N° d'ordre : 240

Ecole Centrale de Lille

THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de

DOCTEUR

en Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications

par

Yovan ORLIC

DOCTORAT DÉLIVRÉ PAR L'ÉCOLE CENTRALE DE LILLE

titre de la thèse :

Dispositifs flexibles de communication à 60 Ghz reconfigurables mécaniquement

soutenue le 17 janvier 2014 devant le jury d'examen :

Rapporteur	Mme Elisabeth DUFOUR-GERGAM	Professeur à l'Université Paris Sud
Rapporteur	M Eric RIUS	Professeur à l'Université de Bretagne Occidentale
Président	M Philippe FERRARI	Professeur à l'Université Grenoble 1
Examinateur	M Ronan SAULEAU	Professeur à l'Université de Rennes 1
Examinateur	M Jean-François LÉGIER	Maitre de Conférence à l'Université de Lille 1
Directeur de thèse	M Philippe COQUET	Professeur à l'Université de Lille 1
Directeur de thèse	M Philippe PERNOD	Professeur à l'École Centrale de Lille
Encadrant	M Nicolas TIERCELIN	Chargé de recherche CNRS, IEMN

Thèse préparée au sein du Laboratoire International Associé LICS
Institut d'Électronique, Micro-Électronique et Nanotechnologies
IEMN, UMR CNRS 8520

Ecole Doctorale SPI 072 (Lille I, Lille III, Artois, ULCO, UVHC, EC Lille)
PRES Université Lille Nord de France

Table des matières

Liste des abréviations 6
Liste des symboles mathématiques 7

Introduction **9**

1 Préambule **13**
1.1 Les communications à 60 GHz 14
1.1.1 La télécommunication sans fil - Un peu d'histoire . . . 14
1.1.2 La communication en bande V 17
1.1.3 Systèmes de communication grand public à 60 GHz . . 20
1.1.4 Autres applications 22
1.2 Antennes reconfigurables 23
1.2.1 Besoin d'antennes reconfigurables en bande V 23
1.2.2 Techniques classiques de reconfiguration 25
1.2.3 Reconfiguration mécanique 31
1.3 Antennes sur substrats souples 36
1.4 Bilan du chapitre 38

2 Caractérisation et utilisation du PDMS en électronique haute fréquence **39**
2.1 Propriétés physiques du PDMS 40
2.1.1 Généralités 40
2.1.2 Propriétés mécaniques 44
2.1.3 Propriétés diélectriques 47
2.2 Procédés de fabrication 55
2.2.1 Utilisation et mise en forme du PDMS 56
2.2.2 Métallisation épaisse sur PDMS 60
2.2.3 Exemples de procédés de fabrication complets 68
2.3 Conclusion du chapitre 75

3 Antennes sur cavité d'air accordables en fréquence 77
3.1 Antennes planaires . . . 78
3.1.1 Modélisation d'antennes planaires . . . 78
3.1.2 Alimentation des antennes planaires . . . 80
3.2 Antennes sur cavité d'air . . . 82
3.2.1 Modélisation d'antennes sur cavité d'air . . . 83
3.2.2 Principe d'accord . . . 83
3.2.3 Moyens d'actionnement . . . 85
3.3 Impédance et adaptation d'impédance . . . 85
3.3.1 Impédance de patch . . . 86
3.3.2 Impédance de lignes microruban . . . 89
3.3.3 Adaptation d'impédance par une ligne quart d'onde . . . 89
3.3.4 Adaptation à la transition de permittivité du substrat, passage d'une ligne sur PDMS plein à une ligne sur membrane . . . 91
3.3.5 Bilan . . . 91
3.4 Antenne actionnée pneumatiquement . . . 92
3.4.1 Conception . . . 93
3.4.2 Dimensionnement de l'antenne . . . 94
3.4.3 Modèle numérique . . . 96
3.4.4 Fabrication . . . 98
3.4.5 Caractérisation . . . 101
3.4.6 Bilan, perspectives . . . 103
3.5 Antenne actionnée magnétiquement . . . 105
3.5.1 Le fer-platine utilisé comme moyen d'actionnement et conducteur électrique . . . 106
3.5.2 Modèle numérique de l'antenne . . . 108
3.5.3 Procédé de fabrication . . . 111
3.5.4 Caractérisation . . . 114
3.5.5 Bilan, perspectives . . . 115
3.6 Conclusion du chapitre . . . 116

4 Dispositifs pour balayage angulaire 117
4.1 Déphaseur à membrane ultrasouple mobile . . . 118
4.1.1 Généralités . . . 118
4.1.2 Principe de fonctionnement . . . 120
4.1.3 Réalisation . . . 121
4.1.4 Caractérisation . . . 122
4.1.5 Bilan . . . 126
4.1.6 Modélisation de déphaseur à ligne mobile sur LCP . . . 127
4.2 Antenne scanner . . . 132

4.2.1 Conception de l'antenne 132
4.2.2 Actionnement de l'antenne 134
4.2.3 Fabrication 137
4.2.4 Modélisation et caractérisation 141
4.2.5 Tracking 145
4.2.6 Bilan 148
4.3 Conclusion du chapitre 149

Conclusion **151**

A Structure fonctionnelle de l'algorithme de repositionement de l'antenne scanner **155**

B Implémentation des algorithmes (version simplifiée) **161**

Résumé **181**

Liste des abréviations

fcc	cubique faces centrés
CPW	Coplanar Wave Guide
EWOD	Electro Wetting On Dielectric
FDTD	Finite Difference Time Domain
FEM	Finite Elements Method
FePt	Fer-Platine
FOM	Figure Of Merit
LCP	Liquid Crystal Polymer
MEMS	Micro Electro-Mechanical System
MMIC	Monolitic Microwave Integrated Circuit
NdFeB	Néodyme-Fer-Bore
PECVD	Plasma Enhenced Chemical Vapor Deposition
PDMS	Polydiméthylsiloxane
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network

Liste des symboles mathématiques

Symbole	Nature	Dimension
w	Largeur de ligne	m
W	Largeur de patch rectangulaire	m
L	Longueur de patch rectangulaire	m
h	Épaisseur de diélectrique	m
h_a	Hauteur d'air	m
H	Hauteur totale diélectrique + air	m
c_0	Vitesse de la lumière dans le vide	$m.s^{-1}$
λ_0	Longueur d'onde dans le vide	m
v_p	Vitesse de propagation d'une onde dans une ligne micro ruban	$m.s^{-1}$
λ_g	Longueur d'onde guidée	m
ϵ_r	Permittivité relative d'un diélectrique	x
ϵ_0	Permittivité de l'air	$F.m^{-1}$
ϵ_{eff}	Permittivité relative effective	x
ϵ_{req}	Permittivité relative équivalente	x
$\tan\delta$	Tangente de l'angle de perte diélectrique	x
S_{xy}	Coefficient de diffraction entre les ports x et y	x
γ	Constante de propagation complexe ($\gamma = \alpha + i\beta$)	x
α	Constante d'atténuation	$np.m^{-1}$
β	Constante de phase	$rad.m^{-1}$
M	Aimantation	Tesla ($kg.A^{-1}.s^{-2}$)
B_r	Induction rémanente	Tesla ($kg.A^{-1}.s^{-2}$)
H	Champ magnétique	Oersted ($A.m^{-1}$)
H_c	Champ coercitif	Oersted ($A.m^{-1}$)

Introduction

Depuis l'apparition du langage, suivie par celle du dessin puis des prémisses de l'écriture jusqu'à l'essor de l'imprimerie et plus récemment avec le développement des radiocommunications, d'Internet et la multiplication ces dernières années des objets communicants, l'Homme n'a eu de cesse d'améliorer les moyens de communication à sa disposition.

La raison de ceci est évidente : pour une espèce telle que la notre, composée d'individus faibles, le collectif est une nécessité. La communication permet la transmission des informations nécessaires à la pérennité d'un groupe. Elle permet de s'organiser pour accomplir une tâche ou d'alerter d'un danger. C'est donc parcequ'elle est nécessaire à la survie de l'espèce que l'Homme est l'animal ayant le plus développé ses stratégies de communication.

Au delà de la simple transmission des informations, en complexifiant les moyens de communication à sa portée, l'Homme a pu développer la possibilité d'échanger des idées. La communication a évolué pour permettre l'échange et la conservation des savoirs. C'est donc également la communication qui est la racine des progrès techniques scientifiques.

Comme elle est essentielle à la survie et au développement de sa société, l'Homme a développé des techniques de communication qui ont été déclinées en technologies. Celles-ci offrent la possibilité d'être en permanence "connecté". Cette possibilité créé de nouveau besoins pour l'individu qui cherche à être toujours "plus connecté". Ces dernières années le volume mais aussi le nombre et la diversité des télécommunications a ainsi largement augmenté entrainant avec lui l'essor de toute une économie liée aux moyens de communications, appareils et réseaux).

Pour répondre à ce besoin exponentiel de communications, des réseaux qui couvrent la planète entière ont été développés. Les maillages de ces réseaux vont de l'échelle d'un continent à celle d'une salle à manger ou même d'un réseau de micro-capteurs. Des câbles à fibre optique sous-marins intercontinentaux aux réseaux câblés urbains, les mailles les plus larges de ces réseaux sont relativement bien dimensionnées et répondent largement à la demande. C'est en général à plus petite échelle que les limitations appa-

raissent.

En effet l'utilisateur final est de plus en plus connecté via ce que l'on nomme désormais des "objets communicants". De par leur nature même et l'utilisation que l'on en fait, ces objets sont nombreux, mobiles et de plus en plus gourmands en données. Leur caractère mobile nécessite qu'ils soient connectés sans fil. Leur nombre et la quantité croissante de données que l'on fait transiter par eux mènent à une saturation de nos réseaux locaux sans fils.

Dans le domaine industriel ou de la recherche, de plus en plus de données sont échangées localement. Les problématiques de *big data* (datamasse) sont aux premiers plans des préoccupations des entreprises ou des laboratoires de recherche de pointe. Là encore, les réseaux locaux sans fil sont inadaptés, car sous dimensionnés pour le volume des échanges mais aussi parcequ'ils ne permettent pas de garantir la sécurité et la confidentialité des données.

Cette saturation des réseaux signifie que la croissance du besoin de télécommunication n'est pas achevée. Les technologies permettant de répondre à ce besoin sont en cours de développement. Parmi elles, la communication dans la bande des 60 GHz représente une réponse potentielle à condition de surmonter les défis techniques et technologiques de son développement.

Notamment les systèmes communicants dans la bande des 60 GHz doivent répondre à des problématiques particulières liées à l'affaiblissement important dans cette bande de fréquence. Nous verrons que les systèmes doivent être en particulier agiles en fréquence, directifs et avoir une capacité de balayage angulaire. Les travaux réalisés durant cette thèse visent à répondre à ces défis.

Ces travaux ont été réalisés au sein du LIA LICS (Laboratoire International Associé sur les phénomènes Critiques et Super-critiques en électronique fonctionnelle, acoustique et fluidique, anciennement LIA LEMAC), à l'IEMN (Institut d'Électronique, de Microélectronique et de Nanotechnologie) sous la direction des professeurs Philippe Coquet et Philippe Pernod et le co-encadrement du docteur Nicolas Tiercelin.

Cette thèse s'inscrit dans la continuité des travaux de N. Tiercelin et P. Coquet [1, 2] réalisés entre 2003 et 2005 au LIMMS (UMI CNRS 2820), qui ont été poursuivis entre 2007 et 2011 au LIA LEMAC/IEMN par le doctorat de S. Hage-Ali [3].

Le but de ce manuscrit sera de montrer comment, en s'appuyant sur les méthodes et les savoirs faire existants, il a été possible au cours de la thèse, de concevoir, fabriquer, caractériser et intégrer des dispositifs innovants tirant partie des propriétés de matériaux polymères pour opérer une reconfiguration mécanique afin d'apporter des réponses aux problématiques de la communication dans la bande des 60 GHz.

Le manuscrit est organisé comme suit :

Le premier chapitre sera l'occasion de prendre un léger recul historique. Les grandes étapes du développement technologique des télécommunications y est présenté. Ce développement a permis de toujours repousser la limite de la quantité de données transférées et la communication dans la bande des 60 GHz représente le futur potentiel de la télécommunication sans fil locale même si la communication dans cette bande de fréquence suppose de relever certains défis. Une étude bibliographique nous permettra de passer en revue les solutions qui ont été apportées pour répondre à ces problématiques. Ce premier chapitre sera également l'occasion de faire comprendre l'intérêt et les enjeux de la reconfiguration mécanique pour de tels systèmes.

Dans un deuxième chapitre l'importance des matériaux utilisés dans le domaine de la reconfiguration mécanique est présentée. Nous étudierons en détail un polymère ultra-souple, le polydiméthilsiloxane (PDMS), qui a été largement employé durant cette thèse. Celui-ci a été caractérisé d'un point de vu mécanique, diélectrique et thermique et des méthodes et procédés de microfabrication originaux ont permis son intégration dans des dispositifs de télécommunication dans la bande des 60 GHz.

Les chapitres 3 et 4 présentent en détails des dispositifs conçus, fabriqués et caractérisés durant la thèse qui répondent aux problématiques soulevées dans le premier chapitre. Au cours du chapitre 3 sont présentés des dispositifs accordables en fréquence composes d'éléments rayonnants au dessus d'une cavitée d'air de hauteur variable. Le chapitre 4 passe en revue différents dispositifs développés durant la thèse permettant de réaliser du balayage angulaire. Des déphaseurs à membrane mobile ainsi qu'une antenne scanner à bras de torsion ultra-souple y sont présentés.

La conclusion sera l'occasion de rappeler les différents résultats ainsi que de proposer des perspectives.

Chapitre 1

Préambule

Ce premier chapitre définit le cadre de la thèse. Un bref historique, explique la montée de l'intérêt pour les télécommunications en bande millimétrique. Les spécificités de cette bande et leur impact sur les systèmes communicants à 60 GHz sont ensuite abordés. Une étude de l'état de l'art permet de constater que la reconfiguration mécanique des dispositifs répond efficacement aux besoins de la communication en bande V. Le chapitre se conclut par une revue bibliographique des dispositifs reconfigurables mécaniquement. De cette revue ressort le rôle primordial joué par les matériaux et en particulier le substrat utilisé.

1.1 Les communications à 60 GHz

1.1.1 La télécommunication sans fil - Un peu d'histoire

La communication à distance a toujours été un enjeu majeur pour les sociétés organisées. Elle consiste pour un émetteur à transmettre un message par le biais d'un moyen de communication jusqu'à un récepteur distant. On en trouve des exemples depuis des temps immémoriaux. Les premiers systèmes de télécommunication à distance sont certainement des échanges audio (sifflements, percussions) ou visuels (sémaphores, signaux de fumée).

La télécommunication (littéralement "partage lointain") est définie comme l'échange à distance d'informations par le biais de systèmes électroniques et/ou informatiques. Nous devons ce terme à Édouard Estaunié, directeur de 1901 à 1910 de l'École professionnelle des Postes et Télégraphes (devenue depuis Télécom Paritech) [4]. La télécommunication est réellement apparue au XIX$^{\text{ème}}$ siècle parallèlement aux avancées concernant la compréhension de l'électricité. C'est durant ce siècle que sont inventés notamment le code Morse (1837) et le téléphone classique, dont le premier prototype fut fabriqué dès 1850 par Antonio Meucci avant d'être réinventé indépendamment par Bell et Gray en 1876.

Parallèlement, en 1865 James Clerk Maxwell décrit théoriquement les ondes électromagnétiques et propose une série d'équations liant le champ électrique $\vec{E}$ au champ magnétique $\vec{B}$ [5].

En 1887 Heinrich Rudolf Hertz vérifie expérimentalement les travaux de Maxwell, prouvant l'existence des ondes électromagnétiques [6] et notamment des ondes radio à basse fréquence.

Il faut attendre la fin du XIX$^{\text{ème}}$ siècle pour voir réellement se développer la radiocommunication, ou télécommunication sans fil. Nikola Tesla obtient en 1893 le premier brevet pour un système de transmission d'énergie électrique sans fil [7]. Il est aujourd'hui crédité comme étant le père de la radiocommunication. La technologie se perfectionne grâce en particulier aux travaux d'Édouard Branly qui imagine le radioconducteur et d'Alexandre Popov qui, le premier, à l'idée d'utiliser une antenne pour améliorer la réception.

En synthétisant leurs travaux, Guglielmo Marconi développe de nouveaux appareils de transmission. Il fonde en 1897 la Wireless Telegraph & Signal Company et réalise la première radiocomunication entre la France et l'Angleterre en 1899. Il obtiendra, conjointement avec Karl Braun (inventeur du poste à Galène), le prix Nobel de physique de 1909 pour sa contribution au développement de la télégraphie sans fil.

C'est à cette époque que les systèmes de transmission sans fil (TSF)

sortent des laboratoires. Ils équipent dans un premier temps principalement les bateaux et contribuent grandement à la sécurité des équipages en permettant le relais des données météorologiques et des signaux de détresse. En 1906 a lieu la première conférence radiotélégraphique internationale à Berlin. Elle aboutit à la rédaction de la convention radiotélégraphique internationale qui instaure les premières réglementations dans le domaine.

En avril 1912, après le naufrage du Titanic, malgré la disparition de 1500 personnes, près d'un millier de naufragés sont sauvés grâce aux signaux de détresse transmis par TSF. La demande d'équipements explose dans la marine. En juin de la même année Marconi fonde la première manufacture d'équipement de TSF. Le traité international pour la sauvegarde de la vie humaine en mer (SOLAS) rendant obligatoire ces équipements à bord des navires est signé deux ans plus tard.

Avec la guerre, la progression ralentit. Mais dans les années 1920 les radiocommunications se développent avec l'arrivée des tubes électroniques. La première émission de radio régulière est créé en 1919, par l'ingénieur hollandais Hanso Schotanus à Steringa Idzerda, il émettra 4 nuits par semaine jusqu'en 1924. En 1921, Radio Tour Eiffel diffuse pour la première fois un concert grâce à un émetteur de 900 W. La longueur d'onde de cet émetteur est de 2650 m. En 1921 la BBC est fondée. Les années 20 voient également apparaitre la télévision, mais il faudra attendre encore plusieurs années sa démocratisation.

En 1934, pour répondre au besoin de normalisation et de réglementation, qui se pose avec la multiplication de systèmes, l'Union internationale des télécommunications est fondée. Depuis ce jour, elle est chargée de la réglementation et de la planification des communications à l'échelle mondiale. Rattachée depuis 1947 aux Nations Unies, c'est elle qui établit en particulier les normes et gère l'attribution des bandes de fréquences.

De plus en plus de foyers s'équipent en "poste TSF" jusqu'à la seconde guerre mondiale. Durant celle-ci, l'intérêt de la radiocommunication, à la fois pour les communications militaires, mais également pour la communication (ou la désinformation) de masse, est largement démontré. Durant cette période de nombreux dispositifs seront développés dans un but militaire. Ils participeront largement à une meilleure compréhension et à une meilleure maîtrise des ondes électromagnétiques. On développe notamment le radar (dont Tesla avait déjà posé les grandes lignes dès 1917) ainsi que le brouillage électromagnétique.

L'après guerre est également une période faste pour les radiocommunications. De nombreux radioamateurs peuvent se procurer du matériel démilitarisé à bas coût. L'Allemagne, privée de fréquences d'émission en ondes moyennes (MF, de 300 kHz à 3 MHz) doit se rabattre sur les ondes hautes

fréquences (VHF, de 30 MHz à 300 MHz). On développe la modulation de fréquence (FM) qui permet de transmettre une information de manière bien plus robuste que la modulation d'amplitude (AM). Aujourd'hui la radio diffusée en FM occupe dans la plupart des pays la bande de fréquence comprise entre 80 MHz et 110 MHz.

C'est dans les années 50 que la télévision par ondes hertziennes apparait en masse dans les foyers. En 1951 les premières émissions en couleur font leur apparition. Transmettre une image nécessite bien plus de bande passante que de transmettre uniquement du son. Les émissions sont donc retransmises à plus hautes fréquences dans la bande VHF qui est encore libre (jusqu'à 300 MHz).

En 1957, Spoutnik, le premier satellite artificiel est lancé, il sera suivi par de nombreux autres qui auront tous besoin de communiquer avec la Terre. En dehors des applications scientifiques, à partir de 1962, les plus importants transmetteurs de données sont les satellites de retransmission de télévision. Ils reçoivent et émettent des données dans la bande C (4 - 8 GHz) et dans la bande K_u (12 - 18GHz). Le système de localisation GPS, quant à lui, dont le premier satellite a été lancé en 1978 et qui n'a pas été opérationnel avant 1995, émet sur deux fréquences distinctes autour de 1,2 GHz et de 1,5 GHz.

Récemment, l'arrivée des objets communicants sans fil a fait exploser le nombre des télécommunications. Au premier rang de ces objets figure le téléphone mobile. L'Advance Mobile Phone System, le premier réseau de téléphonie mobile apparaît aux États-Unis en 1976. Fruit d'un travail entamé dès 1947 au sein des laboratoires Bell, plus tard associé à Motorola, il permet l'échange de signaux sonores numérisés dans une bande de fréquence située autour de 800 MHz. Mais les téléphones sont encombrants et doivent être raccordés à une source d'énergie externe, généralement une voiture. Ce n'est que dans les années 90, grâce aux progrès en terme de consommation d'énergie, de miniaturisation et d'intégration des composants électroniques que la téléphonie mobile explose. A partir de 1991, la norme GSM est déployée internationalement. Elle réutilise au début des canaux dans la bande 800 - 900 MHz, puis pour pallier à la saturation des réseaux, des communications à plus hautes fréquences, autour de 1,8 GHz, sont autorisées. La norme GSM, dite 2G, permet des transferts de voix, de texte (SMS) et de messages multimédia (MMS) avec un débit de 9,6 kbit/s.

Le développement des objets intelligents connectés se poursuit et se diversifie avec la norme IEEE 802.11 qui définit le standard WiFi en 1997. C'est l'apparition du WAN (Wireless Area Network) qui vient compléter voire remplacer le PAN (Private Area Network) filaire. La première norme Wifi fonctionne sur un canal à 2,4 GHz et permet des taux de transfert maximaux de 2Mbit/s.

Dans les années 2000, les objets connectés mobiles se diversifient : ordinateurs portables, tablettes, liseuses, sont les moins exotiques. Les téléphones se complexifient également, avec l'arrivée des premiers smartphones et l'instauration de la norme 3G. Utilisant des fréquences supérieures (1885-2025 MHz et 2110-2200 MHz), cette norme permet des débits maximum de 144 kbit/s. Puis rapidement (à partir de 2006 en France) est déployée la technologie High-Speed Downlink Packet Access (HSDPA, ou 3G+ ou 3,5G). Elle permet des débits allant jusqu'à 5 Mbit/s et utilise une bande de fréquence située autour de 5 GHz. La norme 802.11 évolue très rapidement avec la technique à partir de 2009, l'itération 802.11-n permet des débits allant jusqu'à 540 Mbit/s.

La prochaine étape dans la communication cellulaire est la norme 4G, déployée en France à partir de 2013. Elle réutilise la bande de fréquence située autour de 800 MHz, plus une nouvelle bande autour de 2,6 GHz. Les débits sont estimés théoriquement entre 100 Mbit/s et 1 Gb/s.

Enfin, ces dernières années ont vu naitre un intérêt croissant pour la communication dans la bande V (50 - 75 GHz). Deux standards concurrents sont nés des volontés des industriels ayant compris l'intérêt de la télécommunication autour de 60 GHz. Aujourd'hui l'alliance WiGig [8] semble avoir pris le dessus sur le consortium WirelessHD [9] qui a pourtant été le premier à commercialiser des produits communicants dans cette bande de fréquence. En 2010, l'alliance Wigig s'est associée avec l'alliance Wifi et le comité de normalisation IEEE pour proposer une extension de la norme IEEE 802.11 qui sera dénommée 802.11-ac. Les débits théoriques attendus sont de 7 Gbit/s, soit 50 fois plus importants que les débits maximum théoriques des équipements Wifi de dernière génération.

La figure 1.1 résume l'occupation des bandes de fréquence pour les applications de télécommunication grand public décrites ci-dessus.

On le voit, le spectre fréquentiel est de plus en plus occupé, et ce graphique ne tient compte que des applications de télécommunication grand public et laisse de côté toutes les télécommunications militaires ou aéronautiques ainsi que les applications d'imagerie (scanner, IRM) ou de localisation (type radar).

