. Monsieur Pascal Tilmant a mis au point un procédé technologique bicouche permettant d'obtenir un profil en casquette et ceci dans des conditions non toxiques pour l'organisme (Tableau III.7).

Nous avons utilisé ces deux procédés technologiques, mais le polyimide 7505 s'est trouvé détérioré à cause de contraintes chimiques. Les photos des figures III.12.a, b et c nous présentent respectivement les conséquences de ces contraintes liées respectivement au chlorobenzène, au Remover 1165 et au EBR PG.



a) Chlorobenzène

b) Remover 1165





Figure III.12 : Contraintes chimiques rencontrées par le polyimide 7505 suivant les différentes solutions chimiques utilisées au cours du procédé technologique

Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

Nettoyage	Acétone / alcool / eau		
Dépôt	1000 A de Silice à 200°C		
Etalement de la résine SF11	Vitesse (RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
	5000	5000	35
Recuit	2 minute sur plaque	e à 110°C	
Etalement de la résine AZ 1518	Vitesse (RPM)	Accélération (RPM)	Temps (s)
	4000	4000	7
Recuit	3 minutes sur plaqu	e à 110°C	· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·
Insolation UV	Pendant 4,2 second	les	
Gravure humide	MIF 726 pur penda	int 20 secondes	
Rinçage	Eau DI		
Séchage	Azote		
Insolation Deep UV	Pendant 2mn30		
Gravure humide	Nano 101 pendant 1 minute (statique) ouverture		
Rinçage	Eau DI		· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·
Séchage	Azote		
Insolation Deep UV	Pendant 1 minute		
Gravure humide	Nano 101 pendant 1 minute (statique) casquette		luette
Rinçage	Eau DI abondant (2	2 béchers)	
Séchage	Azote		
Métallisation par évaporation	0.02 µm de Titane	(couche d'accrochage) et	0.5 µm d'or
Lift-off de la résine AZ 1518	Acétone		
Rinçage	Alcool		
Séchage	Azote		
Insolation Deep UV	Pendant 2mn30		
Gravure humide	Nano 101 pendant	3 minutes	
Rinçage	Eau DI		
Séchage	Azote		

Tableau III.8 : Procédé technologique utilisé avec les résines SF11, AZ1518 et un dépôt

de Silice pour un élément métallisé avec profil en casquette

Notre but ici n'est pas de faire une étude chimique des réactions entre les différentes entités mises en jeu, mais plutôt de trouver une solution permettant de réaliser un profil en casquette et de le dissoudre après métallisation sans modification du polyimide. La solution qui a été retenue est la précédente (Tableau III.8). Elle a été mise au point par Jean-François Larchange de l'Equipe Optoélectronique. Elle consiste à protéger le polyimide par un dépôt de 1000 Å de Silice et à ne pas dissoudre les résines dans un solvant.

4. RESULTATS EXPERIMENTAUX

4.1 Réalisation de la cellule K

4.1.1 Schéma des différentes cellules K

Pour caractériser les antennes, nous devons les monter dans un boîtier de mesure. Une cellule K a été élaborée dans notre laboratoire par Gilles Dambrine. [9]. La figure III.13 représente les différentes parties du boîtier nommé "cellule K" en référence à la bande d'utilisation en fréquence. Cette cellule a un comportement hyperfréquence fiable jusqu'à 40 GHz.

- Les demi-boîtiers assurent la transition : antenne à caractériser-appareil de mesure.
- L'insert sert de support mécanique à l'antenne (Figure III.14)

• Les vis permettent d'assembler les demi-boîtiers et l'insert en éliminant le gap d'air entre les différents plans de masse.

• Les cellules K sont dorées afin de favoriser les liaisons en thermo-compression et d'empêcher l'oxydation.



Figure III.13 : Schémas et photographies des cellules K

- a) Vue de face du schéma de la cellule K numéro 1 pour caractériser
- l'antenne alimentée par ligne enterrée
- b) Vue de face du schéma de la cellule K numéro 2 pour caractériser une antenne alimentée par fente
- c) Photographie de la cellule K numéro 1
- d) Photographie de la cellule K numéro 2

4.1.2. Conception de l'insert

L'insert, qui sert de support à l'antenne alimentée par fente, est représenté à la figure III.15. Plusieurs inserts ont été réalisés en fonction de la taille des différentes antennes à tester. La dimension a doit être suffisamment importante pour permettre aux vis d'assurer un bon maintien mécanique de l'ensemble. Les dimensions b et c de l'insert sont déterminées par les dimensions de l'antenne à tester. L'épaisseur d est déterminée de telle sorte que la ligne d'alimentation de l'antenne soit dans le même plan d'alignement que la ligne de propagation des demi-boîtiers, ce qui permet de rendre plus aisée la liaison entre l'antenne et les lignes de propagation.



Figure III.14 : Dimensions des inserts pour l'antenne alimentée par fente

a=5 mm	b=15 mm	c=15 mm	d=9 mm
a=5 mm	b=15 mm	c=18,5 mm	d=9 mm
a=5 mm	b=18,5 mm	c=15 mm	d=9 mm

4.1.3. Conception des demi-boîtiers et boîtier

Le boîtier et le demi-boîtier permettent l'interface entre l'antenne et l'appareil de mesure. La figure III.15 présente un demi-boîtier. Un connecteur de type K (Wiltron) avec un diamètre intérieur de 2.92 mm accompagné d'une perle de verre et d'un contact coulissant permettent la transition de la ligne microruban sur alumine à la ligne coaxiale de l'appareil de mesure. Le processus de montage est bien figé au laboratoire. Il est reproductible et permet d'avoir des cellules dont les caractéristiques hyperfréquences sont excellentes. Dans le cas du boîtier, la transition se fait entre la ligne microruban de l'antenne à tester et la ligne coaxiale de l'appareil de mesure (figure III.13.a).



Figure III.15 : Vue de face du demi - boîtier avec le connecteur K

4.1.4. Calibrage de la cellule K

Pour caractériser une antenne, il faut connaître sa fréquence de résonance, son adaptation à cette fréquence, sa bande passante ainsi que son gain et ses diagrammes de rayonnement dans les plans E et H. L'analyseur de réseaux va nous permettre d'accéder au paramètre de réflexion S_{11} de l'antenne, et donc de connaître son adaptation à la fréquence de résonance ainsi que sa bande passante. Pour la mesure du gain et des diagrammes de rayonnement, nous utiliserons un dBmètre. La mesure du gain sera effectué par la méthode des 3 antennes. Dans le but d'annuler les erreurs (systématiques, aléatoires et dues aux dérives d'environnement), une procédure d'étalonnage de l'analyseur de réseaux doit être entreprise. Celle-ci consiste à caractériser les éléments particuliers dont les paramètres [S] sont parfaitement connus tels qu' un court-circuit, un circuit ouvert et une charge adaptée. Ce calibrage nous permet d'accéder au paramètre S_{11} de l'antenne dans le plan d'entrée de l'analyseur. En effet, ceci est suffisant dans le cas de la cellule K constitué d'un boîtier, mais pas suffisant quand on utilise un insert. Comme l'antenne à caractériser est située sur l'insert entre les deux demi-boîtiers K de la cellule, il y a un changement des plans de référence dont il faut tenir compte lors de la procédure d'étalonnage (figure III.16).



Plan d'entrée de l'analyseur

Figure III.16 : Procédure d'étalonnage

4.2 Résultat pour l'alimentation par ligne enterrée

4.2.1 Cas du résonateur isolé

Nous avons réalisé la structure d'antenne décrite chapitre II, paragraphe 3.1.1. La photographie III.17 présente cette antenne montée en cellule K.



Figure III.17 : Photographie de l'antenne alimentée par couplage de proximité utilisant le polyimide 7505

Le tableau III.9 rappelle la permittivité et les pertes (données du constructeur) des différents substrats utilisés pour réaliser l'antenne. Nous pouvons noter que dans le cas du polyimide 7505, le constructeur donne la permittivité relative et la tangente des pertes diélectriques à 1 MHz ; nous avons pris en première approximation $\varepsilon_{rs} = 3$ et tan $\delta_s = 0.02$ pour obtenir le design d'une antenne rayonnant à 24 GHz. Dans le cas du substrat d'AsGa, ces valeurs sont données à 24 GHz [10]. Nous mesurons une épaisseur de polyimide de 40 µm et faisons une nouvelle simulation.(figure III.19) de l'antenne à résonateur unique.

Substrat	Polyimide 7505	AsGa
Hauteur	40 μm	400 μm
Permittivité relative	$\varepsilon_r = 2.8 (1 \text{ MHz})$	$\varepsilon_r = 12.8 \ (24 \ \text{GHz})$
Tangente de l'angle de pertes	$tan\delta = 0.004 (1 \text{ MHz})$	$\tan\delta = 0.08 \ (24 \text{ GHz})$
diélectriques		



Nous représentons figure III.18 les évolutions expérimentale et simulée (à partir du tableau III.10 pour l'AsGa et ε_{rs} et tan δ_s) du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence





Les caractéristiques du polyimide 7505 étant prises approximativement à 24 GHz, un mauvais accord peut être observé entre les mesures théoriques et expérimentales : le désaccord fréquentiel

est supérieur à 6%. En ce qui concerne l'amplitude du paramètre de réflexion, -30 dB est obtenu par la mesure alors que -16 dB était attendu par la simulation. Le décalage en fréquence peut être attribué à une différence de permittivité relative, alors que le décalage en amplitude du paramètre de réflexion est lié à la tangente de l'angle de pertes diélectriques.

Nous faisons alors varier la permittivité du polyimide 7505 jusqu'a obtenir la résonance à 26 GHz. Dans un premier temps, nous représentons l'évolution fréquentielle obtenue avec une permittivité relative de 2 et des pertes diélectriques de 0.02 (rétrosimulation n°1, figure III.19). Nous obtenons un bon accord entre théorie et expérience en ce qui concerne la fréquence de résonance. Nous avons en effet la résonance à 26 GHz, mais le décalage en amplitude reste quasi inchangé.(-16 dB pour une permittivité relative de 2 et -17 dB pour une permittivité relative de 3). L'amplitude n'a pas variée car la tangente de l'angle de pertes est restée égale à 0.02. Dans un deuxième temps, nous augmentons les pertes diélectriques en conservant une permittivité relative de 2. La variation des pertes diélectriques de 0.02 à 0.1 ne change pas la fréquence de résonance (rétrosimulation n°2, figure III.19), mais change l'adapatation (de -16 dB à -27 dB).De plus, un gain de 3 dB est obtenu pour des pertes diélectriques de 0.02, et de 1 dB pour 0.1.