1.1.2 La communication en bande V

En bande V, en particulier autour de 60 GHz, entre 5 et 9 GHz sont disponibles internationalement sans licences. Les bandes de fréquences disponibles sont représentées figure 1.2. La norme IEEE 802.11-ac divise la bande comprise entre 57,24 et 65,28 GHz en 4 canaux de 2,16 GHz de large.

En plus de cette très large bande de fréquence disponible, une autre particularité de la communication en bande V est l'importance des pertes [10, 11].

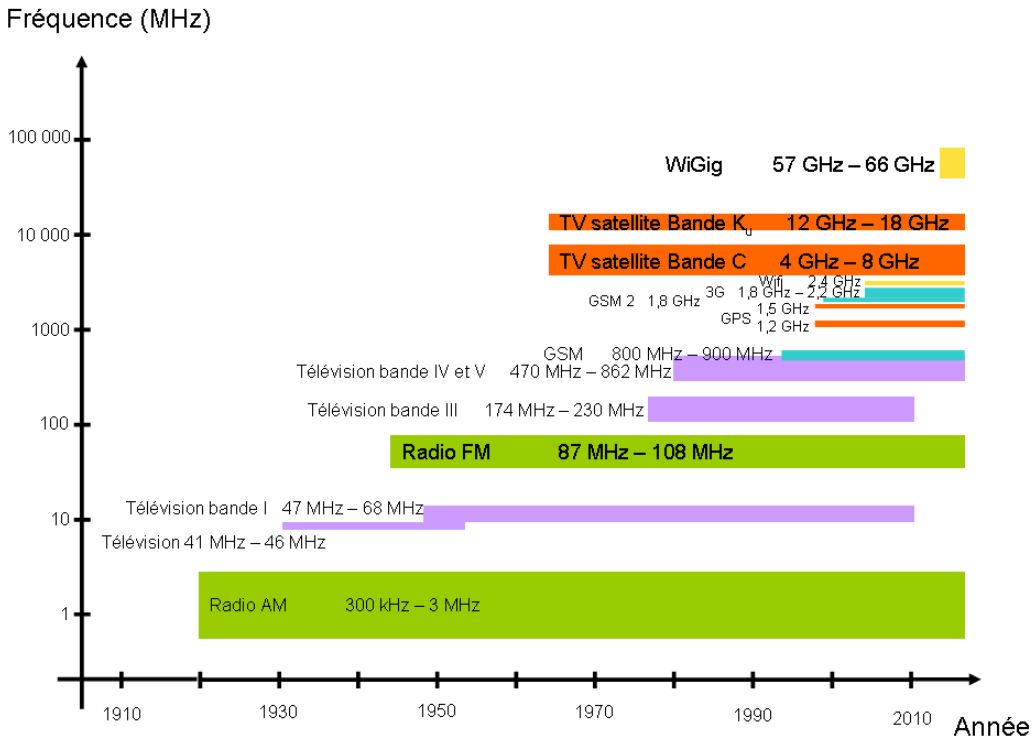


FIGURE 1.1 – Bandes de fréquence occupées par des applications grand public des années 1900 à aujourd'hui en France.

Ces pertes proviennent de plusieurs facteurs. Premièrement les pertes en espace libre. On peut calculer ces pertes par la formule suivante :

$$PEL = 10\log\left(\frac{4\pi d}{\lambda}\right)^2 = 10\log\left(\frac{4\pi df}{c}\right)^2 \tag{1.1}$$

où d est la distance parcourue, λ la longueur d'onde, f la fréquence de l'onde et c sa célérité.

On constate que ces pertes sont proportionnelles au carré de la fréquence, elles vont donc fortement augmenter en même temps que celle-ci.

Deuxième facteur important contribuant aux pertes : l'absorption due au dioxygène de l'air à cette fréquence [12, 13]. La figure 1.3 représente les différentes raies d'absorption de l'air ambiant. Le premier pic d'absorption du dioxygène est situé à 60 GHz et entraîne des pertes par absorption de plusieurs dB/km.

Enfin il faut noter qu'à cette fréquence les ondes ne traversent pas la

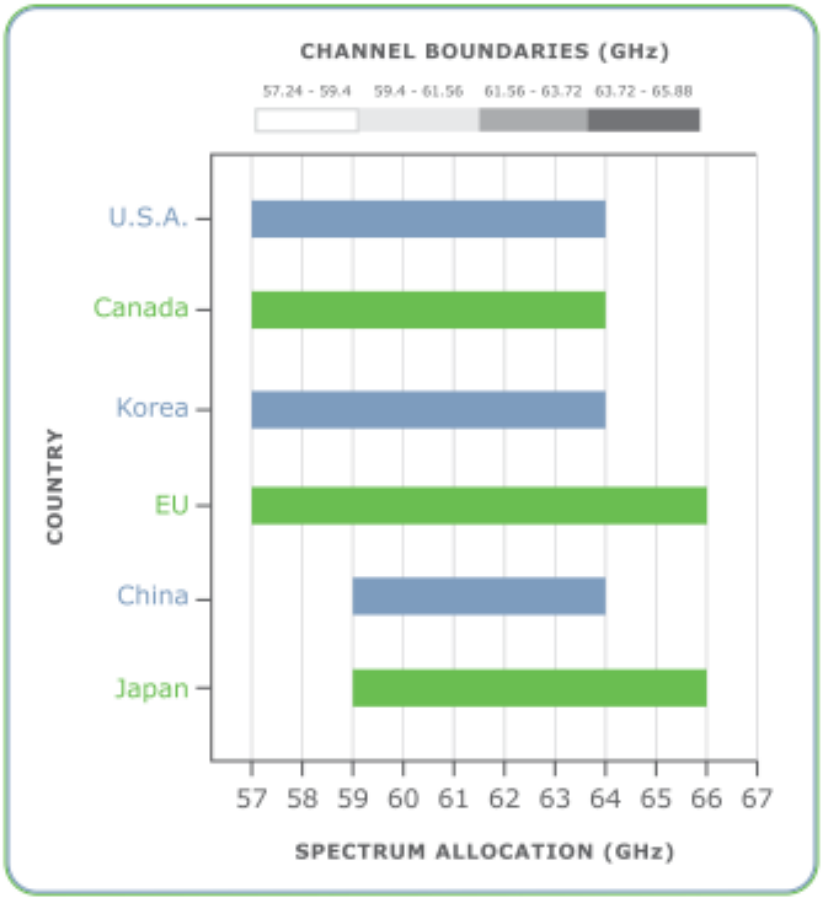


FIGURE 1.2 – Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques – Source Wigig White Paper [8]

plupart des structures : l'absorbance d'une vitre en verre est comprise entre 3 et 7 dB, celle de 15 cm de béton est environ de 36 dB [14]. L'absorption des éléments organiques, en particulier le corps humain est également très élevée [15, 16].

Ces pertes importantes peuvent être vues comme un inconvénient, mais elles représentent également un avantage certain. En particulier elles garantissent que des informations échangées au sein d'un réseau sans fil local peuvent difficilement être captées par un récepteur distant, **offrant une sécurité intrinsèque aux réseaux**. Cela signifie également que les mêmes canaux d'émission peuvent être réutilisés pour des réseaux relativement proches **sans risque d'interférence**.

Malgré tout, il ne faut pas non plus oublier les limitations que cela im-

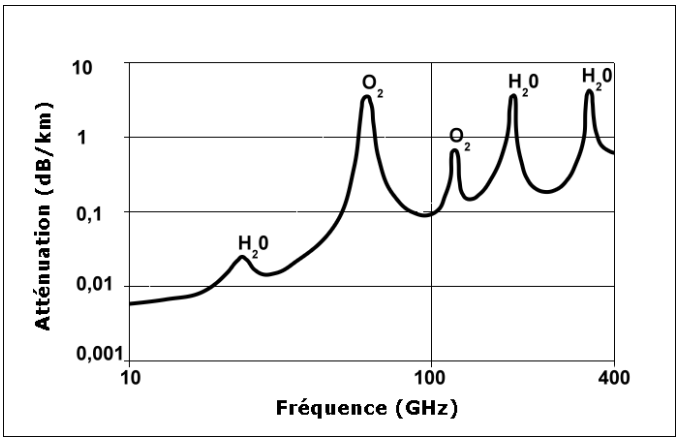


FIGURE 1.3 – Atténuation des ondes électromagnétiques dans l'air en fonction de la fréquence – Source : Wikimedia Commons

plique. En particulier **les pertes des systèmes doivent être compensées** par l'utilisation **d'antennes directives**. Cela signifie également que les systèmes doivent être adaptatifs pour tenir compte et palier à un éventuel masquage avec notamment la **possibilité de réorienter les antennes en cas de masquage du faisceau** (voir section 1.2.1).

1.1.3 Systèmes de communication grand public à 60 GHz

Ces constatations concernant la physique de la communication en bande V ont un impact direct sur la nature des systèmes communicants envisageables. Les principales zones d'application de la communication à 60 GHz sont représentées figure 1.4 [17].

Les intérêts et les spécificités de ces différentes applications sont légèrement variables :

WPAN pour Wireless Private Area Network (ou réseau privé sans fil), englobe tout les réseaux domestiques privés. Les données échangées sont principalement des données multimédia (streaming de film, musique, photo,...). Une des spécificités de ce type de réseau est qu'il relie des appareils très divers. Certains sont fixes (télévision, set top box, routeur, média center,...) mais d'autres, en nombre croissant, sont eux mobiles (téléphone, tablette,...). Ces derniers peuvent entrer ou sortir du réseau fréquemment.

WLAN pour Wireless Local Area Network (ou réseau local sans fil) est

FIGURE 1.4 – Applications envisageables pour la communication 60 GHz – Source : Fraunhofer - Heinrich Hertz Institut [17]

l'acronyme décrivant les réseaux sans fil ayant un caractère plus professionnel que les WPAN. Par exemple les réseaux d'entreprise ou les réseaux ouverts au public mis en place par des entreprises ou des institutions. Les besoins en sécurisation de ces réseaux sont plus élevés. Le nombre d'appareils s'y connectant ainsi que le volume de données échangées peut être bien plus important que dans les WPAN.

Incabin Regroupe les communications intra-véhiculaire. C'est un secteur à très fort potentiel. En effet, de plus en plus de données sont échangées au sein des véhicules modernes. Lorsque ces données concernent des applications de loisirs (multimédia embarqué en particulier) ou des applications non primordiales (gps, informations diverses), les liaisons sans fil présentent l'avantage de permettre un gain de masse et de place loin d'être négligeable par rapport aux solutions câblées. Limiter le nombre de liaisons filaires permet également d'accroître la fiabilité et de faciliter la maintenance des systèmes. Ceci est particulièrement intéressant

pour le transport aérien.

Kiosk (kiosque en français) consiste à proposer une base de données (en général multimédia) sur une borne fixe accessible aux utilisateurs à proximité, à l'aide de leur propre appareil connecté (téléphone, tablette). Ce type d'application reste assez peu développé. Mais les débits pouvant être atteints en communication en bande V permettent d'imaginer des systèmes de médiathèque ou de diffusion de contenus riches aux visiteurs de sites culturels ou touristiques. Dans certains musées, les guides multimédia téléchargeables remplacent déjà les audioguides.

Ceci ne représente pas une liste exhaustive de toutes les catégories d'applications possibles. On peut imaginer des applications connexes, comme la communication intervéhiculaire, ou croisées comme la communication véhicule-kiosque (pour le péage par exemple). Enfin, des applications ne rentrant pas du tout dans ces cadres sont en train d'apparaitre. Par exemple, il est certain que nous sommes de plus en plus, et de plus en plus intimement, connectés. On parle désormais de BAN, pour Body Area Network [18] [19]. Ce type de réseau est confiné au corps humain notamment pour des applications de monitoring liées à la santé, ou de cybernétique. Pour ces types d'applications particulières, il convient de se poser des questions liées à la dangerosité et à la biocompatibilité des systèmes, en plus de celles liées à l'éthique.

1.1.4 Autres applications

Même si nous nous sommes concentrés durant cette thèse sur les applications de télécommunications grand public, il faut noter que les ondes millimétriques sont utilisées dans d'autres domaines :

Dans le domaine de la recherche : les ondes électromagnétiques à 60 GHz sont utilisées dans des applications satellitaires pour mesurer les radiations émises par l'oxygène présent dans la haute atmosphère ce qui permet de déduire les distributions de température ou de pression utiles en météorologie [20].

Dans le domaine de la sécurité : des armes non létales provoquant des sensations de brûlures induites par des micro-ondes sont développées. La société Raytheon, ayant découvert par hasard dans les années 40 la capacité des ondes millimétriques à chauffer les corps contenant de l'eau et à l'origine du premier four micro onde fait partie des pionniers dans ce domaine [21]. Certains scanners corporels présents dans les aéroports sont également dits "à onde millimétrique", mais en général leur fréquence est plus faible (entre 24 et 30 GHz) pour les scanners

installés en France [22], ou plus élevée (quelques centaines de gigahertz) pour les scanners américains [23].

Dans le domaine de la santé : l'utilisation des ondes millimétriques s'est développée à partir des années 70 en URSS avant de s'étendre dans le monde après la chute du bloc communiste. Elle sont utilisées pour leurs effets thérapeutiques sur les ulcères, les mélanomes (y compris cancéreux) et les cellules tuberculeuses. Mais aussi pour traiter l'hypertension, pour leurs effets sédatifs, anti-inflammatoires et régénérateurs ainsi que comme stimulant du système immunitaire [24]. Le journal en langue russe Onde Millimétrique en Biologie et Médecine publie depuis 1994 les études relatives à l'utilisation des ondes millimétriques dans le domaine médical [25].

1.2 Antennes reconfigurables

1.2.1 Besoin d'antennes reconfigurables en bande V

Nous avons vu que la communication en bande V présente plusieurs spécificités. La large bande disponible sans licence (entre 5 et 9 GHz selon les régions, voir figure 1.2) implique que les systèmes doivent être capables de fonctionner sur une large bande de fréquence mais également de sélectionner un canal dans cette bande. Nous avons vu également qu'étant donné les pertes élevées à ces fréquences, les systèmes devaient être directifs, pour optimiser le bilan de liaison, et que la direction du faisceau devait pouvoir être contrôlée en particulier pour palier à un masquage éventuel.

Ceci signifie que les systèmes doivent être reconfigurables. En particulier ils doivent être **agiles en fréquence** et doivent permettre une reconfiguration de la distribution spatiale de leur diagramme d'émission, voire un **balayage de l'espace**.

Dans les systèmes communicants, la reconfigurabilité peut a priori provenir de n'importe quelle partie du système mais, l'antenne joue un rôle clef et il est généralement judicieux de reporter l'adaptabilité sur celle-ci [26]. Le fait que les antennes soient adaptable plutôt qu'un autre élément du système présente plusieurs avantages :

Premièrement, l'antenne est souvent l'élément le plus encombrant (si l'on met de côté la source d'énergie). Les antennes à large bande sont en général des antennes à onde progressive [27, 28] dont l'encombrement est particulièrement élevé. Il est possible de réaliser des antennes large bande ayant un encombrement limité, mais leur géométrie est complexe comme on peut le voir figure 1.5, où est présentée une antenne comportant de nombreux

éléments rayonnants et de jonctions.

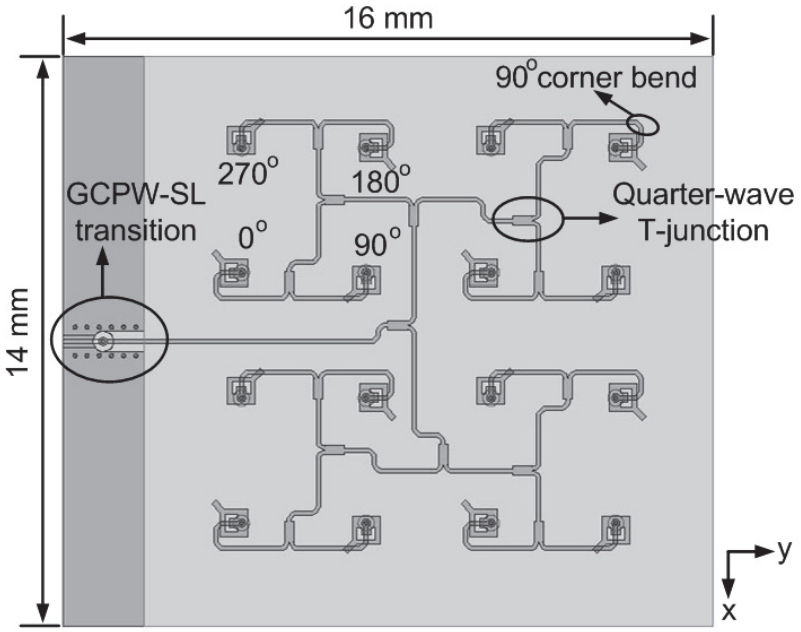


FIGURE 1.5 – Une antenne large bande en bande V. Cette antenne est composé d'un réseau de 4x4 éléments. – Source : Sun *et al.* [29]

De plus, pour les antennes accordables en fréquence, réaliser la reconfiguration au niveau de l'antenne signifie qu'on agit dès l'entrée du récepteur, ou la sortie de l'émetteur. Cela permet de filtrer le signal, limitant ainsi le bruit reçu ou émis et évitant le besoin de réaliser un filtrage supplémentaire pouvant être source de pertes.

En ce qui concerne l'orientation de faisceau, celle-ci est contrôlée au niveau de l'antenne. On peut la modifier en changeant la manière dont sont excités les éléments rayonnants ou leur agencement (nous parlerons en particulier des réseaux phasés dans la suite) mais cela revient toujours à une action sur l'antenne.

Enfin concernant la reconfiguration mécanique, dont nous parlerons largement plus tard, il est plus facile d'agir directement sur, ou à proximité, de l'antenne, qui est un élément central et prépondérant des systèmes par sa taille.

L'antenne est donc l'élément du système auquel la reconfigurabilité doit être préférentiellement apportée.

1.2.2 Techniques classiques de reconfiguration

Nous avons vu que de par ses particularités, la communication en bande V nécessite des systèmes reconfigurables, et qu'il est généralement judicieux de reporter cette reconfigurabilité sur l'antenne. Nous allons voir à travers une revue bibliographique quelles sont les solutions utilisées pour réaliser des antennes reconfigurables. Cette bibliographie ne se veut pas exhaustive mais vise à donner un panorama des différentes solutions utilisées pour créer ce type d'antennes. dans un premier temps nous verrons quelles sont les techniques de reconfiguration utilisées classiquement, et quelle sont leurs performances. Nous verrons ensuite quels sont les inconvénients de ces techniques et comment la reconfiguration mécanique peut répondre efficacement au besoin de reconfigurabilité en bande V.

Antennes accordables en fréquence

Il existe trois méthodes principales utilisées classiquement pour modifier activement la fréquence de résonance d'une antenne. La première consiste à **changer la longueur effective de l'antenne** en y reliant ou non des sections supplémentaires. Dans la deuxième méthode on vient **charger l'élément rayonnant par des composants à inductance ou capacité variable** reliés au plan de masse. La troisième se base sur l'**utilisation de composants actifs**. Ces méthodes sont expliquées, leurs avantages et inconvénients respectifs sont discutés et des exemples sont donnés et récapitulés dans le tableau 1.1.

Le **changement de longueur effective de l'antenne** se fait en reliant des éléments rayonnants entre eux par l'intermédiaire de dispositifs pouvant servir d'interrupteurs. Ces interrupteurs peuvent être des systèmes micro-électromécaniques (MEMS) [30, 31], des diodes PIN [32, 33] ou des systèmes plus exotiques tels que des photoconducteurs [34] (les photoconducteurs sont des interrupteurs commandés optiquement par laser ce qui permet de se passer de ligne de polarisation). La figure 1.6 présente à titre d'exemple une antenne planaire en F dont certaines sections peuvent être reliées ou non par l'intermédiaire de diodes PIN. Cette antenne permet de réaliser des communications soit dans les bandes GSM850 et GSM1800 soit GSM900 et UMTS (3G, 2100 MHz) [33].

Cette méthode est sûrement la plus simple à mettre en oeuvre. Son principal désavantage est qu'elle ne permet qu'un accord discret et non continu comme le montre l'exemple ci-dessus où il est possible de sélectionner quelles bandes de fréquences vont être utilisées mais pas de modifier continuement la fréquence centrale de l'antenne.

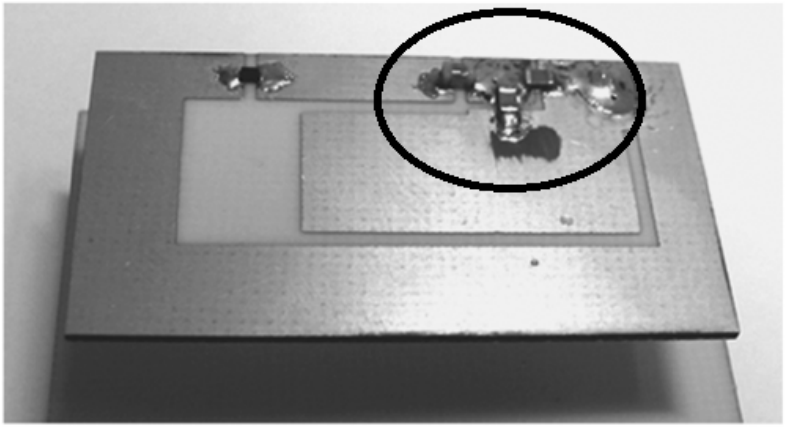


FIGURE 1.6 – Antenne planaire en F inversée (ou PIFA pour Planar Inverted F Antenna) accordable en fréquence. Les diodes PIN sont encerclées. – Source : Komulainen *et al.* [33]

Une autre manière de permettre un accord en fréquence, proposée dès 1982 par Bhartia *et al.*, est de **charger une antenne microruban par des capacités variables** [35]. On peut utiliser des diodes varicap [36, 37] mais aussi plus récemment des capacités MEMS [38, 39]. L'antenne représentée figure 1.7 est une antenne à fente circulaire, la fente est chargée par une série de capacités MEMS qui permettent un accord continu entre 9,48 et 12 GHz.

L'avantage de cette méthode est qu'elle permet un accord continu, mais la conception des systèmes est plus compliquée et les plages d'accord moins étendues (de quelques centaines de Mhz à quelques GHz).

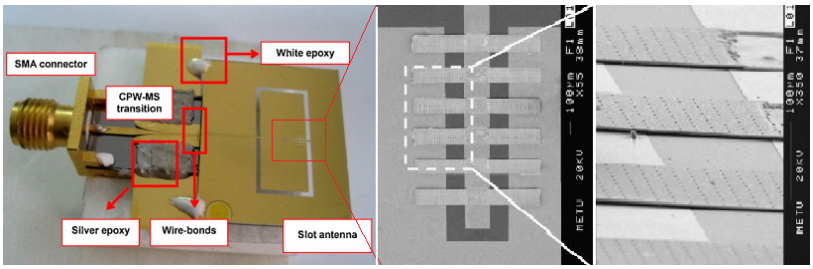


FIGURE 1.7 – Antenne à fente circulaire chargée par des capacités MEMS (magnifiées à droite) – Source : Topalli *et al.* [39]

Dernière méthode, l'**introduction de matériaux actifs**. Le principe consiste à introduire des matériaux dont les propriétés vont être modifiées par

l'application d'un champ extérieur. Pour obtenir un accord en fréquence on peut modifier par exemple la perméabilité du substrat. Cela peut être rendu possible par l'utilisation de ferrite dont la perméabilité change en fonction du champ magnétique [40, 41] ou par l'introduction de cristaux liquides qui sont commandés par un champ électrique [42].

Les performances de ces méthodes restent limitées notamment à cause des pertes que ces matériaux induisent.

TABLE 1.1 – Récapitulatif des technologies d'accord en fréquence

	Source	Technologie	Performance
Commutation de sections	Weedon *et al.* [30]	Interrupteurs MEMS	Commutation bande L (1-2 GHz) bande X (8-12 GHz)
	Kiriazi *et al.* [31]	Interrupteurs MEMS	Commutation 4,86 GHz 8,98 GHz
	Panaguwa *et al.* [34]	Photoconducteurs	Commutation 2,16 GHz 3,15 GHz
	Le Guarrec *et al.* [32]	Diodes PIN	5 fréquences distinctes entre 10 et 20 GHz
	Komulainen *et al.* [33]	Diodes PIN	Commutation bande GSM850 et GSM1800 ou GSM900 et UMTS
Capacités variables	Bhartia *et al.* [35]	Diodes Varicap	Augmentation de la bande passante de 2% à 30% autour de 2,4 GHz
	Erdil *et al.* [38]	Capacités MEMS	1% d'accordabilité entre 15,75 et 16,05 GHz
	Topalli *et al.* [39]	Capacités MEMS	2,4% d'accordabilité continu entre 9,48 et 12 GHz
	Chi *et al.* [36]	Diodes Varicap	5 fréquences distinctes entre 2,34 et 4,1 GHz
	Jiang *et al.* [37]	Varicap à base de ferrite	5 fréquences distinctes entre 12,4 et 13,8 GHz
Mat. actifs	Pozar *et al.* [40]	Ferrite à perméabilité variable	40% d'accordabilité autour de 5 GHz
	Petosa *et al.* [41]	Ferrite à perméabilité variable	8% d'accordabilité autour de 10 GHz
	Martin *et al.* [42]	Cristaux liquides	3% d'accordabilité autour de 5 GHz

Antennes orientables et à balayage angulaire

Le balayage angulaire est classiquement réalisé en utilisant un réseau d'éléments rayonnants. La méthode la plus simple est d'utiliser plusieurs an-

tennes orientées différemment et de commuter entre ces différentes antennes pour orienter le faisceau dans la direction voulue.

Cette idée est implémentée par Lee *et al.* en 2008. Quatre antennes cornets sont disposées à différents angles. Le faisceau peut être orienté en sélectionnant quelle antenne est alimentée à l'aide d'une série de commutateurs à base de diodes PIN et de HEMTs [43]. Le prototype fabriqué est représenté figure 1.8.

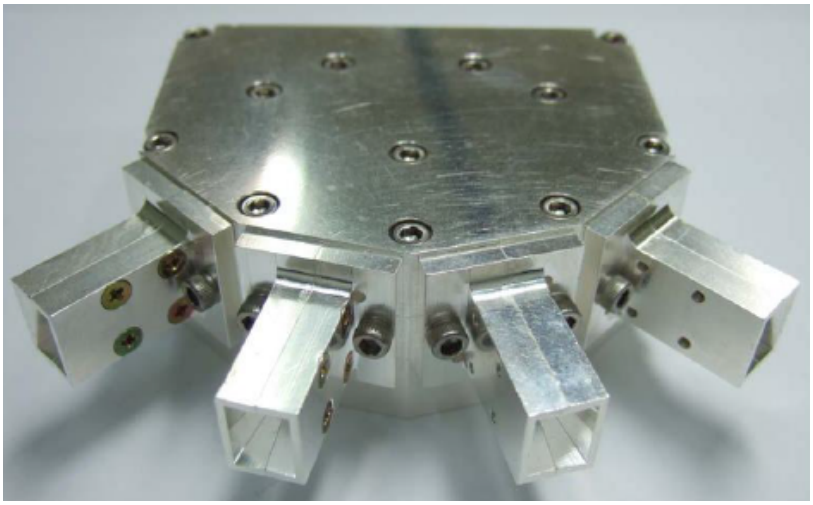
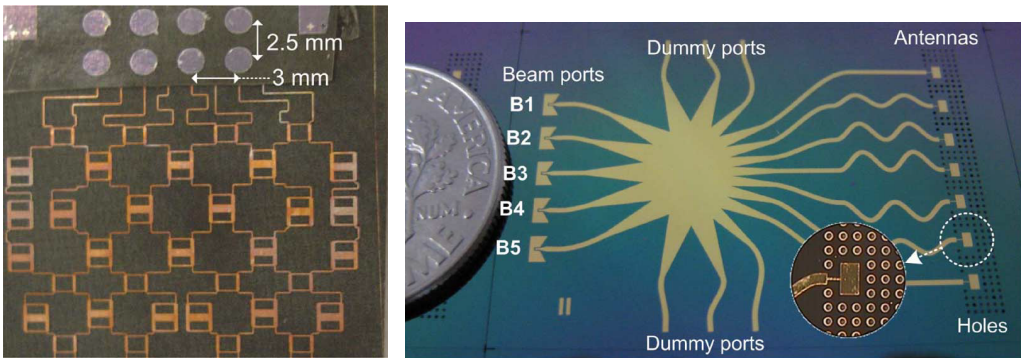


FIGURE 1.8 – Antenne à commutation de cornets – Source : Lee *et al.* [43]

Une autre possibilité, est de jouer sur le déphasage du signal entre les les différents éléments rayonnants du système. Cela permet d'introduire un dépointage par recombination des rayonnements de chaque élément [44].

Cette solution peut être mise en œuvre en utilisant des éléments passifs. Par exemple, en 2010, Moulder *et al.* utilisent une matrice de Butler qui est un dispositif comportant autant d'entrées que de sorties, chacune de ces sorties alimentant une antenne [45]. La matrice créée un déphasage entre les différents éléments rayonnants qui dépend de l'entrée utilisée. Le dispositif permet un déphasage 2D. Dans le même ordre d'idée, Lee *et al.*, également en 2010, proposent un réseau utilisant une lentille de Rotman [46] permettant un balayage angulaire de +/- 30 ° utilisant un principe similaire. Ces réalisations sont représentées figure 1.9.

Enfin, le déphasage entre les différents éléments rayonnants peut être contrôlé de manière active. Ce contrôle peut être réalisé en commutant entre des lignes de différentes longueurs, comme cela à été fait par Kim *et al.* qui ont réalisé un déphaseur à commutation en utilisant des interrupteurs MEMS



(a) (b)

FIGURE 1.9 – (a) Matrice de Butler (en bas) et antennes associées (en haut) [45] (b) Antenne et lentille de Rotman [43]

[47]. Leur déphaseur, représenté figure 1.10, permet de réaliser un déphasage de 360 ° par pas de 22,5 ° avec des pertes allant de 2,2 à 2,6 dB à 10 GHz.

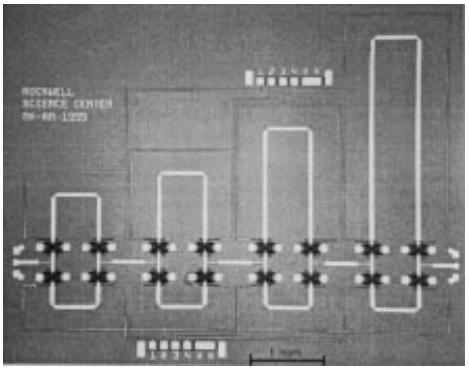


FIGURE 1.10 – Déphaseur à RF MEMS – Source : Kim *et al.* [47]

D'autres méthodes permettent d'obtenir un déphasage continu, et donc un contrôle continu de l'orientation du faisceau. Par exemple en venant perturber la ligne d'alimentation de l'antenne. En 1998, en chargeant par une série de MEMS capacitifs une ligne coplanaire, Barker *et al.* ont pu obtenir un déphasage de 118 ° avec des pertes de 2 dB à 60 GHz [48, 49]. En 2004, Kim *et al.* créent un déphasage en approchant un perturbateur, actionné par effet piézoélectrique, d'une ligne microruban, associé à une antenne large bande composé de quatre éléments rayonnants, il parviennent à réaliser un dépointage de +/- 30 ° sur la bande 0-40 GHz [50]. Également en 2004, Shafai *et al.* présentent un déphaseur composé d'une ligne microruban dont le plan

de masse est actionnable électrostatiquement. Ils obtiennent un déphasage de 55 ° à 14,25 GHz [51]. Ces dispositifs sont représentés figure 1.11.

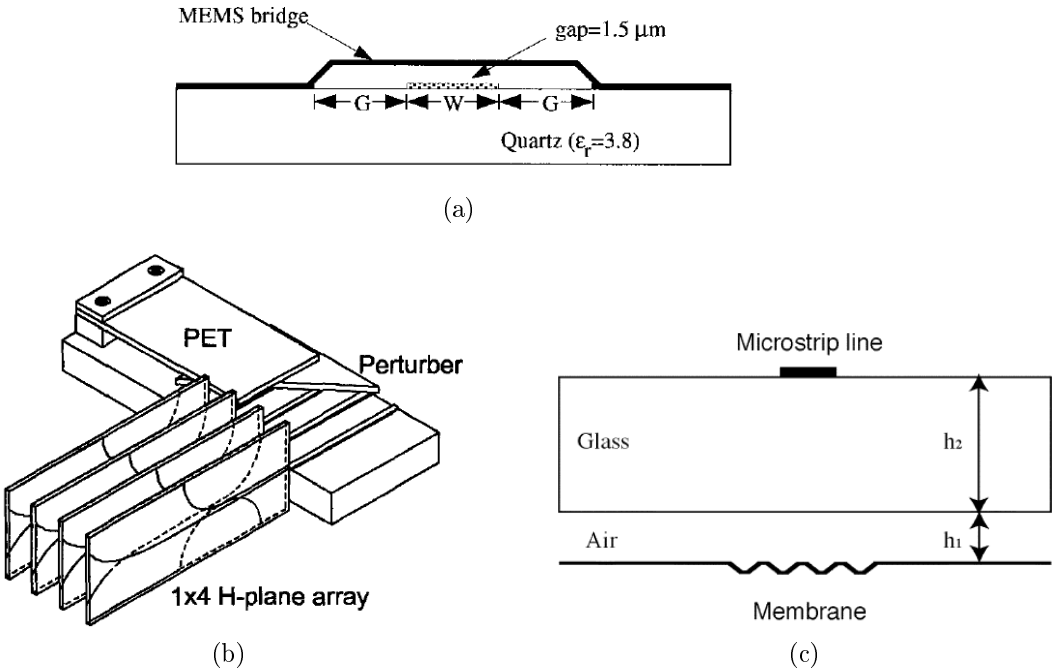


FIGURE 1.11 – (a) Déphaseur à capacités MEMS [48] (b) Antenne à dépointage à capacité parasite [27] (c) Déphaseur à plan de masse mobile [51]

Limitation des techniques de reconfiguration classiques

Nous avons vu différentes méthodes permettant d'apporter des degrés de liberté aux antennes. Nous nous sommes focalisés sur la reconfiguration en fréquence et la reconfiguration de l'orientation de faisceau. Les techniques et systèmes exposés ci-dessus sont basés sur des semiconducteurs (diodes PIN, HEMT, diodes varicap...) ou sur des RF-MEMS.

Les composants semiconducteurs présentent l'avantage d'être relativement bien maitrisés et de permettre des commutations très rapides (de l'ordre de quelques nanosecondes). Ils ont également des désavantages : en particulier les pertes des composants silicium augmentent rapidement avec la fréquence. Les composants III-IV (AsGa et SiGe en particulier, beaucoup utilisés en bande millimétrique) présentent des pertes moins importantes mais restent onéreux et sont moins bien maitrisés [55, 56].

TABLE 1.2 – Récapitulatif des technologies de dépointage

Source	Technologie	Performance
Lee *et al.* [43]	Plusieurs antennes commutables	4 angles différents entre 0 et 45 °
Moulder *et al.* [45]	Matrice de Butler	+/- 30 °
Kim *et al.* [50]	Déphaseur à commutation	Déphasage de 360 ° par pas de 22,5 ° pertes 2̃,5dB à 10 GHz
Barker *et al.* [48, 49]	Chargement de ligne par MEMS capacitifs	360 ° de déphasage pertes : 70 °/dB à 40 GHz, 90 °/dB à 40 GHz, 70 °/dB à 75-110 GHz
Kim *et al.* [27]	Perturbateur piézoélectrique	Dépointage +/-30 ° pertes de déphasage : 163 °/dB à 10 GHz
Papapolymerou *et al.* [52]	Routeurs piezoélectriques	Déphasage 86 ° pertes de déphasage : 30,6 °/dB à 50 GHz
Shafai *et al.* [53, 54]	Plan de masse actionnable	pertes de déphasage : 120 °/dB à 10 GHz

Les composants de type MEMS quand à eux ont l'avantage d'être plus performants en gamme millimétrique. Leur fabrication ainsi que leur commande est par contre plus complexe et leur vitesse de commutation est plus faible que celle des composants semiconducteurs (de l'ordre de la microseconde). Enfin leur fiabilité est moins certaine et ils restent fragiles [57, 58].

Une troisième voie, explorée dans cette thèse, est celle de la **reconfiguration mécanique des composants et en particulier de l'antenne elle-même**.

1.2.3 Reconfiguration mécanique

La reconfiguration mécanique, telle qu'on l'entend ici, consiste à modifier les paramètres d'un système en modifiant sa géométrie.

La reconfiguration mécanique présente plusieurs intérêts. Elle permet en général une reconfiguration continue sans dégradation des caractéristiques [26]. Comme les méthodes d'accord classique à composants actifs, elle nécessite un système de commande/contrôle, mais celui-ci est en général plus simple et moins critique. Les principaux désavantages de ce type de reconfiguration par rapport à celles présentées plus haut sont le temps de réponse qui peut varier typiquement de quelques dizaines de microsecondes à quelques secondes et l'encombrement supplémentaire des systèmes d'actionnement.

La reconfiguration mécanique n'est donc pas forcément la solution à adopter dans tous les cas. Mais, si l'on s'intéresse, comme ici aux systèmes communicants en bande millimétrique et à plus haute fréquence, elle peut apporter une réponse intéressante. Nous avons vu plus tôt que, avec l'augmentation de la fréquence, les systèmes de reconfiguration classiques voient leur coût, leur complexité et les pertes qu'ils génèrent augmenter. Autour de 60 GHz, les systèmes de reconfiguration mécanique atteignent une échelle à laquelle ils sont particulièrement efficaces (échelle millimétrique). Nous avons vu également que la communication en bande V nécessite des systèmes fonctionnant sur des plages fréquentielles larges et des performances soutenues pour pallier à l'atténuation [14, 11]. La reconfiguration mécanique répond parfaitement à ces besoins.

Nous allons voir quels sont les différents systèmes de reconfiguration mécanique en fréquence et en dépointage utilisés jusqu'à maintenant, en portant une attention particulière aux systèmes communicants en bande millimétrique.

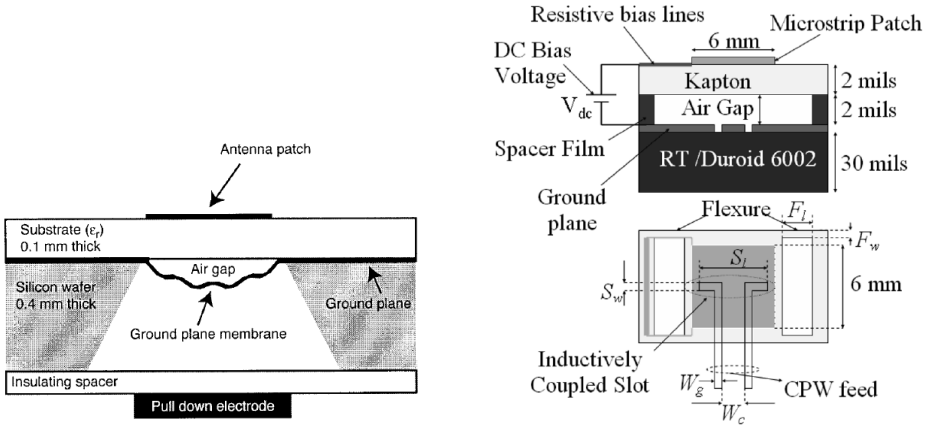
Antennes accordables en fréquence reconfigurables mécaniquement

Des antennes accordables en fréquence reconfigurables mécaniquement ont été rapportées dès 1984 par Lee *et al.* qui proposent une antenne microruban sur cavité d'air. Modifier la hauteur du gap d'air permet un accord en fréquence de 20 % autour de 1,2 GHz [59]. L'actionnement de cette antenne se fait manuellement, rendant son intégration difficile.

En 2003 Langer *et al.* proposent une antenne planaire en permalloy (NiFe)qui se déforme plastiquement sous l'effet d'un champ magnétique. Cette antenne peut balayer une plage de fréquence allant de 25,6 à 28 GHz (11%) [60].

En 2003 et 2004, Shafai *et al.* proposent deux antennes accordables en fréquence basées sur le principe d'éléments rayonnants surmontant un gap d'air de hauteur variable [61, 51]. La deuxième antenne notamment est accordable grâce à un plan de masse ondulé actionnable électrostatiquement par le dessous. Celle ci permet un accord en fréquence allant de 16,8 à 17,82 GHz (6 %). En 2006, Goteti *et al.* utilisent une géométrie semblable. Mais cette fois le substrat supportant l'antenne est réalisé en Kapton, qui est un matériau souple qui peut donc se déformer. Ils obtiennent un accord en fréquence allant de 16,91 à 16,64 GHz (1,6 %) toujours avec un actionnement électrostatique [62]. Les deux antennes décrites ci-dessus sont représentées figure 1.12.

En 2010, Hage-Ali *et al.* ont conçu, au sein de l'équipe dans laquelle s'est déroulée cette thèse, une antenne accordable en fréquence basée sur le principe d'un élément rayonnant surplombant un gap d'air mais utilisent



(a) (b)

FIGURE 1.12 – (a) Antenne planaire sur gap d'air accordable en fréquence à plan de masse actionné électrostatiquement [53] (b) Antenne planaire sur gap d'air supporté par kapton accordable électrostatiquement en fréquence [62]

cette fois le Polydiméthilsyloxane (PDMS) qui est un polymère ultra-souple comme substrat. L'actionnement est pneumatique et l'extrême déformabilité du matériau permet d'obtenir un accord en fréquence de 8% entre 51 et 55,3 GHz [63]. Les travaux sur ce type d'antenne, représentée figure 1.13, et en particulier sur le PDMS, ont été poursuivis dans cette thèse.

Le tableau 1.3 récapitule et permet de comparer ces différents travaux.

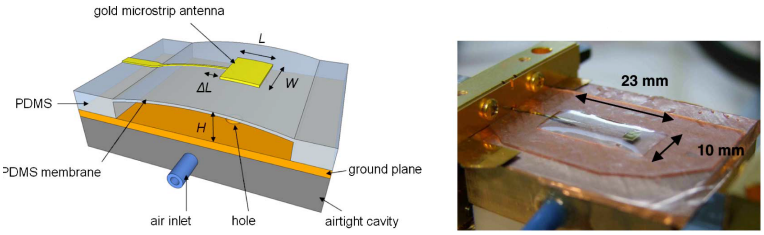


FIGURE 1.13 – Antenne accordable pneumatiquement en fréquence – Source : Hage-Ali *et al.* [63]

TABLE 1.3 – Récapitulatif des technologies d'antennes accordables en fréquence par actionnement mécanique

Source	Actionnement	Fréquence	Accord
Lee *et al.* [59]	Manuel	1,2 GHz	20%
Langer *et al.* [60]	Magnétique	26 GHz	11%
Shafai *et al.* [61, 51]	Électrostatique	17 GHz	5,8%
Goteti *et al.* [48, 49]	Électrostatique	16,8 GHz	1,6%
Tang *et al.* [64]	Pneumatique	5,5 GHz	6,5 %
Hage-Ali *et al.* [63]	Pneumatique	53 GHz	8%

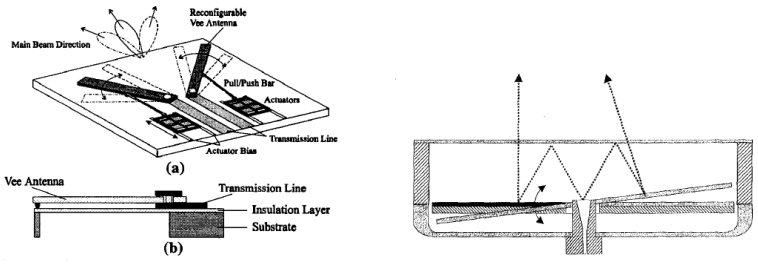
Antenne à balayage angulaire reconfigurables mécaniquement

Nous avons vu plus haut qu'il était possible de réaliser un dépointage par l'intermédiaire de déphaseurs. Un déphaseur tirant parti d'un effet mécanique sera présenté plus loin dans la thèse (voir chapitre 3) [65].

Une autre méthode évidente pour réaliser un dépointage est d'orienter directement l'élément rayonnant vers la cible. L'intérêt est que l'on peut atteindre des angles de dépointage très importants en général sans perdre en efficacité radiative.

Dès 1999, Chiao *et al.* proposent une antenne en V reconfigurable à l'aide d'actionneurs qui permet un dépointage de 45 ° [66]. Ces réalisations sont représentées figure 1.14.

En 2002, Menzel *et al.* ont réalisés une antenne à réseau réflecteur permettant d'obtenir des angles de dépointage d'une dizaine de degrés à 60 GHz [67].

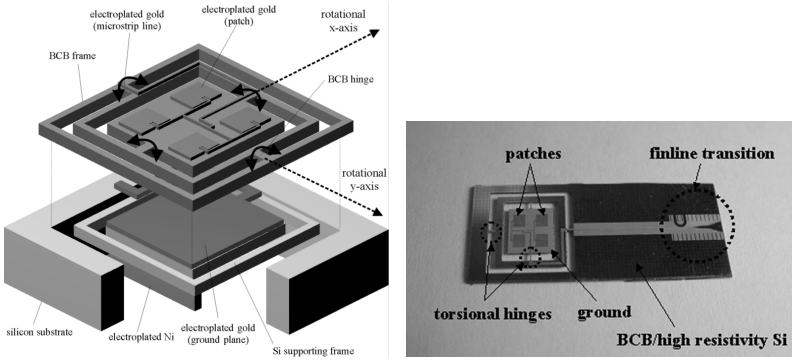


(a) (b)

FIGURE 1.14 – (a) Antenne à dépointage en V [66] (b) Antenne à réseau réflecteur [67]

En 2003, Baek *et al.* démontrent la possibilité d'utiliser du BCB comme

bras de torsion pour réaliser une antenne représentée figure 1.15 permettant de faire du dépointage dans 2 dimensions. Le dépointage n'est que de 18 ° car il est limité par la rigidité et la fragilité du BCB [68].



(a) (b)

FIGURE 1.15 – (a) Principe du scanner 2D à bras de torsion en BCB (b) Rélisation [68]

On peut également citer les travaux de Costa *et al.* qui ont proposé en 2009 une antenne à lentille orientable surplombant un émetteur cornet permettant un balayage de 45 ° [69].

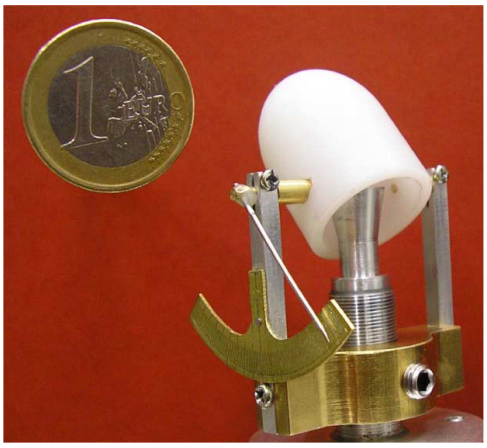


FIGURE 1.16 – Antenne à lentille orientable – Source : Costa *et al.* [69]

TABLE 1.4 – Récapitulatif des technologies de dépointage mécanique

Source	technologie	Performance
Chiao *et al.* [66]	Antenne en V orientable	Dépointage maximum 45 °
Menzel *et al.* [67]	Réseau réflecteur	Dépointage environ 10 °
Baek *et al.* [68]	Scanner à bras en PCB	Dépointage 2D de 18 °
Costa *et al.* [69]	Lentille orientable	Dépointage 45 °

Ce rapide tour d'horizon des dispositifs reconfigurables mécaniquement nous a permis de constater qu'il existe un fort potentiel, et donc un fort intérêt pour ce type de composants. La reconfiguration mécanique permet d'apporter des degrés de liberté supplémentaires en sortant des cadres classiques.

Nous allons maintenant rentrer plus dans le détail en nous intéressant à un paramètre clef des dispositifs reconfigurables mécaniquement : le support, ou substrat, utilisé pour ces dispositifs.

1.3 Antennes sur substrats souples

Lors de la conception d'un dispositif hyperfréquence, le premier choix à opérer et certainement celui du substrat qui sera utilisé. Bien évidemment il faut tenir compte des propriétés diélectriques à haute fréquence, mais également des possibilités de microfabrication (gravure, dépôt de conducteur, micro-usinage...). On s'intéressera également à la résistance à l'environnement ainsi qu'au respect de celui-ci. Mais il faut également étudier les propriétés mécaniques en particulier si l'on s'intéresse aux dispositifs reconfigurables tels que ceux décrits ci-dessus.