En comparant les mesures et les résultats obtenus par simulation, nous obtenons :

- le gain mesuré est de 1 dB, celui simulé est de 3 dB avec des pertes diélectriques de 0.02 et de 1 dB avec 0.1
- l'adaptation mesurée est de -30 dB, celle simulée est de -16 dB avec des pertes diélectriques de 0.02 et de -27 dB avec 0.1

Le polyimide 7505 aurait donc des pertes diélectriques plus proches de 0,1 à 26 GHz si nous nous référons aux mesures. Nous conservons comme permittivité relative 2.

Le tableau III.10 nous présente les valeurs de permittivité et de pertes conservées pour les différents substrats.

Substrat	Polyimide 7505	AsGa
Hauteur	40 μm	400 µm
Permittivité relative	$\varepsilon_r = 2 (26 \text{ GHz})$	$\varepsilon_r = 12.8 \ (24 \text{ GHz})$
Tangente des pertes diélectriques	$\tan\delta = 0.1 \ (26 \text{ GHz})$	$tan\delta = 0.006 (24 \text{ GHz})$

 Tableau III.10 : Permittivité et épaisseur des différents substrats
 (obtenus après rétrosimulations)

Nous avons vu dans le chapitre II que le couplage parasite permet soit d'augmenter la bande passante, soit la directivité et le gain. Nous allons dans la partie suivante valider par les mesures nos résultats théoriques en ce qui concerne l'augmentation de la bande passante. Nous allons donc maintenant passer aux résultats obtenus pour l'antenne 3 éléments alimentée par ligne enterrée.

4.2.2. Cas de l'antenne réseau 3 éléments dans le plan H

Nous avions étudié le couplage dans le plan H pour une antenne linéaire 3 éléments réalisée sur polyimide 7505. La photographie de la figure III.20 présente l'antenne réalisée montée en connecteur K.



Figure III.20 : Photographie de l'antenne 3 éléments alimentée par couplage de proximité et couplage parasite dans le plan H

En nous référant aux valeurs du tableau III.11, nous obtenons les courbes théoriques et expérimentales suivantes (figure III.21).



Figure III.21 : Evolution du coefficient de réflexion (polyimide 7505) pour l'antenne 3 éléments

-La fréquence de résonance mesurée est décalée de 500 MHz par rapport à celle simulée, ce qui ne correspond qu'à une erreur relative de 2 %. Si nous avions gardé une permittivité de 3 (tableau

III.10), la fréquence de résonance simulée aurait été de 24.5 GHz, ce qui correspond à un décalage fréquentiel de 1.2 GHz (erreur relative de 5%).

-Les mesures expérimentales (figure III.21) vérifient bien un élargissement de la bande passante par rapport à un résonateur à 1 élément (600 MHz au lieu de 400 MHz), mais la bande passante obtenue est plus faible que celle attendue (0.6 GHz au lieu de 1.8 GHz).

-En ce qui concerne le gain, les pertes diélectriques de 0.1 (tableau III.11) nous donnent un gain de 3 dB par simulation comme celui obtenu expérimentalement alors que celui obtenu avec 0.02 par simulation (tableau III.10) était de 5 dB. Ce résultat valide bien le choix que nous avons fait au paragraphe 4.2.1. pour la tangente de l'angle de pertes diélectriques de 0.1.

- L'adaptation mesurée est proche de celle simulée (-15.3 au lieu de -15.7 dB).

Les résultats obtenus pour l'antenne 3 éléments sont proches de ceux simulés avec une permittivité relative de 2 et des pertes diélectriques de 0.1. Nous validons bien les valeurs du tableau III.11.

L'antenne a un gain de 3 dB à la fréquence de résonace (25.7 GHz) pour une surface d'antenne inférieure à 1/8 cm². Sa bande passante (600 MHz) est plus large que celle obtenue pour un patch (400 MHz).

4.3 Résulats pour l'alimentation par trou de couplage

4.3.1. Cas du résonateur isolé

Nous avons réalisé la structure d'antenne décrite dans le paragraphe 3.1.2. du chapitre II. Les photographies III.22.a et III.22.b nous présentent cette antenne montée en cellule K.



Figure III.22 : Photographie de l'antenne alimentée par couplage électromagnétique

- a) Côté résonateur
- b) Côté ligne d'alimentation

Substrat	Résine Su-8	AsGa
Hauteur	300 µm	400 µm
Permittivité relative	$\varepsilon_r = 4 (24 \text{ GHz})$	$\varepsilon_r = 12.8 (24 \text{ GHz})$
Pertes diélectriques	$\tan\delta = 0.05 \text{ (24 GHz)}$	$\tan\delta = 0.006 \ (24 \text{ GHz})$

Tableau III.11 : Permittivité et épaisseur des différents substrats à 24 GHz

Nous représentons sur les figures III.23 l'évolution expérimentale et simulée (valeurs du tableau III.11) du coefficient de réflexion en fonction de la fréquence.