De manière générale pour obtenir un accord plus important il faut créer des déformations plus importantes et il sera de toutes façons souhaitable de minimiser l'énergie utilisée pour créer ces déformations. Il résulte de ce constat qu'on cherchera toujours à utiliser les substrats les plus souples possibles.

Plus exactement on cherchera toujours à trouver un équilibre entre les propriétés mécaniques et les propriétés diélectriques du substrat.

Cette recherche de substrat souple se retrouve dans la littérature. Historiquement on a d'abord essayé d'apporter de la souplesse dans les matériaux rigides grâce à des micro-usinages. Cela a été réalisé dans le SiO_2 par Fujita *et al.* en 1997 [70], ainsi que dans le silicium par Chiao *et al.* en 1999 [66].

Par la suite les équipes travaillant sur le sujet ont utilisé des matériaux souples. Baek *et al.* dès 2003 (voir plus haut) réalisent des bras de torsion en BCB (benzocyclobutène) dont le module d'Young est de 2,9 GPa [68]. En 2005 Dejean *et al.* sont les premiers à proposer une antenne flexible sur polymère à cristaux liquides (LCP module d'Young proche de 2,5 GPa) [71]. En 2006, Goteti *et al.* utilisent le Kapton (module d'Young 5,5 GPa) [62]. Puis, en 2010, Kang *et al.* proposent une antenne accordable en fréquence en polytéréphtalate d'éthylène (PET, module d'Young 3 GPa) [72].

En 2005, Tiercelin, Coquet *et al.* sont les premiers à démontrer la possibilité d'utiliser un matériau ultra-souple, le polydiméthylsiloxane (PDMS) comme substrat pour des dispositifs RF à 60 GHz et à fabriquer des antennes imprimées sur ce substrat [1] [2].

Depuis, plusieurs équipes ont utilisé avec succès le PDMS comme substrat. L'équipe de John Volakis présente un grand nombre d'antennes imprimées sur PDMS ou composite de PDMS et céramique en particulier des antennes conformables ou intégrables à des tissus [73, 74, 75].

Un certain nombre d'équipes travaillent sur des antennes étirables en PDMS en utilisant des métaux liquides comme conducteurs. c'est le cas de Lazzi *et al.* [76] [77], Whitesides *et al.* [78] et Cheng *et al.* [79, 80] (voir figure 1.17).

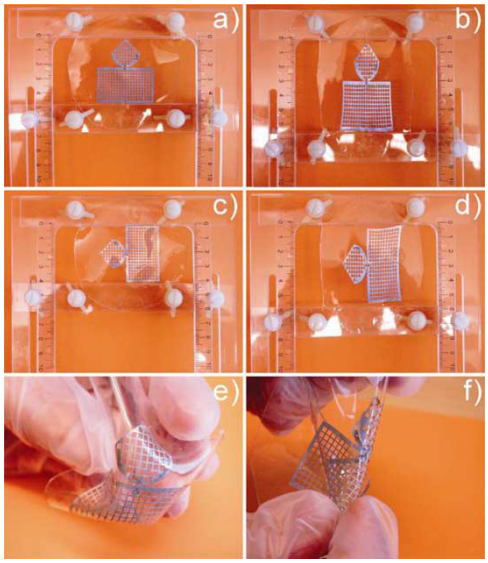


FIGURE 1.17 – Antenne en PDMS à métaux liquide – Source : Cheng *et al.* [79]

On peut aussi citer Ford, Lacour *et al.* qui conçoivent et fabriquent des

antennes étirables résonantes à plus basse fréquence sur PDMS pour des applications biomédicales en particulier [81] [82] [83].

On le voit donc, la reconfiguration mécanique a été largement utilisée dans le domaine des antennes reconfigurables. On constate aussi que la conception d'antennes conformables ou accordables mécaniquement passe par la recherche de souplesse dans le substrat. Le PDMS à ce titre est un matériau particulièrement intéressant. Il a d'ailleurs été largement employé comme substrat dans des applications de télécommunication. Sur la base de l'importante expérience de l'équipe du LEMAC/LICS, c'est également le substrat qui a été le plus étudié et utilisé dans le cadre de cette thèse. Dans le prochain chapitre nous nous intéresserons en détail à ses propriétés mécaniques et diélectriques.

1.4 Bilan du chapitre

Nous avons vu dans ce chapitre quels étaient les principes des télécommunications sans fil, comment ce domaine s'est développé et comment il a été réglementé pour devenir aujourd'hui un maillon primordial des échanges entre êtres humains. Cette revue historique permet de comprendre l'intérêt récent pour la communication autour de 60 GHz.

Les particularités de la communication à 60 GHz sont notamment la large bande disponible, les très hauts débits potentiels ainsi que la forte absorbance du milieu. Les applications envisageables sont donc principalement des applications domestiques ou professionnelles de type réseaux sans fil à courte portée.

Ce type d'applications ainsi que les spécificités physiques de la communication en bande V nécessitent des systèmes reconfigurables. En particulier accordables en fréquence et permettant un balayage angulaire.

Une étude bibliographique montre que les différentes méthodes de reconfiguration sont en général basées sur des composants électroniques actifs, ou MEMS, qui perdent de leur efficacité avec l'augmentation de la fréquence. Il ressort de cette étude que la reconfiguration mécanique est particulièrement adaptée pour les systèmes communicants en bande millimétrique.

Pour pouvoir fabriquer des dispositifs reconfigurables mécaniquement nous avons besoin de substrats déformables. Dans ce contexte, le PDMS qui est ultra-souple présente un grand intérêt pour des applications en bande millimétrique. Il sera étudié en détail dans le prochain chapitre.

Chapitre 2

Caractérisation et utilisation du PDMS en électronique haute fréquence

Le chapitre précédent, a souligné l'intérêt des systèmes reconfigurables mécaniquement ainsi que l'importance de la souplesse du substrat dans ces systèmes. Lors de cette thèse, nous avons choisi d'utiliser le polydiméthylsiloxane (PDMS) pour apporter cette souplesse dans nos systèmes.

Ce chapitre décrit les propriétés de ce polymère ultra-souple ainsi que les méthodes utilisées pour sa caractérisation diélectrique en haute fréquence (jusqu'à 200 GHz). L'étude de ses propriétés permet de comprendre les raisons de ce choix technologique dans nos systèmes et les difficultés rencontrées.

La deuxième partie du chapitre traite plus en détail de la manière dont ce polymère est utilisé en microfabrication. On y décrit, au travers d'exemples, le procédé de report innovant qui nous a permis de fabriquer l'ensemble des dispositifs développés durant cette thèse.

2.1 Propriétés physiques du PDMS

2.1.1 Généralités

Le polydiméthysiloxane est un composé organique de formule chimique : $CH_3[Si(CH_3)_2O]_nSi(CH_3)_3$. Plus simplement c'est un polymère composé d'une chaîne de monomères de formule $[SiO(CH_3)_2]$. Sa structure est représentée figure 2.1.

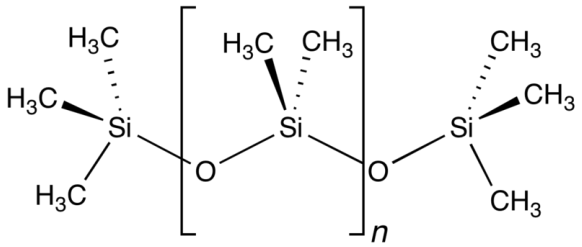


FIGURE 2.1 – Structure du PDMS – Source Wikimédia Commons

Le PDMS fait partie des polysiloxanes, appelés aussi silicones, qui sont les composés constitués d'une chaine silicium-oxygène sur laquelle vient se fixer un radical. La formule générale des silicones est $[R_2SiO]_n$.

On peut noter que les silicones ont été synthétisés pour la première fois par James Franklin Hyde, chimiste de la société Corning Glass Work en 1938 [84]. Cette découverte permettra à Corning de diversifier son activité jusque là centrée sur les verres et les céramiques. En 1943 Corning s'associera avec Dow Chemical pour former Dow Corning. Cette coentreprise, qui commercialisait à l'origine des graisses siliconées pour les moteurs d'avions durant la seconde guerre mondiale, reste aujourd'hui l'un des leaders du marché des silicones [85].

Le PDMS utilisé durant cette thèse est celui commercialisé pas Dow Corning sous la référence *Sylgard 184*. Les propriétés principales du PDMS issues de la fiche produit fournie par Dow Corning sont résumées table 2.1 [86]. Les propriétés diélectriques dans las bandes millimétriques qui nous intéressent ne sont pas précisées dans la fiche produit, d'où la nécessité de le caractériser comme nous l'avons fait dans ce travail.

Utilisation industrielle du PDMS

La production de PDMS à échelle industrielle est très bien maîtrisée et relativement peu coûteuse. De plus il est transparent et biocompatible ce qui

TABLE 2.1 – Données fournisseur concernant le PDMS [86]

Couleur	transparent
Conductivité thermique ($W.K^{-1}m^{-1}$)	0,2
Coefficient d'expansion thermique (K^{-1})	312 x 10^{-6}
Module d'Young équivalent (MPa)	1,82
Masse volumique ($kg.m^{-3}$)	1030
Constante diélectrique (100 Hz)	2,7
Constante diélectrique (100 kHz)	2,7
tan δ (100 Hz)	$<$0.001
tan δ (100 kHz)	$<$0.001
Résistivité volumique DC (ohm.cm)	1,2 x 10^{14}
Rigidité diélectrique ($kV.mm^{-1}$)	21,2

en fait un additif extrêmement répandu dans des produits grand public où il est recherché pour son hydrophobicité et les propriétés qui en découlent. Cette hydrophobicité en fait un stabilisateur d'émulsion qui augmente la tension de surface des liquides dans lesquels il est mélangé et en fait un lubrifiant efficace.

Il est utilisé dans des lubrifiants de type graisse, des produits "anti-pluie" (Rain-X, NeverWet,...) [87, 88] et dans certains mastics étanches utilisés en construction (appelés communément silicones) [89].

On le retrouve également en cosmétique dans de nombreux shampoings sous le nom de diméthicone car il permet de stabiliser les mélanges [90] et de rendre les cheveux brillants et facilement démêlables en formant une couche à leur surface [91].

C'est aussi l'un des principaux composants des implants médicaux souples [92], en particulier des implants mammaires [93].

Même si son usage commence à se raréfier, il est également utilisé dans l'industrie alimentaire où on le retrouve généralement sous l'appellation E900. Il ne présente pas de valeur nutritive mais *a priori* pas non plus de toxicité à l'ingestion à petite dose [94]. Il est employé là encore comme stabilisateur d'émulsion mais aussi comme conservateur (antioxydant) dans les huiles de friture [95], comme limiteur de mousse dans certains sodas ou pour éviter les projections d'huile chaude dans la restauration rapide [96]. Il est également utilisé pour donner un aspect brillant à certains produits [97].

FIGURE 2.2 – Panel de produit de consommation courante contenant potentiellement du PDMS

Utilisation du PDMS en microtechnologie

En dehors de ces usages, le PDMS est très largement utilisé en microfabrication où il est notamment apprécié pour son coût faible, son extrême souplesse, son hydrophobicité et sa transparence.

Il est compatible avec de nombreuses techniques de micro-usinage. Il peut être enduit en membrane de quelques micromètres à plusieurs centaines de micromètres d'épaisseur. Il peut également être moulé et mis en forme par lithographie douce [98]. Nous reviendrons sur sa mise en forme dans la partie 2.2.

Il est en particulier apprécié dans les applications de type micro-fluidique car il permet de réaliser simplement et à bas coût des micro canaux transparents [99, 100, 101]. Il peut être utilisé dans des dispositifs microfluidiques plus complexes tels que des microvannes [102] ou des micropompes [103, 104]. La figure 2.3 représente une micropompe dont le corps et les parties mobiles

sont composées de PDMS et qui est actionnée grâce à un aimant permanent placé en son centre.

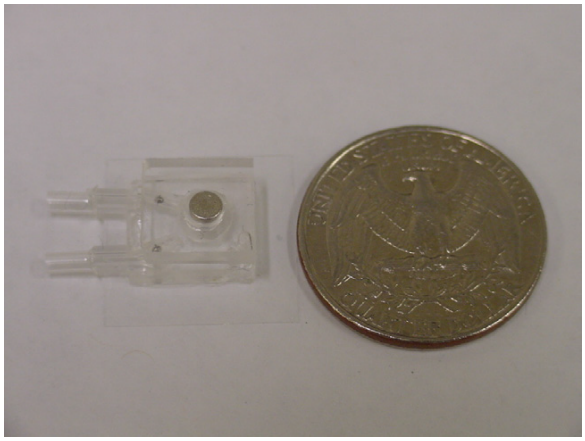


FIGURE 2.3 – Micropompe en PDMS actionné magnétiquement – Source Pan *et al.* [103]

Le PDMS est également utilisé pour encapsuler des circuits ou des composants. Sa souplesse et son élasticité permettent de protéger des composants souples sans limiter leur mobilité [105] [106].

Sa biocompatibilité et sa transparence en font également un matériau de choix pour les applications de type BioMEMS [107] [108]. La figure 2.4 représente une pile à bactérie en PDMS développée par Siu *et al.* [109]. Cette application montre comment le PDMS peut être utilisé en contact avec des organismes vivants.

En dehors de ces grands domaines d'application, on peut retrouver le PDMS dans divers microsystèmes où il permet d'apporter de la flexibilité :

- En optique il peut servir de support déformable pour des micro-miroirs ce qui permet de les orienter [110].
- Pour les capteurs et actionneurs tactiles, il permet de créer des matrices de capteurs ou d'actionneurs conformables [111, 112].
- Dans le domaine de la chimie, son inertie permet de l'utiliser dans la fabrication de capteurs chimiques [113]

Les propriétés et qualités du PDMS en font donc un matériau très utilisé à la fois dans l'industrie et dans la microtechnologie comme le montre la variété d'applications auxquelles il peut être intégré. L'étude des propriétés mécaniques et diélectriques de ce matériau sont présenté dans la suite.

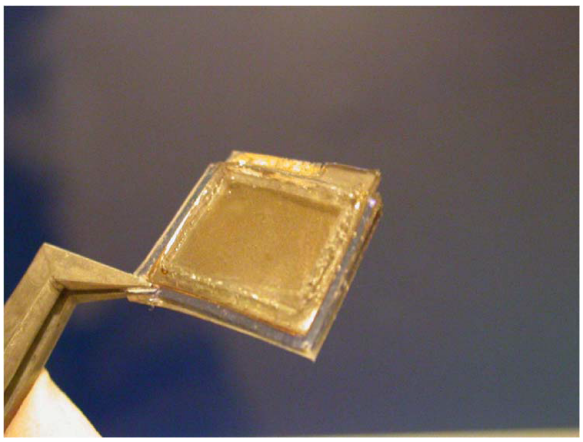


FIGURE 2.4 – Pile à bactérie – Source Siu *et al.* [109]

2.1.2 Propriétés mécaniques

Les applications présentées dans ce manuscrit tirent partie de la déformation d'échantillons fabriqués sur substrat PDMS. Il est donc important de comprendre comment se déforme ce substrat. Les propriétés mécaniques, en particulier le module d'Young (E), lié à la souplesse, mais également les grandeurs ayant trait à la résistance du matériaux, en particulier l'élongation à la rupture et la résistance au déchirement, sont étudiées.

Les propriétés mécaniques données par le fournisseur sont reprises dans le tableau 2.2.

TABLE 2.2 – Données fournisseur concernant le PDMS [86]

Limite élastique à la traction	7,1 MPa
Élongation à la rupture	140%
Résistance au déchirement	2,6 kN/m
Viscosité	5,2 Pa.s

Les caractéristiques d'un matériau peuvent changer selon que l'on utilise le matériau de façon massive ou en couche mince. Ici on va voir que l'on utilisera des membranes de PDMS d'épaisseur allant de quelques dizaines à quelques centaines de microns. Ce sont donc les propriétés du PDMS lorsqu'il est utilisé en couche mince qui vont nous intéresser.

Ces propriétés dépendent également fortement du degré de réticulation. C'est à dire de la longueur des chaines qui le composent. Ce degré de réticulation peut être contrôlé chimiquement grâce à l'ajout d'un agent de

réticulation qui entraine l'agglomération des monomères et la formation de chaînes mais également en pratiquant des recuits. Nous verrons plus en détail ces étapes de fabrication dans la section 2.2.

Plusieurs équipes ont réalisé des mesures des propriétés mécaniques du PDMS et pour les raisons citées plus haut obtiennent des résultats variables, Schneider *et al.* mesurent un module d'Young de 2,60 MPa [114]. Wu *et al.* mesurent 1,65 MPa [115]. Des mesures ont également été réalisées au sein de notre groupe (LEMAC/LICS, IEMN) sur des éprouvettes de traction de 2 mm d'épaisseur (voir figure : 2.5) [116].

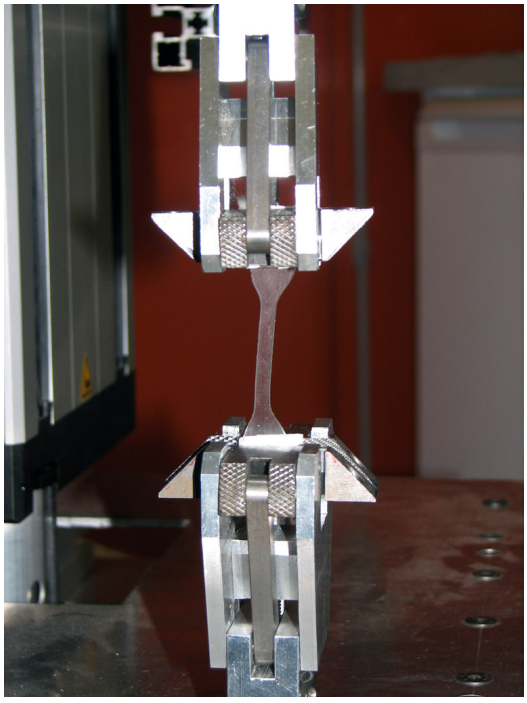


FIGURE 2.5 – Dispositif d'essai en traction sur éprouvettes en PDMS [116]

Les épaisseurs des éprouvettes utilisées, mais surtout la manière de préparer le PDMS (et donc sa réticulation) pour ces essais sont proches de celles employées pendant la thèse. Ce sont donc les valeurs de constantes mesurées lors de ces essais que l'on considèrera pour nos applications. Celles-ci sont résumées dans le tableau 2.3.

Le PDMS est un matériau viscoélastique. C'est à dire que soumis à une contrainte, il va se déformer élastiquement mais également avoir un comportement visqueux. Sa viscosité dépend aussi de son degré de réticulation.

Pour nos applications on cherchera à obtenir un comportement le plus élastique possible, (c'est à dire le moins visqueux) car on veut limiter les

TABLE 2.3 – Données issues de mesures en interne [116]

Module d'Young (E)	0,69 MPa
Coefficient de poisson (ν)	0,5
Élongation à la rupture	180%

déformations permanentes et les pertes énergétiques entraînées par ces déformations. On peut caractériser la viscoélasticité en procédant à des essais de traction cyclique. Ceci a également été réalisé dans l'équipe lors de la thèse de R. Viard [116].

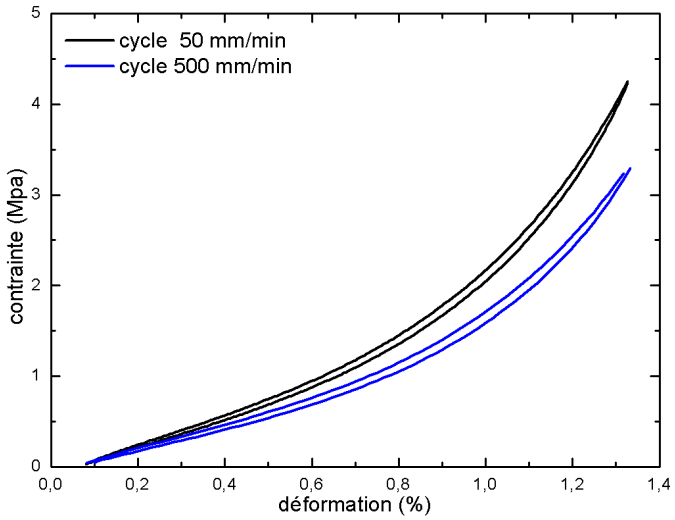


FIGURE 2.6 – Essais de traction cyclique dans le domaine élastique d'éprouvettes en PDMS [116]

Les courbes présentent une très faible hystérésis. On pourra donc se passer de considérer le comportement visqueux du PDMS et le considérer comme un matériau élastique.

On retiens de cette étude des propriétés mécaniques du PDMS plusieurs choses :

– Le PDMS est un matériau ultra-souple. Son module d'Young est environ 1000 fois moindre que celui d'autres matériaux souples utilisés dans

des applications comparables (BCB, Kapton, LCP,...). Par contre cette souplesse peut varier d'un échantillon à l'autre selon la préparation.
- Le PDMS est également un matériau très résistant à l'élongation et qui conserve un comportement élastique sur une grande plage.
- Par contre sa résistance au déchirement n'est pas extrêmement élevée. Il faudra en tenir compte en particulier lorsque de son utilisation sous forme de membranes.

Cette étude confirme complètement l'idée que le PDMS est un matériau de choix d'un point de vu mécanique pour nos applications. Il reste à vérifier si ses propriétés diélectriques en font un substrat utilisable en micro-ondes.

2.1.3 Propriétés diélectriques

Dow Corning donne des propriétées diélectriques pour le PDMS jusqu'à 100 kHz. Il annonce une permittivité relative $\epsilon_r = 2,7$ et une tangente de l'angle de perte $\tan\delta = 0,001$ [86].

Les caractéristiques diélectriques hyperfréquences du PDMS ont été mesurées pour la première fois entre 72 et 82 GHz dans l'équipe du professeur Quéffélec à l'Université de Bretagne Occidentale (UBO) par mesure quasi optique. Dans cette bande, les mesures fournissent $\epsilon_r = 2,68$ et $tan\delta = 0,04$ [117, 2].

Pour pouvoir réaliser des conceptions et des modélisations fiables de dispositifs sur PDMS autour de 60 GHz, il est nécessaire de connaitre précisément ses propriétés diélectriques à cette fréquence. Les procédés de fabrication et de caractérisation le permettant, cette étude a été menée sur une plage de fréquence beaucoup plus large.

Caractérisations hyperfréquences

Les propriétés diélectriques du PDMS ont été mesurées lors d'une collaboration avec le groupe MITEC (Microtechnology and Instrumentation for Thermal and Electromagnetic Characterization) de l'IEMN. Ces caractéristiques diélectriques ont été extraites entre 1 et 220 GHz. Pour cela, des lignes coplanaires (CPW) en or sur PDMS ont été dimensionnées et fabriquées selon la méthode décrite plus loin (voir section 2.2). Pour obtenir des résultats réalistes et les plus précis possible sur une plage de fréquence aussi large, un soin particulier a dû être apporté au dimensionnement des lignes. De ce fait, plusieurs contraintes doivent être prises en compte (voir figure 2.7) :

Des contraintes liées aux appareils de mesure : La distance S entre le conducteur central et les plans de masse latéraux doit être compatible avec l'écartement des pointes de mesure utilisées pour la carac-

térisation. Dans notre cas l'écartement est de 110 µm. La largeur des conducteurs W et W_g doit être suffisante pour que l'apex (extrémité) des pointes puisse y être posé complètement.

Des contraintes liées à la transmission du signal : Pour garantir une transmission mono-mode, un compromis doit être respecté entre l'épaisseur du substrat h, la distance inter plan de masse $W+2S$ et la largeur totale $W+2S+2W_g$. [118]. Pour des raisons d'adaptation d'impédance, on cherche également à ce que l'impédance des lignes soit le plus proche possible de 50 Ω. cette impédance est fonction du rapport $\frac{W}{S}$.

Des contraintes liées à la fabrication : Le procédé de fabrication nous permet de créer des fentes de largeur minimale 10 µm. La hauteur H du diélectrique doit être comprise entre 100 et 200 µm.