Figure III.23 : Evolution du coefficient de réflexion d'un résonateur alimenté par couplage électromagnétique

Le décalage en fréquence est égal à 7 % (25 GHz mesuré au lieu de 23.4 GHz simulé), et l'adaptation révèle une légère différence (-16 dB au lieu de -21 dB attendu). Nous n'obtenons plus par simulation -25 dB à 23.4 GHz (Figure II.6, Chapitre 2, page 29) car nous avons choisi un pas plus important entre chaque point de simulation. (195 MHz au lieu de 100 MHz). Nous avons en fait pris le pas utilisé pour les mesures pour avoir la même précision pour la simulation et la mesure.

Nous allons comme dans le cas de la ligne enterrée faire une rétrosimulation. Les hauteurs des substrats de résine Su-8 et d'Arséniure de Gallium sont les mêmes que précédemment (300 μ m pour la résine Su-8 et 400 μ m pour l'AsGa). En considérant comme des données exactes les caractéristiques de l'Arséniure de Gallium, la permittivité de la résine Su-8 et les pertes diélectriques de la résine Su-8 doivent être proches de 2.9 et de 0.1 pour avoir un bon accord entre la simulation et la mesure (rétrosimulation à la figure III.24).

La rétrosimulation n°1 nous montre que le passage de la permittivité relative de la résine Su-8 de 4 à 2.9 nous permet d'observer un décalage de la fréquence de 23.4 GHz à 25 GHz.

La rétrosimulation n°2, qui suppose une tangente de l'angle de pertes diélectriques égale à 0.1 (au lieu de 0.05), nous permet d'obtenir par simulation une adaptation égale à -18 dB (au lieu de -21 dB).

La rétrosimulation n°3, qui prend en compte une permittivité relative de 2.9 (pour obtenir une fréquence de résonance égale à 25 GHz par simulation) et qui tient compte d'une valeur de la tangente des pertes diélectriques égale à 0.1 (-18 dB d'adaptation) nous permet d'obtenir en théorie un paramètre de réflexion S11= - 16 dB à 25 GHz. Nous rappelons que par la mesure expérimentale nous obtenions S11= -16.5 dB à 25 GHz (Figure III.24). Nous observons avec ces valeurs (permittivité relative de 2.9 et tangente de l'angle de pertes diélectriques de 0.1) un très bon accord théorie expérience), si ce n'est la bande passante mesurée (2.3 GHz) beaucoup plus large que celle simulée (0.2 GHz).





$$n^{\circ}1 : \varepsilon_{r} = 2.9 \text{ et } \tan \delta = 0.05$$
$$n^{\circ}2 : \varepsilon_{r} = 4 \text{ et } \tan \delta = 0.1$$
$$n^{\circ}3 : \varepsilon_{r} = 2.9 \text{ et } \tan \delta = 0.1$$

Nous allons dans la suite pour les rétrosimulations tenir compte de la permittivité et des pertes diélectriques que nous avons obtenues par rétrosimulation n°3 pour la résine Su-8. Le tableau

III.12 nous présente les valeurs que nous avons obtenues, et que nous utiliserons pour les simulations des antennes réseau linéaire plan E et plan H.

Substrat	Résine Su-8	AsGa
Hauteur	300 µm	400 µm
Permittivité relative	$\varepsilon_r = 2.9 (25 \text{ GHz})$	$\varepsilon_r = 12.8 \ (24 \ \text{GHz})$
Pertes diélectriques	$tan\delta = 0.1 (25 \text{ GHz})$	$tan\delta = 0.006 (24 \text{ GHz})$

 Tableau III.12 : Permittivité et épaisseur des différents substrats à 24 GHz

 obtenues par rétrosimulation

4.3.2 Cas des antennes réseau 3 éléments dans les plans E et H

Nous avions étudié le couplage dans les plans E et H pour une antenne linéaire 3 éléments. Les photographies de la figure III.25 (a, b, c, d) nous présentent les antennes alimentées par couplage parasite plan E (a, b) et plan H (c, d).



Figure III.25 : Antenne 3 éléments alimentée par couplage électromagnétique et couplage parasite dans les plans E (a,b) et H (c,d)

Les figures III.26, III.27, III.28 et III.29 nous présentent les résultats obtenus par simulation (valeurs du tableau III.11) et ceux obtenus expérimentalement.



Figure III.26 : Evolution du coefficient de réflexion pour l'antenne 3 éléments plan E

Pour l'antenne réseau 3 éléments plan E, nous obtenons une adaptation de - 8.7 dB à 27.1 GHz, alors que les paramètres de la rétrosimulation (tableau III.12) prévoyaient une adaptation de - 17 dB à 24.2 GHz. Le décalage en fréquence est de 12 % et il est proche de 160 % en ce qui concerne l'amplitude.

La bande passante attendue est de 1.3 GHz (contre 200 MHz pour un résonateur), mais nous n'avons pas pu faire la vérification expérimentale de l'élargissement de la bande passante car l'adaptation n'est pas suffisante (S_{11} > -10 dB)





Pour l'antenne réseau 3 éléments plan H, nous obtenons une adaptation de -12.2 dB à 26 GHz, alors que les paramètres de la rétrosimulation (tableau III.12) prévoyaient une adaptation de -17.5 dB à 25.2 GHz. Le décalage en fréquence est de 3.2 %, alors qu'il est proche de 90 % en ce qui concerne l'amplitude.

La bande passante mesurée est de 2.7 GHz, alors que celle attendu par simulation est de 1.7 GHz. Nous observons bien expérimentalement un élargissement de la bande passante : 2.7 GHz pour le réseau 3 éléments plan H et 2.3 GHz pour un résonateur. L'élargissement n'est pas aussi important que celui attendu par comparaison avec la bande passante d'un résonateur, car l'adaptation n'est que de -12.2 dB pour le réseau alors qu'elle était de -16.5 dB pour un résonateur.





A la fréquence de résonance du réseau linéaire 3 éléments plan E, nous relevons le diagramme de rayonnement dans le plan E (Figure III.28). Nous obtenons expérimentalement un angle d'ouverture à 3 dB égal à 24 degrés alors que nous nous attendions par simulation à obtenir un angle de 80 degrés.



Figure III.29 : Diagrammes de rayonnement (plan H) Pour l'antenne 3 éléments plan H à 26 GHz

A la fréquence de résonance (26 GHz) du réseau linéaire 3 éléments plan H, nous relevons le diagramme de rayonnement dans le plan H (Figure III.28). Nous obtenons expérimentalement un angle d'ouverture à 3 dB égal à 20 degrés alors que nous nous attendions par simulation à obtenir un angle de 64 degrés.

4.3.3 Conclusion

Nous observons un bon accord entre la théorie et l'expérience en ce qui concerne la fréquence de résonance pour le réseau linéaire plan H (3.2 %), mais pas en ce qui concerne le réseau linéaire plan E (12 %). L'adaptation (90 %pour réseau plan H et 160 % plan E) ne correspond pas aux résultats attendus. Nous observons bien un élargissement de la bande passante dans le cas de l'antenne réseau plan H (de 2.3 GHz pour un résonateur à 2.7 GHz pour le réseau plan H, soit 17 % d'augmentation). En ce qui concerne les diagrammes de rayonnement, nous obtenons des angles d'ouverture à 3 dB égaux à 24 (80 attendu) et 20 (64 attendu) degrés repectivement pour l'antenne réseau plan E et l'antenne réseau plan H.

Réalisations technologiques et résultats expérimentaux

Plusieurs paramètres ne nous ont pas permis d'avoir les résultats escomptés par les simulations. Les hypothèses que nous émettons sont les suivantes :

- Le procédé technologique que nous utilisons pour déposer la résine Su-8 modifie les caractéristiques de cette résine. Nous n'obtenons plus une permittivité relative 4 et une tangente de pertes diélectriques égale à 0.05 [2], mais si nous nous basons sur une rétrosimulation d'un résonateur, nous obtenons une permittivité relative de 2.9 et une tangente de pertes diélectriques égale à 0.1.
- 2) La bande passante obtenue est alors plus large expérimentalement que celle que nous nous attendions à obtenir (2.3 GHz au lieu de 0.2 GHz) et le gain est inférieur à 1 dB. Ceci peut peut-être s'expliquer par la mesure de la résistivité du matériau de métallisation qui est plus faible que celle attendue.
- 3) Les angles d'ouverture des antennes réseaux mesurés sont plus faibles que ceux simulés. Ceci provient du fait que le gain insuffisant des antennes réseau ne permet pas une détection maximale de la puissance relative qui est rapidement noyée dans le bruit de l'appareil de mesure.

5. UNE MISE EN APPLICATION DES ANTENNES MULTICOUCHES REALISEES

5.1 Introduction

Le but de notre étude a été la conception et la réalisation d'antennes multicouches intégrées sur Arséniure de Gallium en bande K.

Nous avons vu dans les chapitres précédents que l'utilisation des hyperfréquences permet une miniaturisation de l'antenne et que le substrat d'Arséniure de Gallium avait été choisi en fonction de ses caractéristiques électriques en vue de la conception future d'éléments actifs.

Les relevés expérimentaux (l'évolution fréquentielle du paramètre de réflection, les diagrammes de rayonnement) des antennes obtenues, en utilisant un générateur HF et une chambre anéchoïde sont encouragants.

Nous allons donc utiliser les antennes obtenues dans une application antenne active. L'élément actif sera un commutateur mécanique qui permettra de recevoir un signal hyperfréquence, soit dans le plan E, soit dans le plan H.

5.2 Antennes associées à un commutateur mécanique pour émettre dans le plan E ou dans le plan H

Nous avons choisi de réaliser une antenne qui commutera entre deux balayages : l'un vertical (plan H) et l'autre horizontal (plan E).

Nous allons utiliser les antennes alimentées par couplage électromagnétique, réalisées sur la résine Su-8. Nous montons chacune des antennes réseau plan E et plan H sur une cellule de mesure K.

Nous allons utiliser pour notre application le commutateur mécanique Narda à connectiques SMA. C'est un commutateur SPDT (Single Pole Double Throw), c'est-à-dire que ce commutateur a un port d'entrée et commute entre deux ports de sortie. Les performances de ce commutateur dans la bande de fréquence qui nous intéresse figurent dans le tableau III.13.