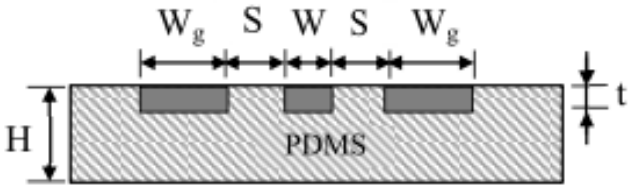


FIGURE 2.7 – Vue schématique en coupe des lignes CPW

Deux jeux de lignes (type A et type B) respectant les contraintes citées précédemment ont été élaborées, leurs dimensions sont résumées dans le tableau 2.4.

TABLE 2.4 – Dimensions des lignes élaborées pour cette étude.

	W_g (µm)	S (µm)	W (µm)	Z_0 (µm)
Type A	150	15	45	76
Type B	200	10	70	66

Chaque jeu de ligne a été fabriqué en une dizaine d'exemplaires de longueur 3, 5 et 10 mm pour vérifier la répétabilité des mesures. Une attention particulière a également été apportée au substrat et à la métallisation. On s'est attaché à obtenir des épaisseurs constantes et à mesurer précisément ces épaisseurs. Le procédé de fabrication est présenté au chapitre III.

Une photographie de lignes fabriquées pour cette étude est représentée figure 2.8.

Les paramètres S de ces lignes ont ensuite été mesurés entre 45 MHz et 110 GHz avec un analyseur de réseau HP 8510c ainsi qu'entre 140 et 220 GHz

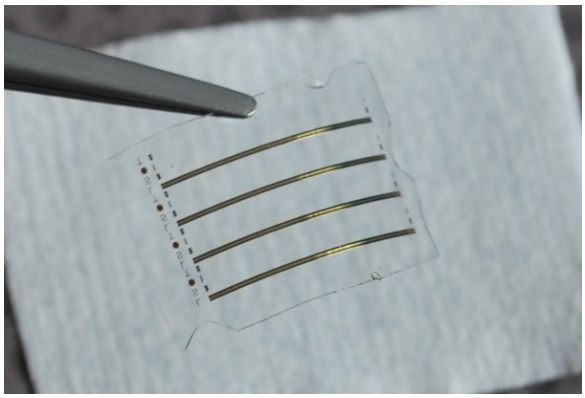


FIGURE 2.8 – Photographie de lignes CPW en or sur PDMS

au moyen d'un autre analyseur de réseau de Rhode & Schwarz ZVA24 associé à un module d'extension V05 VNA-T/R/X2 dévelopé par OML.

Les stations sous pointe utilisées pour ces mesures sont de type Cascade 11K et Suss & Microtech PM8 respectivement pour les deux gammes de fréquence.

Cette mesure est délicate à réaliser car les pointes doivent être posées sur le polymère qui n'est pas rigide et dans lequel elle peuvent s'enfoncer. Il convient de les poser délicatement pour ne pas abîmer la structure tout en assurant un contact électrique. La figure 2.9 a été obtenue par microscope à balayage électronique sur les lignes après mesure. On voit les traces laissées par les pointes et on peut vérifier que celles-ci n'ont absolument pas endommagée la métallisation.

Les valeurs des paramètres S mesurées durant cette étude sont représentées en fonction de la fréquence sur la figure 2.10.

Deux méthodes numériques ont ensuite été employées pour déterminer la constante diélectrique du PDMS :

– La première consiste à calculer la constante de propagation complexe γ_M à partir des paramètres S mesurés. Parallèlement, on simule le système à l'aide du logiciel COMSOL puis par l'intermédiaire d'un interfaçage avec Matlab, on ajuste les valeurs de ϵ_r et $\tan\delta$ de la simulation jusqu'à obtenir une valeur de γ simulée qui soit aussi proche qu'on le souhaite de la valeur γ_M mesurée. Cette méthode permet d'obtenir des valeurs de ϵ_r et $\tan\delta$ dans tous les cas mais elle est lente car l'itération doit être faite pour tous les points de fréquence. Pour séparer les pertes diélectriques des pertes métalliques, il est nécessaire de mailler le système y compris dans l'épaisseur du conducteur ce qui multiplie le

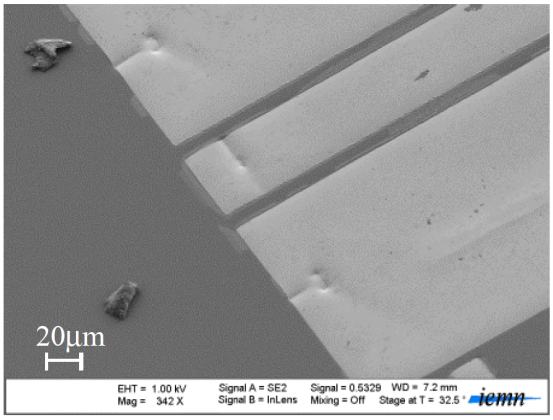


FIGURE 2.9 – Image obtenue par microscope électronique à balayage des lignes coplanaires après mesures. On distingue l'endroit où les pointes ont été posées.

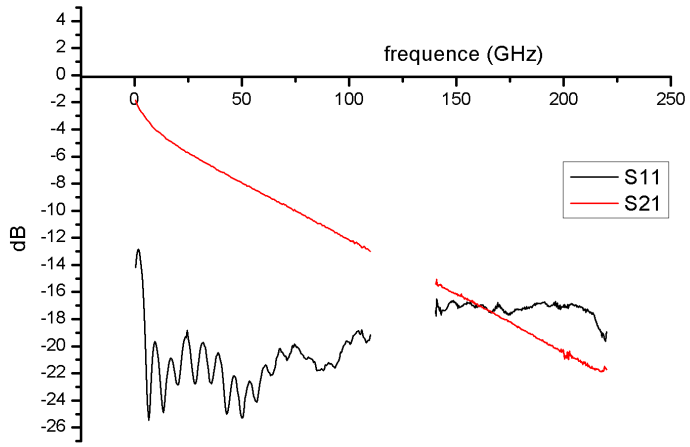


FIGURE 2.10 – Évolution fréquentielle des modules en dB de S_{21} et S_{11} mesurées durant cette étude.

nombre de mailles et donc également la mémoire occupée par le modèle lors du calcul.

– Pour limiter le temps et les ressources machine utilisées, une seconde

méthode a été employée. Elle est basée également sur une modélisation dans le domaine fréquentiel. À la place d'approximer les valeurs d' ϵ_r et $\tan\delta$ de proche en proche comme précédemment, on se ramène à un problème matriciel linéaire avec conditions aux limites fixées. On peut trouver des solutions à ce problème dans le plan complexe par la méthode des moments. On peut trouver une description complète de la méthode utilisée dans [119]. Cette approche permet d'obtenir la constante diélectrique ainsi que le coefficient de pertes des lignes par calcul direct (sans itération).

Les courbes des valeurs obtenues par modélisation par éléments finis ainsi que par analyse fréquentielle sont représentées respectivement figure 2.11 et 2.12.

Les résultats obtenus par ces deux méthodes ont été comparés. Ces deux méthodes donnent dans notre cas des résultats similaires et en accord avec les données extraites de la littérature aux fréquences où elles avaient été mesurées précédemment. La figure 2.13 permet de comparer les valeurs des grandeurs mesurées obtenues avec les différentes méthodes utilisées. Le tableau 2.5 permet de comparer les données obtenues lors de notre étude aux données retrouvées dans la littérature. Nos résultats ne diffèrent pas plus de 7% des résultats de la littérature. Si on exclut les basses fréquences (<5 GHz), nos résultats ne s'écartent pas de plus de 3% par rapport aux travaux précédents.

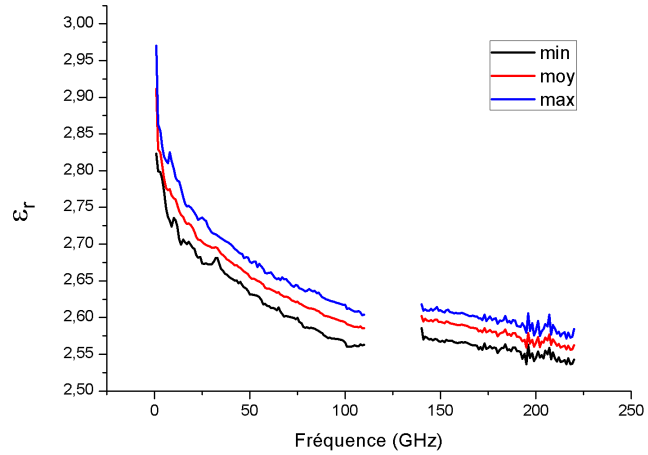
TABLE 2.5 – Comparatif des caractéristiques diélectriques du PDMS issues de la littératures avec celles obtenues dans cette étude.

		Cette étude	**Farcich *et al.* [120]**	**Tiercelin *et al.* [2]**
5 GHz	ϵ_r	2,77	2,8	–
	$\tan\delta$	0,054	0,016	–
40 GHz	ϵ_r	2,68	2,75	–
	$\tan\delta$	0,044	0,045	–
77 GHz	ϵ_r	2,62	–	2,67
	$\tan\delta$	0,044	–	0,04

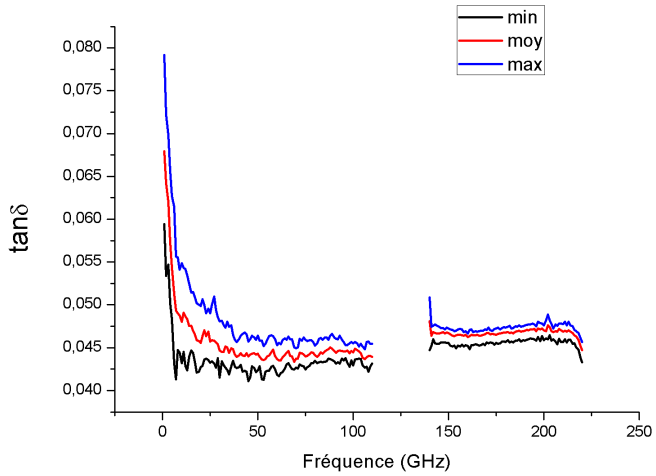
C'est la première fois que le PDMS est caractérisé diélectriquement sur une aussi large bande et à des fréquences aussi élevées. Ces travaux sont détaillés dans un article qui a été accepté pour publication [121].

Cette étude nous permet d'obtenir des valeurs suffisamment précises de constante diélectrique et de coefficient de perte permettant de réaliser des conceptions et des modélisations fiables. Dans la bande qui nous intéresse (autour de 60 GHz) on utilisera les valeurs suivantes : $\epsilon_r = 2,68$ et $tan\delta = 0,04$.

Ces valeurs, en particulier le coefficient de perte élevé, impliquent que nous pouvons nous attendre à des pertes importantes pour des dispositifs sur



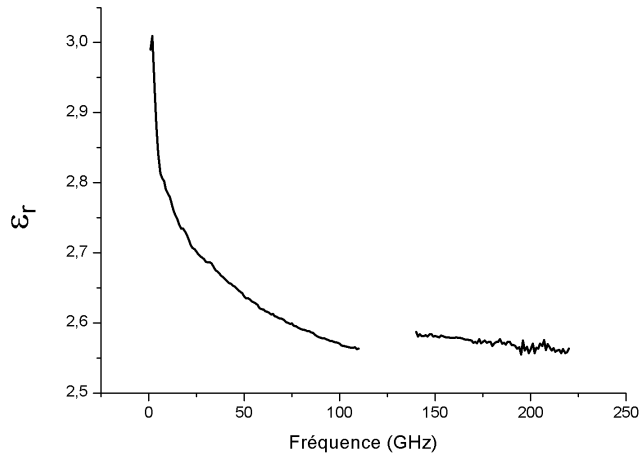
(a)



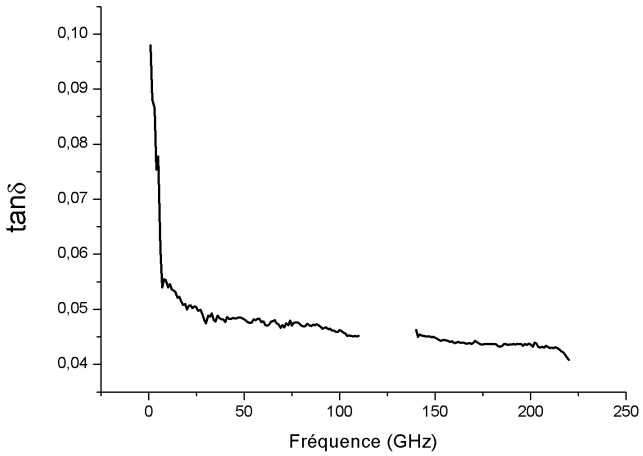
(b)

FIGURE 2.11 – Courbes des caractéristiques diélectriques du PDMS extraites des mesures obtenues par la méthode des éléments finis (a) ϵ_r (b) $\tan\delta$

PDMS massif.



(a)

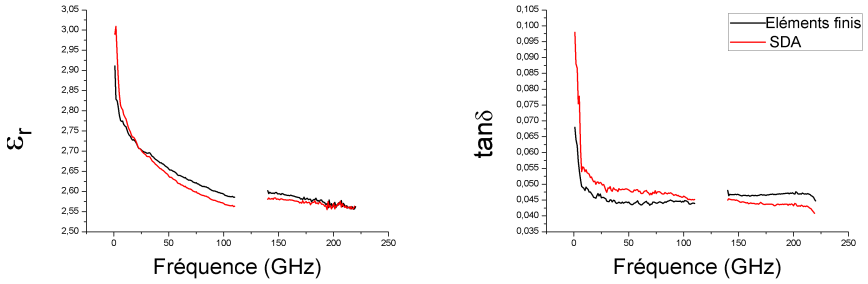


(b)

FIGURE 2.12 – Évolution fréquentielle des caractéristiques diélectriques moyennes du PDMS extraites des mesures obtenues par analyse fréquentielle (a) ϵ_r (b) $\tan\delta$

Stratégies de limitation des pertes en hyperfréquences

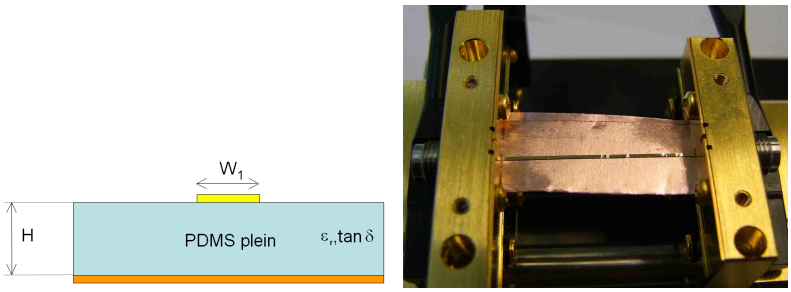
Ces pertes ont été étudiées par S. Hage-Ali lors de sa thèse [3]. Pour cela des lignes microrubans en or d'impédance 50 Ω de différentes longueurs ont



(a) (b)

FIGURE 2.13 – Comparaison des résultats obtenus par la méthode des éléments finis (moyenne) et par modélisation dans le domaine fréquentiel (SDA) (a) ϵ_r (b) $\tan\delta$

été réalisées. Les pertes d'insertion de ces lignes ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E8361A et d'une cellule Anristu 3680V (voir figure 2.14).



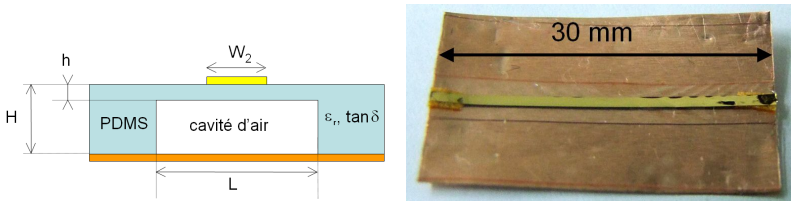
(a) (b)

FIGURE 2.14 – (a) Schéma des lignes microruban étudiées $W_1 = 540\ \mu m$, $H = 200\ \mu m$ (b) Ligne microruban en cours de caractérisation

Dans la bande 50 - 60 GHz les pertes d'insertion mesurées sont d'environ 3 dB/cm pour une ligne en or sur 200 µm de PDMS. Ces pertes sont trop importantes pour pouvoir espérer réaliser des dispositifs ayant des performances intéressantes.

Il existe néanmoins des solutions qui peuvent être employées pour réduire les pertes liées à un diélectrique. Ces solutions consistent en général à limiter le volume du diélectrique dans lequel les champs se propagent et à le remplacer par de l'air. Pour cela on peut réaliser des micro-perçages [122] ou alors des micro-usinages pour obtenir des dispositifs sur membrane [123, 124].

Lors de leurs travaux sur le PDMS, Tiercelin, Coquet *et al.* puis Hage-Ali *et al.* ont ainsi fabriqué des dispositifs sur membrane. Les pertes de lignes 50 Ω sur membrane ont également été mesurées (voir figure 2.15). Entre 50 et 60 GHz, les pertes de ces lignes sur une membrane de PDMS de 20 µm surmontant une cavité d'air sont de 0,55 dB/cm. Ce niveau de pertes est du même ordre de grandeur que ce que l'on retrouve pour d'autres matériaux utilisés à ces fréquences. Par exemple le Duroïd présente des pertes de 0,45 dB/cm autour de 60 GHz. La fabrication sur membrane permet de rendre le PDMS intéressant d'un point de vue diélectrique.



(a) (b)

FIGURE 2.15 – (a) Schéma des lignes microruban sur membrane H = 200 µm, h = 20 µm (b) Ligne microruban sur membrane

Cette étude des propriétés mécanique et diélectrique du PDMS montre que ce polymère possède un comportement mécanique remarquable, notamment une extrême souplesse. D'un point de vue diélectrique ce substrat génère des pertes importantes, qu'il est toutefois possible de limiter en réalisant des dispositifs sur membrane.

2.2 Procédés de fabrication

Le PDMS est donc un matériau potentiellement intéressant pour créer des dispositifs reconfigurables mécaniquement en bande millimétrique.

Dans cette section, sont détaillées les méthodes permettant de mettre en forme le PDMS lui même. Ces méthodes peuvent être associées à des procédés de métallisation pour nous permettre de fabriquer des dispositifs utilisables en bande millimétrique. Quelques exemples de dispositifs fabriqués pendant la thèse sont présentés en fin de chapitre.

2.2.1 Utilisation et mise en forme du PDMS

L'utilisation du PDMS en microfabrication nécessite de passer par plusieurs étapes qui permettent en partant du monomère base d'arriver à un objet fini qui peut être relativement complexe. Ces étapes sont décrites ci-dessous.

Préparation et mise en forme du PDMS

Le PDMS est commercialisé sous la forme d'un monomère associé à un agent de réticulation. Le monomère est un liquide transparent visqueux et l'agent de réticulation est une solution également transparente.

Une fois mélangés le monomère et l'agent réticulant, la polymérisation s'initie. Le mélange, au départ visqueux se stabilise en vitrifiant en 48h environ à température ambiante. La polymérisation peut être accélérée en pratiquant des recuits, mais il faut noter que le PDMS possède un fort coefficient de dilatation thermique ($\beta = 9,45.10^{-4}$ [125]) et que ces recuits peuvent être la source de contraintes internes ou en surface (nous y reviendrons dans la partie 2.2.2).

On peut diminuer la viscosité du mélange avant polymérisation en y ajoutant un diluant (souvent de l'alcool, mais aussi de l'hexane ou du chlorophorme). Diminuer la viscosité peut faciliter la mise en forme pour obtenir des couches moins épaisses ou des moulages ayant une meilleure résolution.

Le mélange entre le monomère base et l'agent de réticulation introduit généralement des bulles d'air dans la solution et il convient de les éliminer. Pour cela on réalise un dégazage en plaçant le mélange sous vide pendant une dizaine de minutes. Si un diluant volatile a été incorporé, on peut réaliser ce dégazage par ultrasons pour éviter de l'évaporer.

Avant la vitrification complète, il faut mettre en forme le polymère. Ceci se fait soit par moulage, soit par enduction à la tournette (spin coating). Dans le cadre de nos travaux nous avons essentiellement utilisé du spin coating. Celui-ci permet d'obtenir des membranes dont l'épaisseur varie de quelques dizaines à quelques centaines de microns. En utilisant une dilution on peut obtenir des membranes de quelques micromètres.

Dans nos applications, l'épaisseur des membranes est limitée par deux facteurs. La limite basse est imposée par la tenue mécanique de la membrane. Une membrane de taille inférieure à 20 µm sur une surface d'environ 1 cm^2 est trop fragile. L'épaisseur maximale est limitée par l'homogénéité de l'épaisseur que l'on veut obtenir. Lors du spin coating, des sur-épaisseurs se forment au centre et à la périphérie du wafer. On arrive à obtenir une homogénéité d'épaisseur jusqu'à environ 200 µm.

Une méthode de spin coating multi-couche a été développée durant la thèse permettant d'obtenir des épaisseurs plus importantes en gardant une bonne homogénéité. Cette méthode est décrite en détail dans la partie 2.2.3.

Microusinage du PDMS

Une fois cette première étape de préparation et de mise en forme, le PDMS peut être micro-usiné. Il peut être gravé en voie sèche par gravure ionique réactive (RIE) par des gaz fluorés [126], en voie humide [127] ou par combinaison de gravure sèche et humide [128]. Ces méthodes de gravure sont relativement lentes, moins d'un micromètre par minute pour la gravure sèche [126, 129] et 10 µm en 30 minutes pour la gravure mixte sèche-humide. De plus ce type de gravure nécessite le dépôt d'un masque métallique (en général de l'aluminium).

On peut également réaliser des micro-usinages au laser [130]. Cette méthode permet d'obtenir une résolution de 500 nm mais nécessite du matériel onéreux.

Ces différentes méthodes sont comparées par Schuettler *et al.* [129]. Pour leur application, ils ont cherché à graver complètement une couche de quelques dizaines de micromètres d'épaisseur de PDMS placée sur une couche de platine. Les images réalisées par microscopie à balayage de leurs essais sont représentées figure 2.16.

Les conclusions que l'on peut tirer de leur étude sont les suivantes :

- Après gravure sèche, des résidus de PDMS mais aussi des gaz utilisés ainsi que du masque en aluminium se retrouvent à l'endroit où la gravure a eu lieu. De plus la gravure doit se faire à des puissances élevées ce qui provoque un échauffement et une dégradation du matériau.
- La gravure humide se révèle être de plus en plus lente au fur et à mesure que le procédé se déroule et des résidus de PDMS situés au fond du cratère gravé sont difficiles à enlever. La gravure a lieu plus rapidement dans la direction latérale que dans la direction verticale.
- L'ablation laser permet d'obtenir de bons résultats. Seul inconvénient : c'est une méthode locale, limitée à la taille du faisceau laser et qui doit être réalisée en plusieurs passes pour obtenir le résultat attendu. C'est donc une technique qui donne de bons résultats mais reste relativement compliquée à mettre en œuvre et qui nécessite du matériel particulier et coûteux. Ce type de matériel sera acquis prochainement par l'IEMN dans le cadre de l'équipex LEAF.

Au cours de la thèse nous avons réalisé quelques étapes manuellement à l'aide d'une lame de cutter. Cette méthode à l'avantage d'être très rapide, très peu couteuse et très versatile tout en permettant une précision suffisante

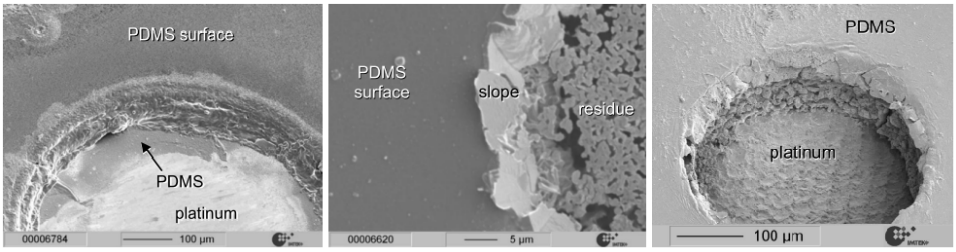


FIGURE 2.16 – Images obtenues au microscope électronique à balayage réalisées après les différents essais de gravure. De gauche à droite : gravure sèche, gravure humide et ablation laser [129]

compte tenu de nos applications.

Un autre intérêt du PDMS est qu'il est possible de le faire adhérer de manière très durable sur de nombreux matériaux, y compris sur lui-même pour former des structures 3D.