Plage de fréquence	Perte d'insertion en dB	TOS	Isolation en dB
(GHz)	(maximum)		(minimum)
18 – 24	0.6	1.6	50
24 - 26.5	0.65	1.65	45

Tableau III.13 : Performances du commutateur SPDT

Nous plaçons sur un même support les deux cellules K supportant chacune une antenne. Les ports de sortie du commutateur sont reliés aux deux cellules K et nous alimentons le port d'entrée d'un signal issu du générateur HF. La puissance de ce signal est de 10 dBm dans la bande 22-26.5 GHz. Nous mettons une distance de 1 cm entre les deux cellules K de façon à éviter toute interférence entre les deux antennes.

Nous ne faisons pas ici le relevé des diagrammes de rayonnement plan E et plan H. (ces diagrammes correspondent à ceux représentés dans le chapitre III aux figures III. 28 et III.29), mais nous observons bien ici que l'une et l'autre des antennes émet suivant la polarisation appliquée au commutateur. Le signal reçu au mesureur de puissance est de -29 dBm à 26.5 GHz dans le cas de l'antenne plan E et de -23 dBm à 26 GHz dans le cas de l'antenne plan H. Cette mise en application des deux antennes réalisées sur résine Su-8 et associées à un commutateur mécanique n'est qu'une étape de la miniaturisation totale de l'antenne active. Des

commutateurs et autre circuit actif seront processés de façon monolithique sur une face du support d'Arséniure de Gallium et alimenteront différentes antennes réalisées elles-aussi de façon monolithique sur l'autre face du substrat.

5.3 Conclusion

L'application que nous avons réalisée, nous a permis de réaliser une antenne qui reçoit un signal, soit dans le plan E, soit dans le plan H. Ceci constitue donc une première approche pour la conception d'une antenne active.

N'oublions pas que le but initial de cette étude est l'intégration complète de l'antenne active. Le report, dans un premier temps, d'un circuit actif sur les antennes réalisées, puis dans un deuxième temps, l'utilisation des deux faces du substrat d'Arséniure de Gallium (les éléments rayonnants réalisés sur l'une et les éléments actifs processés sur l'autre) seront les étapes suivantes pour l'intégration complète de l'antenne active.

Tout au long de notre étude nous n'avons cherché qu'à associer les procédés technologiques de la microtechnologie à nos connaissances des phénomènes éléctromagnétiques en vue de réaliser plusieurs antennes miniatures. Cette étude ne s'intéressait donc qu'à l'étude d'un circuit passif, mais sur un support dont les caractéristiques ont été sélectionnées en vue de réaliser des circuits actifs. Plusieurs procédés technologiques ont donc été mis au point sur un substrat d'Arséniure de Gallium et plusieurs modèles d'antennes, différent d'une part par leur alimentation et d'autre part par le nombre d'éléments, ont été réalisés et testés.

En conclusion, nous pouvons dire qu'avec la technologie mise au point lors de notre étude, nous pourrons réaliser différentes sortes d'antennes, qu'il s'agisse d'antennes plan E, d'antennes plan H, d'antennes bidimensionnelles pour des applications antennes actives comme les antennes à balayage électronique par exemple. Les circuits actifs pourront être processés directement sur l'une des faces du substrat, alors que sur l'autre face sont réalisés les éléments rayonnants. Ce sont ces circuits qui seront maintenant à l'étude. Le système obtenu sera ainsi le plus miniaturisé et le plus fiable possible.

6. CONCLUSION

Nous avons exposé dans ce chapitre les différents procédés technologiques mis en place et les contraintes rencontrées et nous les avons validés par la réalisation technologique d'antennes multicouches.

Nous avons pu par les mesures expérimentales obtenues à partir de ces antennes réajuster les caractéristiques des différents diélectriques et en particulier les pertes diélectriques. Nous avons en effet obtenu des pertes diélectriques proches de 0.1 pour le polyimide 7505 et de 0.1 pour la résine Su-8 à respectivement 26 GHz et 25 GHz au lieu de 0.02 et 0.05 et valider les résultats simulés dans le chapitre II concernant l'élargissement de la bande passante dans les deux configurations d'antennes retenues : alimentée par couplage de proximité et alimentée par couplage électromagnétique

Nous avons de même observé une bande passante élargie pour les réseaux 3 éléments par rapport à un résonateur isolé jusqu'à 17 % d'augmentation par exemple pour le réseau linéaire plan H dans le cas de l'alimentation par couplage électromagnétique.

Nous avons remarqué que dans le cas de la configuration d'antenne alimentée par ligne enterrée, nous obtenions de meilleurs résultats que par une alimentation par couplage électromagnétique.

- le gain est plus important

le décalage fréquentiel est moins important pour un réseau linéaire 3 éléments (2%)
 Ceci peut s'expliquer par une épaisseur de diélectrique moins importante (30 µm au lieu de 300 µm). En effet, la tangente de pertes des diélectriques étant importante, les ondes électromagnétiques se trouvent être fortement atténuées quand l'épaisseur du diélectrique est importante.

Les résultats expérimentaux obtenus, non seulement nous permettent de valider notre étude en ce qui concerne la simulation à l'aide du logiciel de C.A.O. (Ensemble) et les réalisations technologiques, mais nous encouragent aussi à nous intéresser au problème de la résistivité des métallisations sur les polymères (qui joue sur le gain), à faire des antennes de superficie plus importante, en vue d'obtenir principalement un gain plus important et donc une portée plus grande de nos antennes.