Collage du PDMS

Le PDMS est naturellement hydrophobe mais un traitement par plasma O_2 ou par UV Ozone provoque l'oxydation des groupes méthyle (-CH_3) en surface. Ces groupes sont remplacés par des groupe hydroxyle (-OH) puis des groupes silanol (-SiOH). Contrairement aux groupes méthyles, les groupes silanols sont fortement polaires. Ceci à pour effet de rendre hydrophile la surface traitée. Quelques dizaines de minutes après le traitement (voir quelques heures selon l'intensité du traitement) la réaction s'inverse et le PDMS retrouve son état initial [131, 132, 133, 134].

Un autre effet de ce traitement est qu'il permet de réaliser le collage de PDMS, soit sur lui-même soit sur de l'oxyde de silicium (SiO_2). En effet, les groupes silanol vont avoir tendance à former des liaisons covalentes Si-Si avec d'autres groupes Silanols (collage PDMS/PDMS) ou avec des groupes SiO_2 (collage PDMS/oxyde de silicium).

Ces collages ont été étudiés en détail par Bhattacharya *et al.* en 2005 [135]. Leur étude montre que les meilleurs résultats pour du collage PDMS/PDMS en terme de force d'adhésion sont obtenus après activation par plasma O_2 à des pressions élevées (700 mT) et à des puissances faibles (20 W) pendant 30 secondes. Ces résultats diffèrent évidemment selon les bâtis mais durant la thèse des paramètres proches ont été utilisés avec des résultats satisfaisants.

Le collage du PDMS est donc relativement aisé. Cela permet de réaliser facilement des structures homogènes ou hétérogènes en 3D. Dans nos travaux,

cette possibilité à été largement exploitée. Il nous a souvent été également nécessaire de réaliser des alignements lors de ces collages. Pour cela il existe une technique qui consiste à lubrifier les deux surfaces à coller à l'aide de quelques gouttes de méthanol [99]. Ceci permet de retarder le collage complet le temps que le méthanol s'évapore (environ 1 minute) et laisse le temps pour aligner les éléments. Cette étape est délicate car le méthanol doit être finement dosé : si il y en a trop peu le collage a lieu sans que l'on puisse réaliser l'alignement, si il y en a trop, des bulles d'air se forment lors de l'évaporation.

L'étape de collage est donc délicate, mais c'est une étape clef qui nous sera nécessaire dans pratiquement toutes nos structures.

L'enchaînement des étapes décrites ci-dessus est représenté figure 2.17. Comme on peut le voir sur la figure, l'étape de mise en forme est exclusive alors que les étapes de micro-usinage et de collage peuvent être enchainées dans n'importe quel ordre. Le chemin tracé en rouge est celui utilisé lors de la thèse. Les enductions sont privilégiées aux moulages (permettant moins de précision) et la mise en forme par découpe est en général réalisée avant l'assemblage des structures par collage.

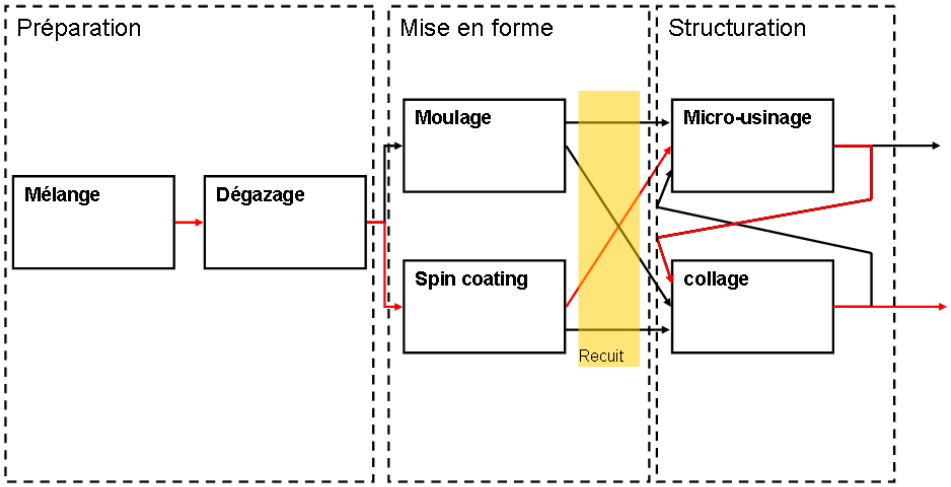


FIGURE 2.17 – Procédé de fabrication d'élément fonctionnels en PDMS

La mise en forme du PDMS est donc facilitée par un panel important de

méthodes, largement étudiées dans la littérature, qui permettent de réaliser des structures complexes avec une grande liberté. L'originalité du travail présenté ici est d'associer ces méthodes de mise en forme à des métallisations reportées sur les structures en PDMS afin de créer des dispositif hyperfréquences souples.

2.2.2 Métallisation épaisse sur PDMS

La métallisation du PDMS est loin d'être un problème trivial, ceci pour plusieurs raisons. La première est que le PDMS adhère très faiblement au métal. Autre facteur à prendre en compte, l'importance de la dilatation thermique de ce polymère ($\alpha = 3,12 \times 10^{-4}$) qui rend sa métallisation directe par des méthodes classiques (pulvérisation, évaporation) compliquée compte tenu de la chaleur que ces méthodes génèrent. Enfin troisième difficulté, la souplesse du matériau qui impose l'utilisation d'un support rigide pour la plupart des étapes de fabrication.

Il faut aussi tenir compte des contraintes liées aux applications que nous visons. Réaliser des dispositifs souples performants en bande millimétrique impose plusieurs contraintes quant à la métallisation.

D'un point de vue dimensionnel :

Épaisseur : La transmission d'une onde millimétrique nécessite des épaisseurs de métallisation suffisantes pour limiter les pertes liées à l'effet de peau [136]. À 60 GHz, l'épaisseur de peau est de 300 nm. On cherchera à obtenir des épaisseurs d'au moins 1 µm (plus de trois fois l'épaisseur de peau).

Résolution spatiale : On aura pour objectif une résolution spatiale d'une dizaine de micromètres, typiquement sur une ligne microruban sur membrane PDMS d'impédance 50 Ω. Faire varier la largeur de ligne de 10 µm entraine une variation d'impédance de 0,4 Ω. Sur une antenne patch rectangulaire résonant à 60 GHz, faire varier la longueur de 10 µm entraine une variation de 0,3 GHz de la fréquence de résonance. Ces variations ont été jugées acceptables.

D'un point de vue électrique :

Conductivité : Pour éviter d'ajouter plus de pertes, nous chercherons à maximiser la conductivité. Concrètement on utilisera des métaux ayant une conductivité supérieure à $10^7\ S.m^{-1}$.

Nous allons passer en revue les différentes méthodes permettant de réaliser des métallisations sur PDMS afin de déterminer lesquelles nous permettent de répondre à ces critères.

Méthodes de métallisation du PDMS

Il existe trois grandes familles de méthodes permettant de réaliser des motifs métalliques sur PDMS : l'**encapsulation de conducteurs**, le **report de métallisation** et la **métallisation directe**. Les avantages et inconvénients de ces trois approches sont décrits ci-dessous et illustrés par des exemples issus de la littérature. Le tableau 2.6 résume les points clefs de ces méthodes en particulier vis-à-vis du respect des contraintes liées à nos applications exposées ci-dessus.

L'encapsulation de conducteurs consiste à rendre conducteur le PDMS par l'intégration de matériaux à l'intérieur de celui-ci. Cela peut être fait en mélangeant des particules conductrices avant polymérisation, on réalise dans ce cas des microcomposite. Les matériaux utilisés sont le plus souvent des nanotubes de carbone (voir figure 2.18) [137] ou des nanoparticules conductrices [138]. L'inconvénient de cette méthode est la faible conductivité des composites réalisés (moins de $10.10^5 S.m^{-1}$).

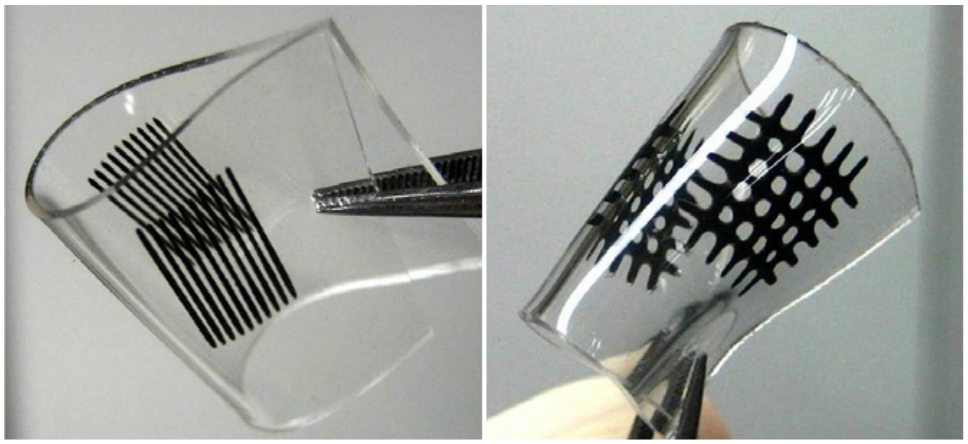


FIGURE 2.18 – Circuit réalisé en composite de nanotubes de carbones et PDMS [137]

Une autre possibilité réside dans l'utilisation de métaux liquides à température ambiante qu'on vient injecter dans des micro canaux en PDMS [79, 80, 139, 140, 141, 142, 112]. On utilise souvent des alliages eutectique de gallium et d'indium ou bien du Galistan (InGaSn) voir même du mercure. L'avantage de cette approche est que la structure reste complètement étirable et déformable. Mais son inconvénient principal, pour nous, est la faible conductivité des métaux utilisés (environs 50 fois moindre que celle du cuivre). De plus ces métaux sont de plus en plus chers (In, Ga) et parfois toxiques (mercure). Un example d'une

antenne réalisée grâce à cette méthode par Cheng *et al.* est représenté figure 2.19.

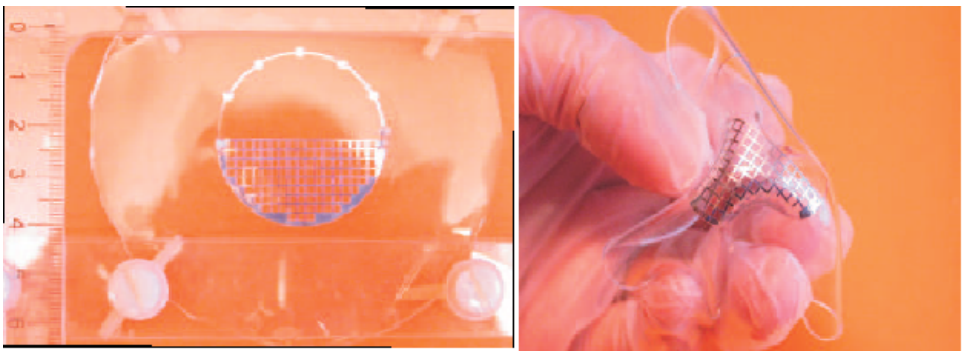


FIGURE 2.19 – Antenne étirable composée de métal liquide encapsulé dans du PDMS [80]

La métallisation directe repose sur l'utilisation des méthodes de métallisation classiques telles que l'évaporation ou la pulvérisation directement sur du PDMS. Comme on l'a vu plus haut, le fort coefficient de dilatation thermique et la faible affinité du PDMS avec les métaux limite l'efficacité de ces méthodes. Lors d'un dépôt métallique, le PDMS va se dilater puis se recontracter en refroidissant. Ce phénomène va avoir tendance à former des rides voir des craquelures sur la surface métallisée comme on peut le voir sur la figure 2.20.

FIGURE 2.20 – Essais de métallisation directe par pulvérisation cathodique RF d'aluminium sur du PDMS

L'apparition de telles rides a néanmoins pu être mise à profit par des

équipes qui ont utilisé ce type de métallisation pour créer des interconnexions ou des plans métallisés étirables [143, 144, 145, 146, 147, 148]. Dans toutes ces applications l'épaisseur de métal est faible : moins de 150 nm. Des épaisseurs plus importantes introduisent des microfissures [149]. Pour épaissir les métallisations, il est possible de réaliser une étape d'électrolyse supplémentaire [150, 73] mais il est compliqué de garantir le respect des dimensions latérales des métallisations sans réaliser de moule avant l'électrolyse.

Tiercelin *et al.* ont réalisé une métallisation de cuivre directement sur PDMS avec une épaisseur de $1,3\ \mu m$ (voir figure 2.21) [1, 2]. La méthode utilisé consiste à intercaler une couche de perfluoropolymère (CYTOP) entre le PDMS et le métal, puis à réaliser des évaporations successives de cuivre entrecoupées d'étapes de refroidissement. Les motifs sont définis par shadow masking à travers un masque en silicium. Cette méthode répond à nos besoins mais reste lente (environs 4h) et coûteuse.

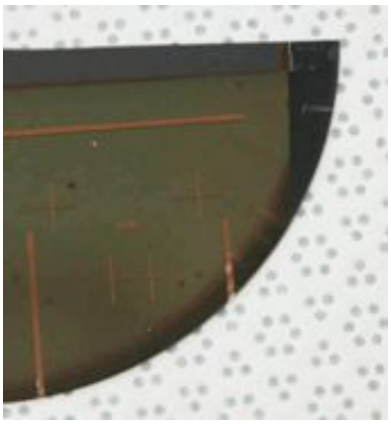


FIGURE 2.21 – Métallisation directe de cuivre en plusieurs passes sur du PDMS

Le report de métallisation consiste à transférer sur du PDMS un motif métallique fabriqué séparément sur un autre support. En général le support est un wafer en silicium surmonté d'une couche dite sacrificielle qui sera gravée lors du report. L'intérêt de ce procédé est qu'il permet d'utiliser toutes les techniques de fabrication usuelles et autorise une grande liberté dans les matériaux, la géométrie et l'épaisseur des motifs à reporter. Une difficulté supplémentaire apparaît néanmoins avec la phase de report de ces motifs, qui doivent être surmontés d'une couche spécifique afin d'assurer l'adhésion au PDMS.

De nombreux exemples de ce type de reports existent dans la littérature [151, 152, 153, 154, 2, 155, 63, 3, 65, 156, 157]. Tous devraient à priori permettre de répondre à notre cahier des charges mais peuvent présenter des désavantages. Ceux-ci peuvent être de plusieurs nature : utilisation de produits pouvant endommager les matériaux ou dangereux pour le manipulateur [151, 152], nécessité de manipulations compliquées présentant un risque pour les structures [28], risque de décollement [154]...
En 2006, Tiercelin, Coquet *et al.* proposent une technologie d'antennes sur membrane [2]. Pour réaliser celles-ci, ils développent un procédé consistant à mettre en motif par shadow masking une couche de cuivre évaporée sur une couche sacrificielle d'aluminium. L'aluminium peut être sous gravé par hydroxyde de tétraméthylammoniun (TMAH) et la couche de cuivre reportée sur PDMS grâce à un bicouche d'accroche Cr/SiO_2. Un prototype d'antenne fabriqué est représenté figure 2.22.

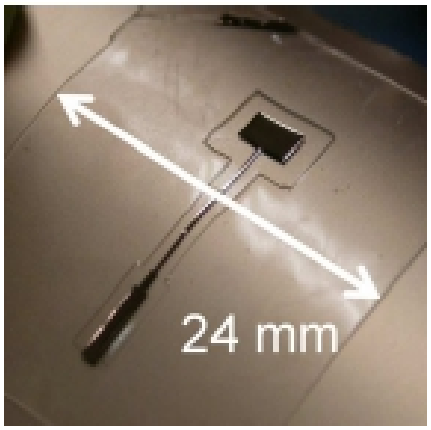


FIGURE 2.22 – Antenne en cuivre reportée sur membrane PDMS [2]

Leurs travaux sont poursuivis à partir de 2007 dans le cadre de la thèse de Sami Hage-Ali [3] et le procédé amélioré. Le cuivre très contraint et fragile est remplacé par de l'or électrolysé. La couche sacrificielle est réalisée en molybdène qui se grave à l'eau oxygénée (moins toxique que le TMAH) et le chrome de la couche d'accroche est remplacé par du titane qui adhère à l'or. Ce procédé à l'avantage, en plus de répondre à tous nos besoins exprimés, d'être peu couteux et peu toxique. Ce procédé a été utilisé et optimisé durant la présente thèse.

TABLE 2.6 – Méthodes de métallisation du PDMS

	Source	Dispositif	Remarque	Respect du cahier des charges		
				Épaisseur	Précision	Conductivité
Conducteurs encapsulés	Liu *et al.* [137]	Motifs réalisés en nanocomposite nanotubes de carbone dans une matrice PDMS		X	ok	X
	Niu *et al.* [138]	Microcomposite composé de particules d'argent et de carbone dans une matrice PDMS		X	ok	X
	Cheng *et al.* [79] [80]	Antenne InGa étirable		ok	ok	X
	Dickey *et al.* [139, 140]	Circuits de micro canaux	Comparaison InGa et Hg	ok	ok	X
	So *et al.* [141]	Antenne accordable à 2 GHz		ok	ok	X
	Rashed *et al.* [142]	Antenne accordable à 3 GHz	Étude de la tension de l'écoulement de l'InGa grâce à une caméra ultra rapide	ok	ok	X
	Hu *et al.* [112]	Capteur de pression type "peau artificielle"	utilisation de Galistan	ok	ok	X
Métallisation directe	Bowden *et al.* [143]	Étude des motifs formés après évaporation de métal sur du PDMS		X	NA	ok
	Maghribi *et al.* [144]	Réseau de micro électrodes étirables pour implant rétinien		X	ok	ok
	Lacour *et al.* [145, 146, 147]	Interconnexions étirables		X	ok	ok
	Miller *et al.* [148]	Interconnexions étirables	Dépôt par autocatalyse	X	ok	ok
	Böker *et al.* [150]	Réseau de micro électrodes étirable	Dépôt par évaporation suivi d'une électrolyse	ok	X	ok
	Volakis *et al.* [73]	Démonstration de la technique de dépôt dans le but de réaliser des composants RF	Dépôt par évaporation suivi d'une électrolyse	ok	X	ok
	Rogers *et al.* [156]	Divers dispositifs sur substrats souples	Repport par transfert	ok	ok	ok
	Tiercelin *et al.* [1, 2]	Antenne planaire en bande millimétrique sur substrat souple	Évaporations suivi de phases de relaxations, procédé long	ok	ok	ok

	Source	Dispositif	Remarque	Respect du cahier des charges		
				Épaisseur	Précision	Conductivité
Report de métallisation	Gray *et al.* [151]	Interconnexions étirables en or	Utilisation de toluène (provoque le gonflement du PDMS	ok	ok	ok
	Lim *et al.* [152]	Méthode pour transférer des motifs d'or sur PDMS	Gravure à l'acide fluorhydrique	ok	ok	ok
	Lee *et al.* [153]	Structures "lab on chip"	Transfert manuel des structures	ok	ok	ok
	Brosteaux *et al.* [154]	Interconnexions en or noyées dans le PDMS	Pas de couche d'accroche entre le PDMS et le métal	ok	ok	ok
	Tiercelin *et al.* [2]	Antenne planaire ultra flexible en cuivre		ok	ok	ok
	Hage-Ali *et al.* [155, 63, 3, 65]	Systèmes millimétriques sur substrats ultra-souples		ok	ok	ok

Procédé de métallisation inversée sur couche sacrificielle

Plusieurs procédés de fabrication ont été utilisés durant la thèse. Ils sont tous dérivés du procédé générique représenté figure 2.23.

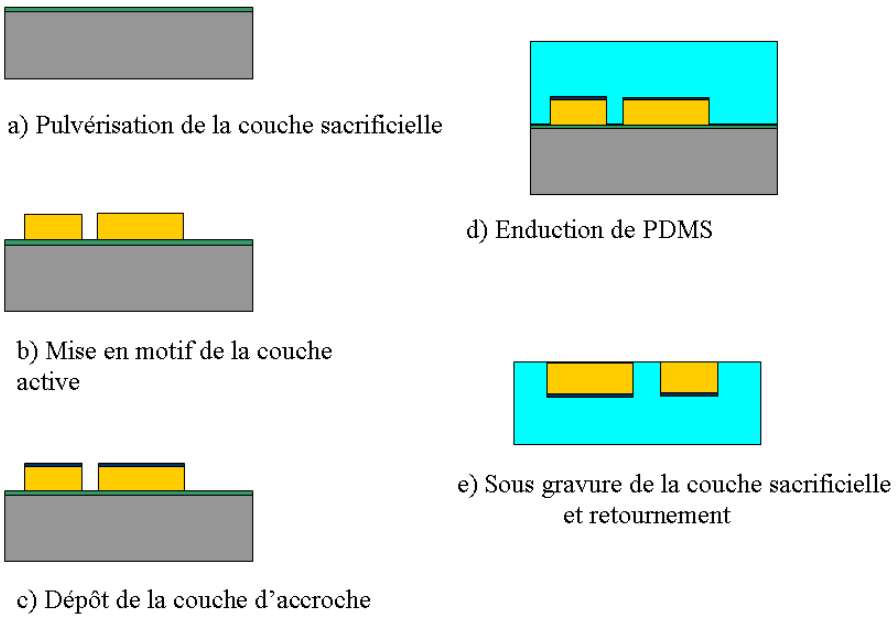


FIGURE 2.23 – Représentation schématique du process utilisé durant la thèse

Celui-ci se déroule de la manière suivante :

a) Une couche sacrificielle est déposée sur un wafer en silicium classique.
b) Les motifs sont réalisés avec un matériau conducteur.
c) Une couche d'accroche est déposée sur ces motifs.
d) Une membrane de PDMS est enduite à la tournette.
e) La couche sacrificielle est sous-gravée et la structure libérée.

L'intérêt de ce procédé est qu'il est très versatile et peut être décliné de nombreuses manières :

Tout d'abord il permet de réaliser des structures plus complexes grâce aux possibilités de collage du PDMS sur lui-même ou sur d'autres matériaux. Cette possibilité a été exploitée pour fabriquer des dispositifs sur membrane ou des structures hétérogènes.

Le second degré de liberté important est celui des matériaux. La couche sacrificielle tout d'abord : La plupart du temps du molybdène, qui se grave très facilement, est utilisé. Mais celui-ci peut poser des problèmes de biocompatibilité au cas où l'on en retrouverait des traces dans le produit fini. Pour pallier à ce problème il est possible d'utiliser du titane-tungstène (ou simplement du tungstène) comme couche sacrificielle. Celui-ci se grave un peu moins facilement à l'eau oxygénée mais donne des résultats satisfaisants.

Enfin surtout on peut utiliser toutes sortes de matériaux pour la couche active. Celle-ci étant fabriquée sur un wafer rigide classique, toutes les méthodes de fabrication et tous les matériaux sont possibles. Il suffit d'accorder la couche d'accroche en fonction. Pour les dispositifs classiques on utilise une couche active en or, pour sa durabilité et sa conductivité, associée à une couche d'accroche en titane/oxide de silicium. Nous verrons dans la suite de la thèse qu'il est possible d'utiliser d'autres matériaux : des métaux, mais aussi des alliages (voir section 3.5).

Des exemples de réalisation utilisant ce procédé sont présentés ci-dessous.

2.2.3 Exemples de procédés de fabrication complets

Ci-dessous sont décrits deux déclinaisons du procédé de fabrication présenté. Ces exemples mettent en évidence sa versatilité. D'autres procédés de fabrication plus complexes ont dû être développés pendant la thèse. Ils seront décrits plus loin.

Fabrication de lignes sur membrane épaisse pour la caractérisation thermique

Cet exemple illustre le procédé de métallisation employé de manière simple. Il montre comment on peut l'associer à une mise en forme originale du PDMS qui permet d'obtenir des membranes épaisses et régulières.

La plupart des réalisations de la thèse concernent la communication en bande millimétrique. Mais dans ce cas, le procédé de fabrication a été mis en pratique dans le cadre d'une étude réalisée en collaboration avec le groupe MITEC. Cette étude visait à déterminer la conductivité thermique du PDMS.

Pour ce faire, la méthode des 3ω à été employée. Cette méthode, inventée en 1990 par Cahill [158], consiste à imposer un courant alternatif à un conducteur situé en surface de l'élément à caractériser. Le conducteur agit comme élément chauffant mais également comme thermomètre, sa résistance fluctuant avec la variation de température.