Bibliographie Chapitre III

[1]Polyimides Ultradel 4208 et 7505, couches microélectroniques par Amoco Chemicals, 150 West Warrenville Road, MC C-1, Naperville, Illinois

[2]Résine SU-8, EPON, IBM

[3] H.Lorentz, M. Despont, N. Fahrni, N.Labianca, P. Renaud, P.Vettiger, "SU-8: a low cost resist for MEMS", Journal of Micromechanics and Microengeenering, vol.7, no.6, pp 121-124, 1997

[4] J.R. Thorpe, D.P. Steenson, R.E. Miles "High frequency transmission line using micromachined polymer dielectric", Electronics Letters, vol.34, no.12, pp 1237-1238, 1998

[5] T.Lasri, D.Glay, A.Mamouni, Y.Leroy « A low cost microwave system for non destructive control of textile webs », Journal of Microwave Power and Electromagnetic Energy, vol.31, no.2, pp 122-126, 1996

[7] P. Le Duc "Etudes des contraintes mécaniques dans les édifices d'interconnexions d'un procédé submicronique", Thèse d'Etat, Février 1999, Lille

[8] M.R.BROZEL and G.E.STILMAN "Properties of Gallium Arsenide", IEE Inspec publication, pp 23-26

[9] G.Dambrine, « Caractérisation des transistors à effet de champ : mesure précise de la matrice de répartition et détermination directe du schéma équivalent », Thèse d'Etat, Lille, 1989

[10] Institute of Electronic, materials Technology 01-919 Warszawa ul Wolczynska 133

Conclusion générale

CONCLUSION GENERALE

Ce travail a été consacré à la réalisation de l'interface de communication d'un capteur intelligent, le plus intégré possible. Ce sujet d'étude s'est appuyé sur l'utilisation des hyperfréquences associée aux procédés de réalisation monolithique.

Le premier chapitre nous a présenté quelques antennes actives actuelles et l'originalité de celles que nous avons réalisées : l'antenne est réalisée monolithiquement. Nous avons choisi deux configurations d'antenne (celle alimentée par ligne enterrée et celle alimentée par couplage électromagnétique), et nous justifions l'utilisation de la fréquence de travail de l'antenne (24 GHz) et le choix des substrats (AsGa et 3 diélectriques différents : les polyimides 4208, 7505 et la résine Su-8).

Pour augmenter les performances de l'antenne, essentiellement le gain et la bande passante, nous nous sommes intéressés à l'utilisation du couplage parasite entre les différents éléments rayonnants. Cette étude, assistée par ordinateur, est décrite au chapitre 2.

Nous avons comparé et interprété les résultats théoriques obtenus pour des réseaux linéaires dans les plan E et H.

Grâce à l'utilisation du couplage parasite et d'éléments rayonnants parasites de taille identique pour l'antenne alimentée par couplage de proximité, nous obtenons un élargissement de la bande passante. En effet, nous avons une bande passante de 1 GHz pour un réseau 3 éléments contre 400 MHz pour un résonateur isolé, soit un rapport bande passante sur fréquence de résonance qui passe de 1.7% à 4.2%.

Par ailleurs, en utilisant le couplage parasite associé à des éléments parasites rayonnants, nous obtenons une augmentation du gain. Nous avons une augmentation de 0.7 dB dans le plan E (soit 11.7%) et de 1.7 dB (soit 28.4%) dans le plan H pour l'alimentation par couplage électromagnétique de l'antenne réseau 3 éléments.

Nous avons vu les résultats théoriques obtenus pour des réseaux bidimensionnels 5 éléments, dont l'un permet un élargissement de la bande passante (les résonateurs sont de taille identique et espacés de 0.1 mm du résonateur central) et l'autre une augmentation du gain (les résonateurs sont de taille différente et espacés de 0.1 mm du résonateur central). La taille de ces antennes est faible (moins de 1 cm^2), la bande passante de l'une importante (1.4 GHz soit 5.8%) et le gain de l'autre augmenté (7.3 dB).

L'application du couplage parasite pour permettre l'inclinaison du lobe principal a été étudiée dans le cas de l'alimentation par ligne enterrée. Cependant, la bande d'utilisation d'une telle antenne demeure très faible, et l'angle d'ouverture très large.

Le troisième chapitre rappelle les différentes étapes d'un procédé technologique et expose les procédés mis au point pour réaliser les différentes antennes.

Par la mesure des différentes antennes, nous avons bien observé expérimentalement l'élargissement de la bande passante grâce au couplage parasite dans les deux configurations d'antennes retenues : alimentée par couplage de proximité (600 MHz au lieu de 400 MHz) et alimentée par couplage électromagnétique (2.7 GHz au lieu de 2.03 GHz). Toutes les antennes ont des fréquences de fonctionnement voisine de 24 GHz.

Ce chapitre compare également les résultats théoriques attendus à ceux obtenus par la mesure des différentes antennes réalisées et montées en cellule de mesure (cellule K). Les divergences constatées entre théorie et expérience sont attribuées à une connaissance imprécise des caractéristiques électriques des différents substrats diélectriques et en particulier les pertes diélectriques. Nous avons exploité ces résultats pour réajuster les tangentes de pertes diélectriques, proches de 0.1 pour le polyimide 7505 ainsi que pour la résine Su-8 à respectivement 26 GHz et 25 GHz, au lieu de 0.02 et 0.05 à ces mêmes fréquences.