Une tension alternative à une fréquence ω est imposée aux bornes du conducteur, celle-ci va entrainer l'apparition d'un courant qui lui même va

produire de la chaleur par effet joule. La température va varier à une fréquence 2ω et va entrainer l'apparition d'une autre tension à la fréquence 3ω. L'amplitude de cette tension va être directement proportionnelle à la conductivité thermique du substrat que l'on cherche à caractériser.

Au final, en mesurant la variation d'amplitude de la troisième harmonique de la tension (à la fréquence 3ω) en fonction de la fréquence il est possible de déterminer la conductivité thermique du matériau [158].

Pour mettre en œuvre cette méthode il faut donc pouvoir déposer des conducteurs en surface du matériau à caractériser. Il faut également respecter plusieurs contraintes en particulier liées aux dimensions. Pour que les approximations réalisées dans le calcul restent valables, il faut comparer les dimensions géométriques aux longueurs caractéristiques des phénomènes thermiques. Il faut notamment s'intéresser à la longueur de pénétration thermique λ_T. Cette grandeur représente la distance à laquelle la chaleur va se propager dans le matériau. Elle dépend de la fréquence d'excitation, de la densité du matériau, de sa chaleur spécifique, mais également de la conductivité thermique que l'on cherche à déterminer [159]. Pour que l'approximation reste valable, il faut que cette longueur de pénétration thermique soit :

- très supérieure à la largeur w du conducteur pour pouvoir considérer celui-ci comme un fil infiniment fin.
- très inférieure à l'épaisseur h du substrat pour pouvoir considérer celui-ci comme infiniment grand dans le sens vertical et ne pas avoir à considérer les effets de réflexion thermique sur la face inférieure de celui-ci.

On prend classiquement comme critère : $5w < \lambda_T < \frac{h}{5}$.

La longueur λ_T dépendant également de la fréquence, on peut *a priori* s'arranger pour remplir ces conditions tant que $5w < \frac{h}{5}$ ou $h > 25w$. L'expérience du procédé technologique nous a permis de déterminer que la largeur minimale de ligne que l'on pouvait obtenir en conservant une bonne tenue mécanique était de 10 µm. Cela signifie que la membrane doit avoir une épaisseur minimale de $25 \times 10 = 250$ µm. En pratique, il faut pouvoir faire varier la fréquence et le mieux est d'avoir le plus de latitude possible. Nous avons donc décidé de réaliser nos structures sur une épaisseur de 500 µm de PDMS.

Or il est difficile de fabriquer des membranes épaisses de plus de 200 µm tout en ayant une épaisseur constante (voire paragraphe 2.2.1). De nombreux essais ont été menés pour obtenir une membrane plus épaisse régulière.

La première méthode employée consiste à coller ensemble trois membranes de 180 µm grâce au procédé de collage décrit plus haut. Le problème est qu'il est très difficile de réaliser un collage sur une surface importante sans créer de bulles d'air entre les deux surfaces. Le nombre important de bulles d'air ne rend pas cette solution viable.

Des essais de moulage ont également été tentés. Un moule a été fabriqué.

Celui-ci est composé de parois en résine epoxy de 500 µm de hauteur pressés entre deux wafers de silicium recouvert de C_4F_8 (Teflon) pour l'adhésion du PDMS et faciliter le démoulage. Ces essais se sont révélés peu concluants, le démoulage étant compliqué et l'épaisseur difficile à contrôler précisément.

La dernière solution employée consiste à enduire le PDMS en plusieurs couches en pratiquant des recuits partiels et en laissant relaxer les couches inférieures entre chaque enduction. Concrètement une première enduction à la tournette est réalisée pour déposer une première couche. Puis l'échantillon est mis à polymériser pendant 1 minute sur une plaque chauffante à 90 ° C. On le laisse ensuite reposer pendant 1 minute puis on réenduit du PDMS à la tournette. Ces étapes sont répétées jusqu'à obtenir l'épaisseur souhaitée. Ce procédé a permis d'obtenir une membrane de 500 µm d'épaisseur sur un wafer 3 pouces avec moins de 5% de variation d'épaisseur et sans aucun défaut ni aucune bulle d'air.

Cette étape maîtrisée, elle a pu être associée à la méthode de métallisation. Le procédé de fabrication complet ayant permis de fabriquer les échantillons est schématisé figure 2.24.

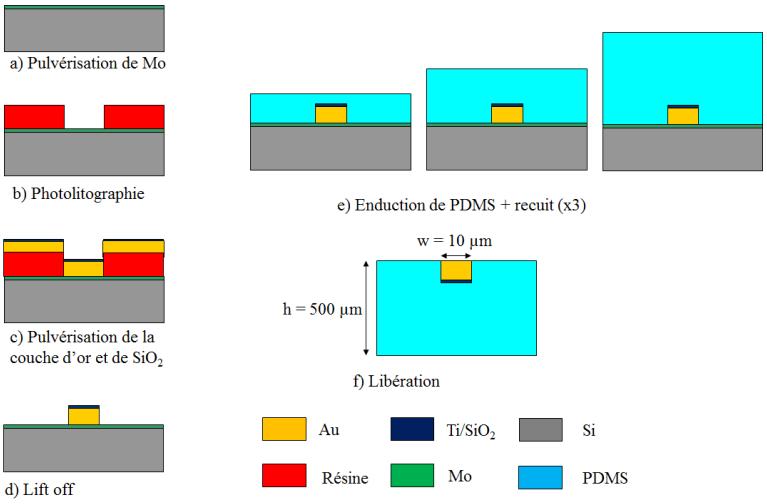


FIGURE 2.24 – Représentation schématique du procédé utilisé pour fabriquer les échantillons ayant permis la caractérisation thermique du PDMS

Ce procédé est le suivant :

a) Une couche de molybdene d'environ 150 nm d'épaisseur est déposée par pulvérisation cathodique sur un wafer 3 pouces en silicium.

b) Le motif des lignes est défini par photolithographie.

c) Une couche d'or de 500 nm d'épaisseur est déposée par évaporation.

Cette couche est surmontée de la couche d'adhésion composée de 40 nm de titane pulvérisé et de 40 nm de SiO_2 déposé par dépôt chimique en phase vapeur assisté par plasma (PECVD).

d) La résine est enlevée par lift-off, révélant les motifs métallisés.

e) Le tri-couche de PDMS est réalisé selon la méthode décrite plus haut.

f) Le molybdène est gravé par oxydation dans un bain d'eau oxygénée (H_2O_2) libérant la structure.

Une photographie prise au microscope optique d'une ligne fabriquée est présentée figure 2.25.

FIGURE 2.25 – Photographie d'une ligne fabriquée. Les ondulations sont dues à la dilatation thermique du PDMS.

La conductivité thermique relative du PDMS a pu être déterminée à différentes températures. À température ambiante elle est de $0.207 W.m^{-1}.K^{-1}$ et à 100 °C de $0.257 W.m^{-1}.K^{-1}$ c'est a dire du même ordre de grandeur que le bois ou certains polymères courant tels que le PVC, le caoutchouc ou l'epoxy. Ces résultats ont fait l'objet d'une communication en 2013 [160].

Fabrication de réseaux d'antennes planaires pour la réalisation d'antenne scanner

Une autre réalisation illustrant ce procédé est la fabrication d'une antenne planaire composée d'un réseau de patchs rectangulaires. Cette antenne a été dimensionnées à l'IETR par l'équipe de Ronan Sauleau et fabriquée à l'origine durant le doctorat de S.Hage-Ali. Lors du présent travail de thèse, de nouveaux prototypes ont été fabriqués et utilisés pour réaliser une antenne scanner décrite en précision au chapitre 4.

L'antenne est composée d'un réseau de 4x2 éléments rayonnants rectangulaires alimentés par lignes microruban. Les éléments rayonnants sont déposés sur une membrane PDMS suspendue au dessus d'une cavité d'air par un cadre également en PDMS. La face inférieure du cadre est métallisée afin de réaliser le plan de masse de la ligne d'accès. Le tout est déposé sur un rectangle de silicium également métallisé qui sert de plan de masse aux éléments rayonnants. Cette antenne est schématisée figure 2.26.

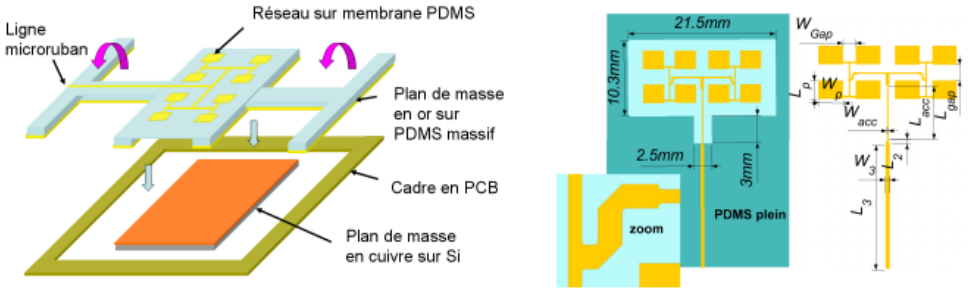


FIGURE 2.26 – Schéma du réseau fabriqué – $W_p = 3100\ \mu m, L_p = 2225\ \mu m, W_{acc} = 170\ \mu m, L_{acc} = 4544\ \mu m, L_2 = 470\ \mu m, W_3 = 540\ \mu m, L_3 = 14732\ \mu m, L_{gap} = 1855\ \mu m, W_{gap} = 1600\ \mu m$

Cette conception innovante, détaillée au chapitre 4, permet de réaliser une antenne qui peut s'orienter autour de son axe de symétrie grâce à la souplesse de la ligne d'accès en PDMS sans perdre en efficacité radiative quel que soit l'angle suivant lequel elle est orientée.

Le procédé utilisé pour la fabrication de ce scanner représenté figure 2.27 tire parti des techniques de métallisation épaisse du PDMS mais aussi des méthodes de collage introduites plus haut afin de créer un dispositif sur membrane fine et des métallisation sur deux faces.

Le procédé se déroule en réalisant les étapes suivantes :

a) Une couche de molybdène de 50 nm d'épaisseur est déposée par pulvérisation cathodique sur un wafer 3 pouces en silicium.

b) Le motif des métallisations est défini par photolithographie et une couche de germination (seed layer) d'or est déposée par évaporation du métal. Cette couche permettra par la suite de réaliser une électrolyse d'or.

c) Les motifs sont révélés par lift off.

d) Un moule de résine épaisse est réalisé par photolithographie en utilisant le même masque que précédemment. Ce moule servira pour l'électrolyse mais également pour définir les motifs sur lesquels sera déposée

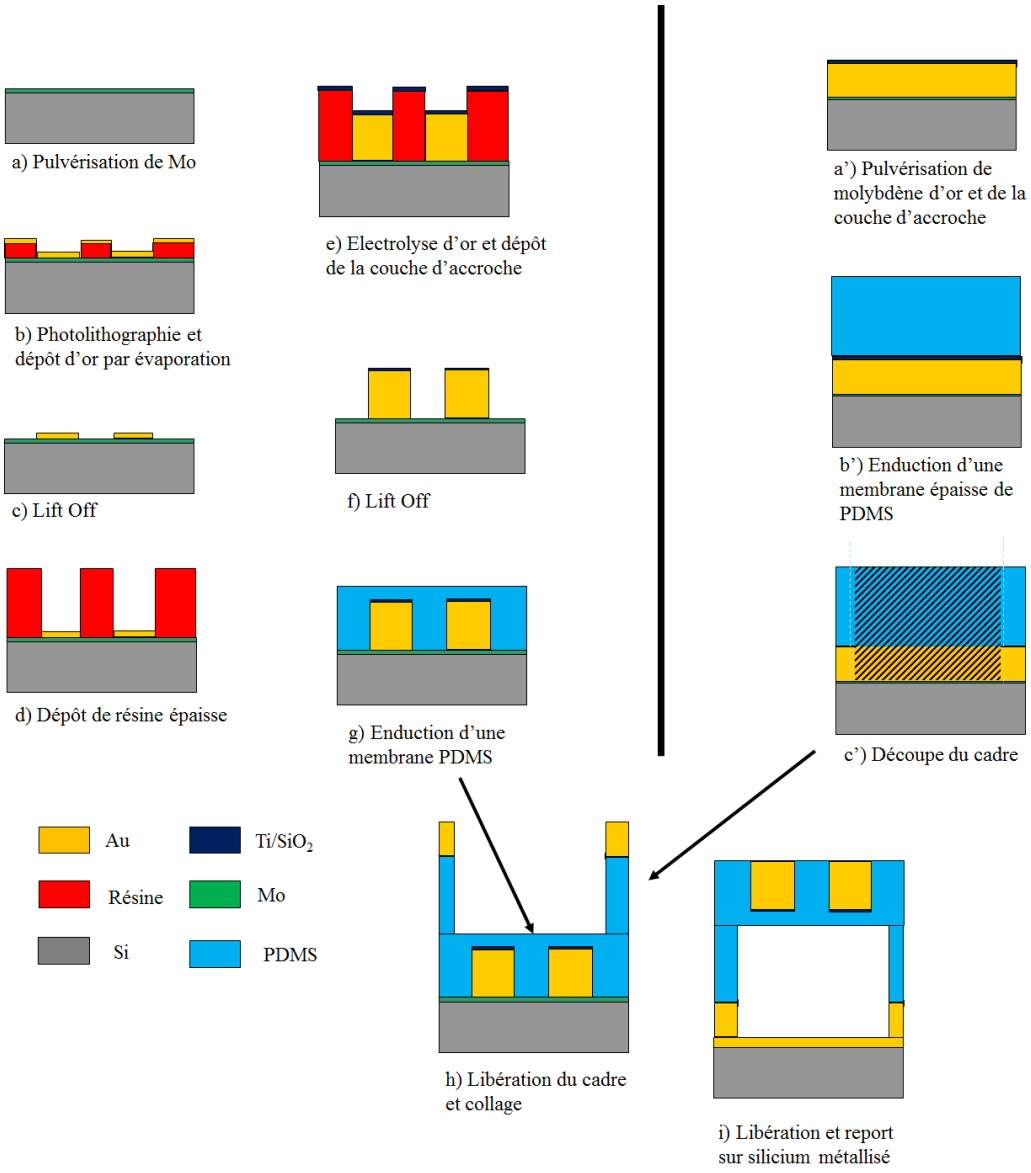


FIGURE 2.27 – Représentation schématique du procédé utilisé pour fabriquer l'antenne scanner.

la couche d'accroche.

e) 1,2 µm d'or est électrolysé. Il serait possible de pulvériser directement tout l'or, mais l'électrolyse permet une économie conséquente de matière étant donné que l'or n'y est déposé que sur les motifs. La couche d'accroche de titane/SiO_2 est également déposée lors de cette étape.

f) Les motifs sont à nouveau révélés par lift off.
g) Une fine membrane de 20 µm de PDMS est enduite sur les motifs ainsi réalisés.

Parallèlement à cela et sur un autre wafer :

a') Sur une couche de molybdène sont déposés une couche d'or ainsi qu'une couche d'accroche Ti/SiO_2.
b') Une membrane épaisse de 180 µm de PDMS est enduite.
c') Un cadre définissant le contour de la cavité d'air est découpé dans cette membrane. Pour découper proprement ce cadre on utilise des gabarits réalisés en matériaux plastiques rigides.

Les deux parties fabriquées séparément sont ensuite réunies :

h) Le cadre est libéré puis aligné et collé sur la membrane fine grâce à une activation des surfaces au plasma O_2 comme expliqué dans la section 2.2.
i) Toute la structure est libérée puis déposée sur un rectangle de silicium métallisé. Le collage est assuré par une fine couche de laque d'argent.

Des vues de cette antenne sont représentées figure 2.28. Les vues mettent en évidence la cavité d'air au dessus de laquelle sont suspendus les éléments rayonnants. On peut également remarquer le cadre réalisé en résine époxy qui sert de support au dispositif ainsi que la ligne d'accès microruban entièrement souple qui autorise la rotation de l'antenne autour de son axe.

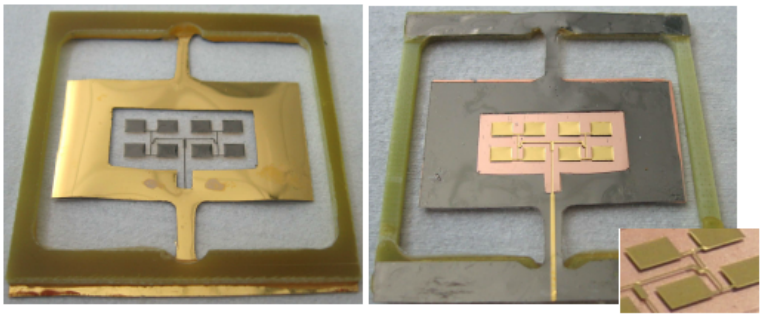


FIGURE 2.28 – Photographies de l'antenne scanner. A gauche avant collage du plan de masse, à droite après collage et gros plan sur un élément rayonnant.

Cette antenne, et en particulier ses performances et son actionnement seront détaillés au chapitre 4.

Ces deux exemples illustrent une partie des possibilités offertes par ce procédé de fabrication. Le prochain chapitre montre qu'il est possible de réaliser des structures hétérogènes associant PDMS et polymères à cristaux liquide (LCP) mais également des antennes utilisant des matériaux conducteurs originaux.

2.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a été l'occasion d'étudier les propriétés du PDMS. Il s'agit d'un matériau très attractif du point de vue mécanique du fait de son extrême souplesse (E = 0,69 MPa). D'un point de vue diélectrique, il a pu être caractérisé, dans le cadre de cette thèse pour la première fois jusqu'à 220 GHz.

Cette caractérisation montre qu'il peut être source de pertes importantes à 60 GHz. Ces pertes sont de l'ordre de 3 dB/cm pour une ligne en or sur un substrat de 200 µm. Il est néanmoins possible de limiter ces pertes en l'utilisant sous forme de fine membrane supportant les éléments conducteurs au dessus d'une cavité d'air. Les pertes d'une ligne en or sur un substrat de PDMS de 20 µm surmontant une cavité d'air de 180 µm sont seulement de 0,5 dB/cm.

L'étude des possibilités et méthodes de mise en forme de ce matériau a permis de développer un procédé innovant basé sur une fabrication inversée sur couche sacrificielle. Ce procédé est très versatile et permet de créer des dispositifs avec une grande liberté de géométrie et de matériaux. Ce procédé innovant a permis la caractérisation diélectrique mais aussi thermique du matériau. La conductivité thermique mesurée pour la première fois grâce à la méthode des 3ω est de $0.257 W.m^{-1}.K^{-1}$ à 20 °C.

Dans le chapitre suivant, après avoir évoqué les éléments de théorie nécessaires à la conception des antennes, il sera démontré comment la mise en œuvre de ce procédé de fabrication a permis de fabriquer des systèmes reconfigurables mécaniquement permettant un accord en fréquence.

Chapitre 3

Antennes sur cavité d'air accordables en fréquence

Ce chapitre décrit l'étude d'antennes planaires accordables en fréquence.

Dans un premier temps les antennes planaires et leur alimentation sont modélisées pour en déduire des règles de dimensionnement. Il est montré qu'un changement de permittivité effective dû à un déplacement de l'élément rayonnant peut rendre l'antenne accordable en fréquence.

Dans une deuxième partie sont décrits les conceptions, fabrications et modélisations de deux types d'antennes accordables en fréquence. L'une de ces antennes est actionnée pneumatiquement, et l'autre magnétiquement. Elles sont toutes deux réalisées grâce aux méthodes de fabrication déclinées au chapitre précédent. Leurs performances sont discutées et comparées à l'état de l'art.

3.1 Antennes planaires

Le terme d'antenne planaire regroupe les antennes constituées d'un ou plusieurs éléments rayonnants de faible épaisseur séparés d'un plan de masse par un substrat diélectrique. Des études détaillées de celles-ci ont été publiées par James, Hammerstad, Balanis et Pozar [161, 162, 136, 163].

Elles sont très utilisées dans les systèmes de télécommunications car elles sont peu encombrantes et facilement intégrables notamment avec les circuits intégrés monolithiques hyperfréquence (MMIC). On les retrouve en particulier dans les systèmes de télécommunication mobile où elles sont appréciées pour leur faible encombrement. Enfin elles sont relativement simples à fabriquer. Elles présentent par contre une faible bande passante par rapport à d'autre type d'antenne (en général inférieure à 10 %) et un gain limité (moins de 5 dB pour un élément rayonnant seul). Toutes nos applications d'antennes accordables en fréquence sont basées sur des géométries d'antennes planaires.

3.1.1 Modélisation d'antennes planaires

On considère une antenne planaire composée d'un patch rectangulaire de dimensions WxL séparé d'un plan de masse supposé infini par un diélectrique de hauteur H et de permittivité ϵ_r tel que représentée figure 3.1.

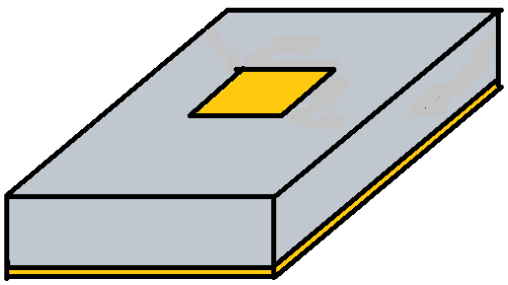


FIGURE 3.1 – Antenne patch rectangulaire

Il existe deux principales méthodes de modélisation analytique d'une telle antenne.

La première consiste à considérer qu'un tel système va se comporter comme une cavité limitée par quatre parois magnétiques verticales et deux parois électriques horizontales. En posant les équations de Maxwell avec ces conditions limites, on trouve une infinité de solutions qui correspondent chacune à un mode de résonance. Par cette méthode, on montre qu'un patch rectangulaire est équivalent à deux fentes rayonnantes séparées d'une distance L [164]. Cette modélisation autorise à considérer des géométries plus compliquées qu'un simple patch rectangulaire et permet d'obtenir des résultats proches des comportements réels des systèmes.

La deuxième modélisation, préférentiellement utilisée lors de la thèse, est celle de la ligne de transmission où l'on considère l'antenne comme un tronçon de ligne microruban. Ce modèle est décrit en détail par Balanis [136]. Même si il donne des résultats moins précis dans certains cas, il permet d'avoir une vue plus "physique" des phénomènes considérés. Il est particulièrement adapté pour des éléments rayonnants rectangulaires et permet de dimensionner ceux-ci de manière fiable.

Ce modèle, développé en 1975 par Hammerstad, repose sur l'idée de faire des approximations basées sur l'observation des lignes de champ électrique. En effet, les lignes de champ situées sur les extrémités du patch vont avoir tendance à ne pas rester confinées dans le diélectrique et à déborder à la fois dans l'environnement et sur les côtés du patch.

Cela signifie :

- Que les lignes de champs traversent deux matériaux ayant des permittivités différentes, l'un de ces matériaux est le diélectrique et l'autre est en général l'air. Pour tenir compte de ce phénomène on utilise non pas directement la permittivité relative ϵ_r du diélectrique dans nos calculs, mais une permittivité effective qui correspond à une moyenne pondérée de la permittivité du diélectrique et de l'air. Cette permittivité peut être approximée par la relation suivante :

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2}\left(1 + 12\frac{H}{W}\right)^{-\frac{1}{2}} \tag{3.1}$$

- Que les lignes de champs débordent sur les côtés. Lors du premier mode de résonance qui va apparaitre (le mode TM_{010} si l'on oriente le repère avec l'axe z normal au patch et l'axe y dans la longueur de celui-ci comme dans la figure 3.1) les lignes de champ vont déborder suivant la direction de la longueur. Pour tenir compte de cet effet, on considère que notre patch a une longueur électrique équivalente $L_e = L + 2\Delta L$ où ΔL correspond à la longueur du débordement du champ. On peut approximer cette longueur par [162] :

$$\Delta L = 0,412H\frac{(\epsilon_{reff}+0,3)(\frac{W}{H}+0,264)}{(\epsilon_{reff}-0,258)(\frac{W}{H}+0,8)} \tag{3.2}$$

Ces approximations sont représentées schématiquement figure 3.2

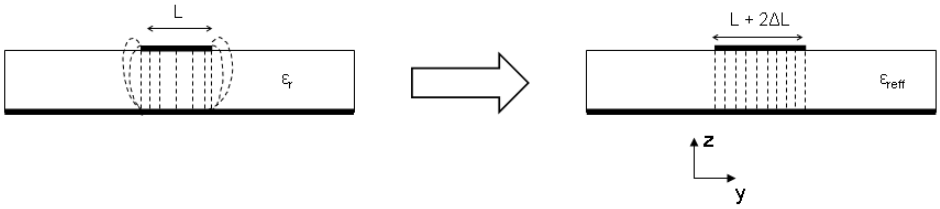


FIGURE 3.2 – Approximations réalisées pour la modélisation par la méthode de la ligne de transmission

La fréquence de résonance pour le mode dominant peut alors être calculée en fonction de la permitivité effective, de la longueur électrique équivalente et de la vitesse de la lumière dans le vide c_0 par :

$$F_{res} = \frac{c_0}{2L_e\sqrt{\epsilon_{reff}}} \tag{3.3}$$

Ces équations sont celles qui ont permis de réaliser le pré-dimensionnement des antennes présentées ici. la conception complète d'une antenne est rapportée dans la partie 3.4.1.