Finalement, nous avons associé deux antennes à un commutateur mécanique en bande K pour réaliser une antenne dont la réception peut commuter entre deux états (plan E et plan H).

Nous avons, au cours de notre travail, réalisé monolithiquement des antennes en bande K. Cette réalisation peut être transposée dans le domaine millimétrique.

Un dépôt plasma peut également être effectué pour permettre d'obtenir un diélectrique de permittivité relative petite, et à faibles pertes. Un des intérêts d'un tel dépôt, pour les applications qui nous concernent, est qu'il nous permettra de nous affranchir des problèmes liés aux contraintes mécaniques lors de la formation du dépôt. Cette étude est actuellement en cours de développement au sein de notre équipe de recherche en collaboration avec le laboratoire GePIFReM de l'U.S.T.L.

Une perspective intéressante serait également de réaliser un réseau bidimensionnel 5 éléments utilisant le couplage parasite, sur une membrane de polymère. L'air de permittivité
relative égale à 1 et de pertes diélectriques faibles permettra de favoriser au maximum les qualités d'émission et de réception de l'antenne.



ABSTRACT

A growing interest in the development of communications systems for tracking and identification of objects has been noted in the past few years. These systems need to use microwaves, that allows a high integration and an important information rate. Our focus was especially to study the monolithic realization of the radiating elements of an active antenna, primordial element of these systems.

To reach this goal, we have retained the antenna structures and the substrates, which allow simultaneously a high integration and an optimization of the radiating elements performances as well as those of the microwave circuits associated. We have retained the proximity-coupled and the electromagnetically-coupled antenna structures.

To perform the antenna, essentially gain and bandwidth, we are focused on the parasitical antennas coupling. The computer-aid study of these different antennas has allowed to study linear and 2D antenna-arrays.

Some of these antennas have been realized. Their realization are monolithic et was allowed by technological processes optimization. These integrated and compact antennas have been mounted in measure-cells and we have noted a bandwidth increased by parasitic coupling.

Alternatives (plasma deposit) are being studied in our laboratory in collaboration with GePiFrEm laboratory from U.S.T.L., in order to obtain dielectric layers with low relative permittivity and losses.

KEY WORDS

- MULTI-LAYERED ANTENNA - PARASITICAL COUPLING

- IMPROVED BANDWIDTH

MONOLITHIC REALIZATION
IMPROVEMENT OF GAIN
ACTIVE ANTENNA APPLICATIONS

RESUME

L'intérêt suscité par les systèmes de contrôle et d'identification tend à se développer ces dernières années. Ces systèmes requièrent l'utilisation des hyperfréquences, qui permet une intégration maximum ainsi qu'un débit d'information important. Nous nous sommes particulièrement attachés à la réalisation monolithique de l'interface de communication (l'antenne) de l'antenne active, élément essentiel de ces systèmes.

Pour atteindre cet objectif, nous avons retenu les configurations d'alimentation de l'antenne et les différents substrats permettant simultanément une intégration maximum et l'optimisation des performances de l'antenne et du circuit actif. Nous avons retenu l'alimentation par ligne enterrée et couplage électromagnétique.

Pour augmenter les performances de l'antenne, essentiellement le gain et la bande passante, nous nous sommes intéressés à l'utilisation du couplage parasite. L'étude, assistée par ordinateur de ces différentes antennes, a permis d'étudier des antennes réseaux linéaires et bidimentionnelles.

Certaines de ces antennes ont été réalisées. Leur réalisation est monolithique et a été permise par l'optimisation des procédés de réalisation technologique. Ces antennes intégrées et compactes ont été montées en cellule de mesure et ont permis d'observer une augmentation de la bande passante grâce au couplage parasite.

Des solutions (dépôt plasma) sont à l'étude au sein de notre équipe de recherche en collaboration avec le laboratoire GePiFrEm de l'U.S.T.L. afin d'obtenir des substrats diélectriques à faibles pertes et permittivité relative.

MOTS CLEFS

- ANTENNE MULTICOUCHE
- COUPLAGE PARASITE
- BANDE PASSANTE AMELIOREE
- REALISATION MONOLITHIQUE
- AMELIORATION DU GAIN
- APPLICATION ANTENNE ACTIVE

TRAVAUX DE RECHERCHE

Publication Internationale

<u>M.Grzeskowiak</u>, P.Descamps, J.Vindevoghel, « A wideband compact antenna for K-band applications », accepté le 03/11/1999 pour publication dans *Electronics Letters*.

Communication Internationale

<u>M.Grzeskowiak</u>, P.Descamps, J.Vindevoghel « A new design of K-band multilayer integrated antennas for transmit-receive modules », *Commercial radio sensor and communication techniques*, München, Septembre 1998.

Communication Nationale

<u>M.Grzeskowiak</u> « Antenne réalisée à l'aide des microtechnologies pour des applications d'antenne active », *Journée nationale du réseau doctoral en Microtechnologies*, Toulouse, Mars 1998.