On remarque également qu'un changement de permittivité effective ϵ_{reff} apporte un accord en fréquence.

3.1.2 Alimentation des antennes planaires

Lors de la conception d'une antenne, il est également nécessaire de se poser la question de la manière dont le signal va être amené à l'antenne. L'alimentation est un point clef et la source de pertes importantes dans les systèmes rayonnants. La ligne d'alimentation joue le rôle de lien entre l'antenne et le reste du système, elle doit permettre l'adaptation, notamment en impédance entre les différents éléments.

Lors de cette thèse, une attention particulière a été portée à la conception et à la fabrication des lignes d'alimentations.

Différentes méthodes d'alimentation

Il existe plusieurs méthodes d'alimentation d'antennes planaires. Ces méthodes, représentées figure 3.3 se divisent en deux catégories selon qu'elles se font avec ou sans contact entre la ligne d'alimentation et le patch.

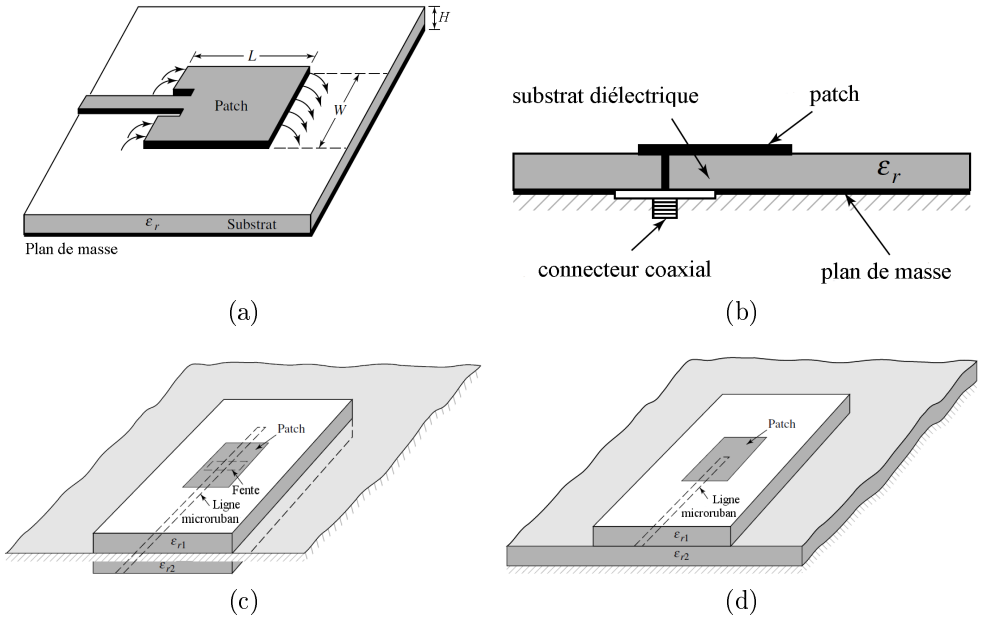


FIGURE 3.3 – Méthodes d'alimentation d'antennes planaires. Par contact : (a) Ligne microruban (b) sonde coaxiale. Sans contact : (c) Alimentation par fente (d) couplage de proximité. (adapté de [136])

Chacune de ces méthodes possède ses avantages et inconvénients.

- L'**alimentation par ligne microruban** (a) est simple à modéliser et il est facile d'adapter l'impédance de la ligne à celle du patch. Ce type d'alimentation est également simple à fabriquer, car la ligne et le patch sont dans le même plan. L'inconvénient de cette géométrie est que la ligne rayonne également et que ce rayonnement en s'ajoutant au rayonnement global du système peut parasiter celui-ci. Un ligne microruban peut également propager des ondes de surface qui peuvent aussi provoquer un rayonnement parasite.
- Dans l'**alimentation par sonde coaxiale** (b), le conducteur interne de la sonde est relié à un point du patch alors que le conducteur externe est relié au plan de masse. Ce type d'alimentation permet d'éliminer le rayonnement parasite et d'avoir une alimentation robuste aux pertur-

bations extérieures. Ce type d'alimentation nécessite une intégration en 3 dimensions et n'est pas simple à fabriquer en particulier en bande millimétrique, compte tenu des dimensions.

- L'**alimentation par fente** (c) consiste à alimenter le patch par sa face inférieure par l'intermédiaire d'une ligne, qui peut être microruban ou coplanaire, rayonant à travers une fente. Ce type d'alimentation élimine complètement le rayonnement parasite et les modes de résonance non souhaités qui peuvent apparaître dans l'alimentation par contact. La ligne peut être réalisée sur un substrat différent du patch. On utilise en général un substrat haute permittivité pour la ligne afin de limiter les pertes et un substrat de faible permittivité pour le patch pour maximiser le rayonnement. Le principal inconvénient de cette méthode d'alimentation est la difficulté de fabrication car elle nécessite trois niveaux de métallisation (la ligne, la fente et le patch) et donc un grand nombre d'alignement. La bande passante est également limitée.
- L'**alimentation par couplage de proximité** (d) est proche de l'alimentation par fente mais la ligne est directement couplée au patch sans l'intermédiaire d'une fente. Ceci permet d'augmenter la bande passante. Cette méthode nécessite une plus grande précision pour obtenir un couplage optimal.

Le type de systèmes réalisés pendant la thèse impose des contraintes concernant l'alimentation. Nous avons vu que l'alimentation par sonde coaxiale était compliquée à réaliser à l'échelle millimétrique. C'est particulièrement vrai si le substrat utilisé est difficile à graver et à métalliser comme l'est le PDMS. Le fait de travailler sur un substrat souple implique également que nos géométries sont changeantes compte tenu des déformations qu'elles peuvent subir. Ceci élimine l'alimentation par couplage de proximité.

Pour nos réalisations nous avons donc utilisé les deux méthodes d'alimentation restantes. L'alimentation par ligne microruban permet comme expliqué plus haut une facilité de fabrication et est robuste aux déformations. L'alimentation par fente a également été employée pour les avantages cités et en particulier pour limiter les pertes liées à la transmission d'un signal en mode microruban sur PDMS (même si des technologies pour limiter ces pertes ont été développées et seront présentées plus loin).

3.2 Antennes sur cavité d'air

Les antennes accordables en fréquence basées sur le principe d'un élément rayonnant surmontant une cavité d'air de hauteur variable ont été évoquées dans l'étude bibliographique du chapitre 1. Nous allons voir ici plus en détail

quel est le principe de ce type d'antennes accordables et comment nous avons pu l'appliquer dans nos réalisations.

3.2.1 Modélisation d'antennes sur cavité d'air

Une antenne composée d'un élément rayonnant séparé d'un plan de masse par un substrat de permittivité ϵ_r et une cavité d'air de permittivité ϵ_0 (hauteurs respectives h et h_a) peut être modélisée comme une antenne composée d'un élément rayonnant identique séparé du plan de masse par un substrat homogène équivalent de permittivité ϵ_{req} et de hauteur $H = h + h_a$ tel que représenté figure 3.4.

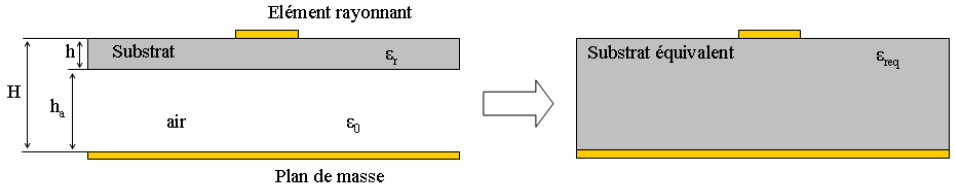


FIGURE 3.4 – Substrat équivalent

La permittivité équivalente peut être approximée par la relation [59] :

$$\epsilon_{req} = \frac{\epsilon_r(h + h_a)}{h + \epsilon_r h_a} = \frac{\epsilon_r H}{h + \epsilon_r(H - h)} \tag{3.4}$$

La modélisation de l'antenne peut se faire ensuite comme indiqué dans la section 3.1.1 en remplaçant ϵ_r par ϵ_{req}.

3.2.2 Principe d'accord

Modifier la hauteur de la cavité d'air a deux conséquences qui ont des effets antagonistes sur la fréquence de résonance dont la valeur est donnée par l'équation 3.3 :

- Lorsque h_a augmente, la permittivité équivalente va diminuer et donc la fréquence de résonance augmente. Cet effet est prépondérant pour les faibles valeurs de h_a.
- Pour les valeurs plus importantes de h_a, la permittivité se rapproche de ϵ_{r0} (ϵ_{r0} étant la permittivité relative de l'air, sa valeur est proche de 1) et l'effet prépondérant est l'augmentation de la longueur électrique équivalente dictée par l'équation 3.2 qui va avoir tendance à diminuer la fréquence de résonance.

La figure 3.5 montre l'évolution de la fréquence de résonance d'une antenne patch rectangulaire sur membrane en fonction de la hauteur de cavité d'air. On constate l'effet des phénomènes décrits ci-dessus. On peut remarquer que pour les petites valeurs de H (donc de h_a pour h fixé) la fréquence de résonance augmente très fortement avec l'augmentation de la hauteur à cause de la variation de permittivité équivalente du diélectrique, alors que pour les valeurs plus importantes de H la fréquence de résonance diminue, mais dans une moindre mesure, à cause de l'augmentation du champ de débordement.

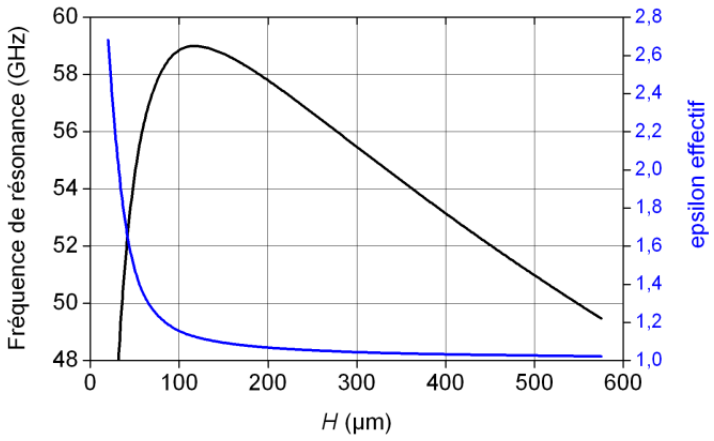


FIGURE 3.5 – Fréquence de résonance et permittivité effective d'une antenne patch rectangulaire sur membrane PDMS surmontant une cavité d'air en fonction de la hauteur totale de diélectrique. Modèle de la ligne de transmission. Dimensions : $W = 3350$ µm, $L = 2250$ µm, $H_{nominal} = 200$ µm, $h = 20$ µm, $\epsilon_r = 2,68$ – Source : S. Hage-Ali [3]

Pour réaliser des antennes accordables en fréquence, l'idée va donc être de fabriquer une antenne sur cavité d'air dont on peut changer la hauteur.

Comme on le voit figure 3.5, selon la hauteur nominale de la cavité d'air, la fréquence de résonance va augmenter très rapidement (faibles valeurs de H) ou diminuer plus lentement (fortes valeurs de H). Pour des raisons liées à la fabrication, il nous est plus facile d' avoir des hauteurs nominales d'au moins 100 µm. Pour des valeurs plus faible de hauteur de cavité d'air, la membrane a tendance à se coller au plan de masse rendant l'actionnement difficile. Dans nos applications nous allons donc nous placer dans la deuxième partie de la courbe où la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la hauteur de cavité d'air. Un autre intérêt de travailler dans cette zone est que

la fréquence de résonance va changer quasi linéairement avec la modification de hauteur.

3.2.3 Moyens d'actionnement

Lors de ses travaux de thèse, S. Hage-Ali a pu déterminer un cahier des charges pour l'actionnement de tels systèmes, en se basant sur les performances souhaitables ainsi que sur les contraintes relatives à l'environnement. Le tableau 3.1 résume ces critères.

TABLE 3.1 – Cahier des charges correspondant à l'actionnement d'antennes accordables en fréquence sur cavité d'air [3]

Propriété	Valeur
Déplacement maximal	500 µm
Force	1 mN
Temps/fréquence de reconfiguration	40 ms / 25 Hz

En 2005, Bell *et al.* ont publié une étude comparative des différents actionneurs utilisables en technologie MEMS [165]. De leur étude sont tirés les figures 3.6 et 3.7 qui représentent le positionnement de différents types d'actionnement en fonction des caractéristiques de force d'actionnement, de déplacement et de fréquence d'actionnement.

Le placement des caractéristiques souhaitées sur ce graphique nous permet de voir que nous sommes à la frontière entre actionnement microscopique et actionnement macroscopique.

En se basant sur ces considérations nous avons choisi d'utiliser deux types d'actionnement qui peuvent satisfaire les contraintes relevées dans le cahier des charges : l'actionnement fluidique et l'actionnement magnétique.

Deux antennes accordables en fréquence ont été conçues, modélisées, fabriquées et caractérisées. La première est une antenne à actionnement pneumatique et la deuxième une antenne actionnée magnétiquement.

3.3 Impédance et adaptation d'impédance

Pour garantir une bonne transmission du signal, il est nécessaire de réaliser des adaptations d'impédance entre les différentes parties du système. Par convention, la plupart des systèmes ont une impédance en entrée ou sortie de 50 Ω. C'est notamment le cas des instruments de mesure utilisés pour caractériser les antennes. Pour assurer l'adaptation d'impédance, il convient de

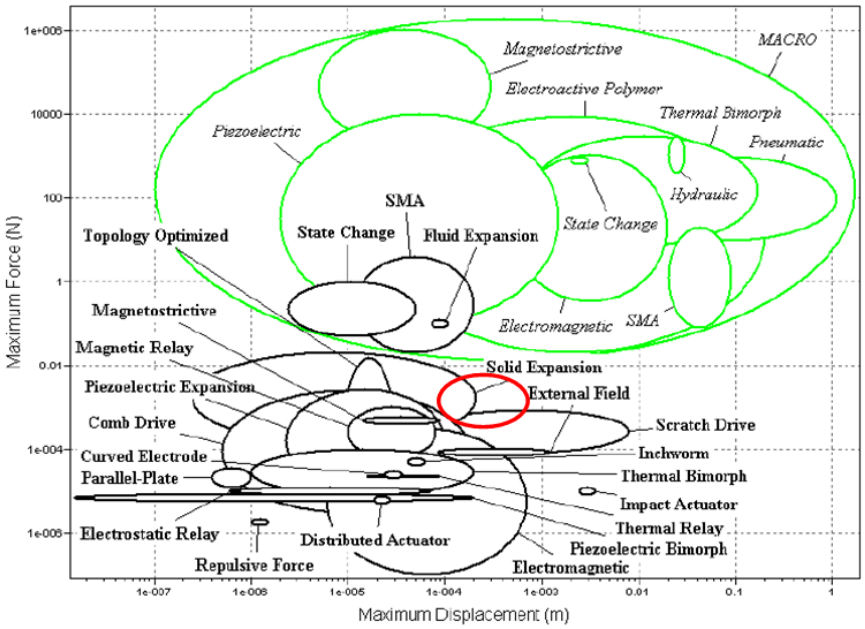


FIGURE 3.6 – Caractéristiques déplacement/force de différents types d'actionneurs échelle macroscopique en vert et MEMS en noir. Caractéristiques correspondant au cahier des charges entourées en rouge – Source : Bell *et al.* [165]

déterminer tout d'abord l'impédance d'entrée et de sortie de chaque élément du système.

3.3.1 Impédance de patch

Si l'on considère les distributions de courant et de tension au sein du patch, on constate que le courant est maximal au centre du patch et minimal sur les bords alors que la tension est maximale sur le bord le plus proche du point d'alimentation, nulle au centre et minimale sur le bord le plus éloigné du point d'alimentation. Cela signifie que l'impédance est maximale en bord de patch et nulle au milieu de celui-ci. La figure 3.8 représente ces distributions.

Typiquement, l'impédance en bord de patch va être comprise entre 180 et 250 Ω.

L'impédance variant relativement avec la distance au bord du patch, la méthode la plus directe pour réaliser l'adaptation entre la ligne et le patch est de placer l'alimentation sur le patch à la distance qui correspond à l'impédance de la ligne. Concrètement, on cherche à trouver la distance Y_0 re-

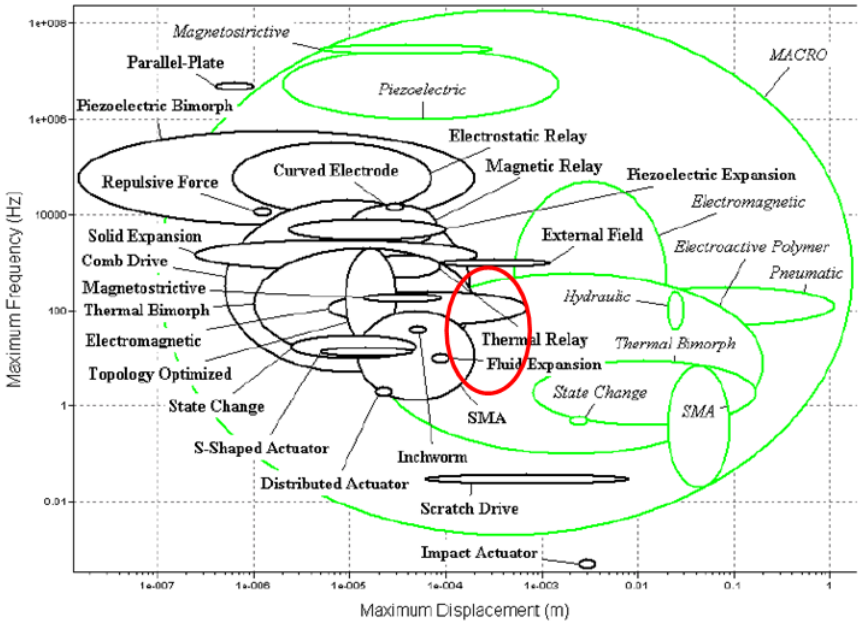


FIGURE 3.7 – Caractéristiques fréquence/déplacement de différents types d'actionneurs échelle macroscopique en vert et MEMS en noir. Caractéristiques correspondant au cahier des charges entourées en rouge – Source : Bell *et al.* [165]

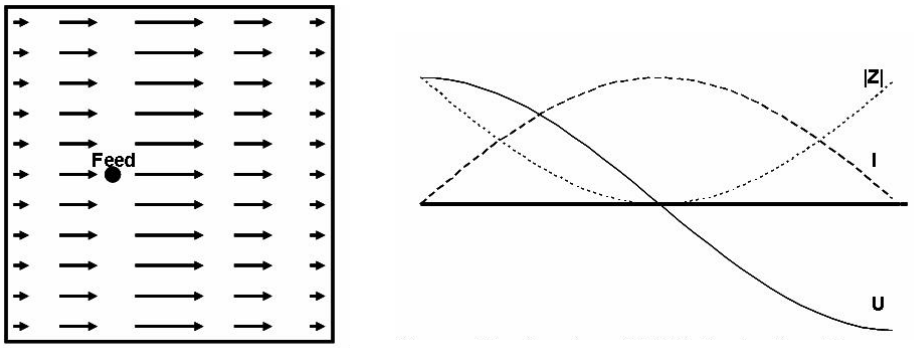


FIGURE 3.8 – À gauche : Distribution de courant en surface d'un patch rectangulaire. À droite : Distribution de tension (U), de courant (I) et d'impédance (|Z|) suivant la longueur résonante d'un patch rectangulaire. – Adapté de [166]

présentée sur le schéma 3.9 telle que l'impédance de patch en Y_0, $\overline{Z(Y_0)}$ soit

égale à l'impédance de la ligne $\overline{Z_{ligne}}$.

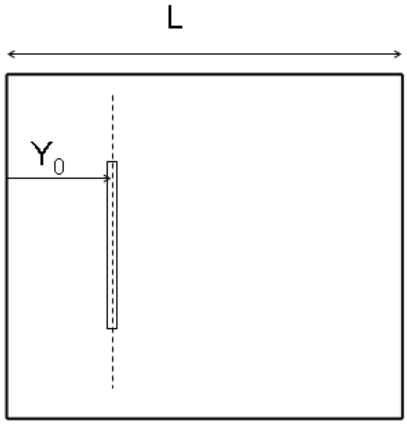


FIGURE 3.9 – Placement de l'alimentation (ici une fente).

On peut calculer l'impédance du patch à la distance Y_0 par la relation suivante [136] :

$$\overline{Z(Y_0)} = \left(\frac{180}{\pi}\cos(\frac{Y_0\pi}{L})\right)^2 \times \overline{Z_L} \tag{3.5}$$

Dans cette équation $\overline{Z_L}$ est l'impédance du patch à la distance L (en bord de patch). On peut trouver la distance à laquelle la fente doit être placée en cherchant Y_0 tel que :

$$\overline{Z(Y_0)} = \overline{Z_{ligne}} \tag{3.6}$$

Pour les dispositifs alimentés par ligne microruban, il est possible de réaliser une encoche dans le patch pour placer l'alimentation à l'endroit où l'impédance correspond à celle de la ligne, comme on le voit sur la figure 3.3a). On peut alors employer les équations ci-dessus pour trouver la longueur de l'encoche.

Nous avons néanmoins décidé de procéder autrement car cette géométrie peut fragiliser le patch en créant des angles droits et des sections rétrécies qui sont le lieu de concentrations de contraintes. Dans nos applications où les métallisations sont soumises à des contraintes lorsqu'elles sont actionnées nous avons cherché à éviter le plus possible ce type de zones qui ont tendance à être endommagées plus rapidement. Pour cela, nous avons décidé d'adapter

l'impédance de la ligne à l'impédance du bord du patch. Il nous est donc nécessaire de pouvoir configurer l'impédance des lignes.

3.3.2 Impédance de lignes microruban

Une méthode pour évaluer numériquement l'impédance Z_c d'une ligne microruban est d'utiliser les équations développées empiriquement par Hammerstad [162] :

$$\begin{cases} Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{2\pi\epsilon_{eff}}} \ln\left(\frac{8h}{w} + \frac{w}{4h}\right) & \text{si} \quad \frac{w}{h} < 1 \\ Z_c = \frac{Z_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left(\frac{w}{h} + 1,393 + 0.667 \ln(\frac{w}{h} + 1.44)\right)^{-1} & \text{si} \quad \frac{w}{h} > 1 \end{cases} \tag{3.7}$$

Ces équations supposent une épaisseur de métallisation t très inférieure à la hauteur h du diélectrique. Comme pour le patch, on utilise non pas directement la valeur de permittivité relative ϵ_r du substrat, mais la valeur effective de permittivité ϵ_{eff}, dont la formule est donnée équation 3.1, et qui dépend des dimensions de la ligne et du substrat.

On se reporte en général à des abaques du type de celle présentée en figure 3.10 pour déterminer la largeur que doit avoir une ligne pour obtenir une impédance particulière ou pour déterminer l'impédance d'une ligne de largeur connue.

De cette manière on peut dimensionner une ligne d'impédance donnée de manière précise. Pour réaliser des adaptations d'impédance entre éléments de différentes impédances, on utilise des tronçons de ligne dits "quart d'onde".

3.3.3 Adaptation d'impédance par une ligne quart d'onde

Lignes quart d'onde

On peut calculer la vitesse de propagation v_p de l'onde dans la ligne en utilisant l'expression :

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \tag{3.8}$$

De même, on calcule la longueur d'onde de l'onde guidée λ_g qui est inférieure à la longueur d'onde de l'onde se propageant dans le vide λ_0 en utilisant la relation :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \lambda_0 \tag{3.9}$$

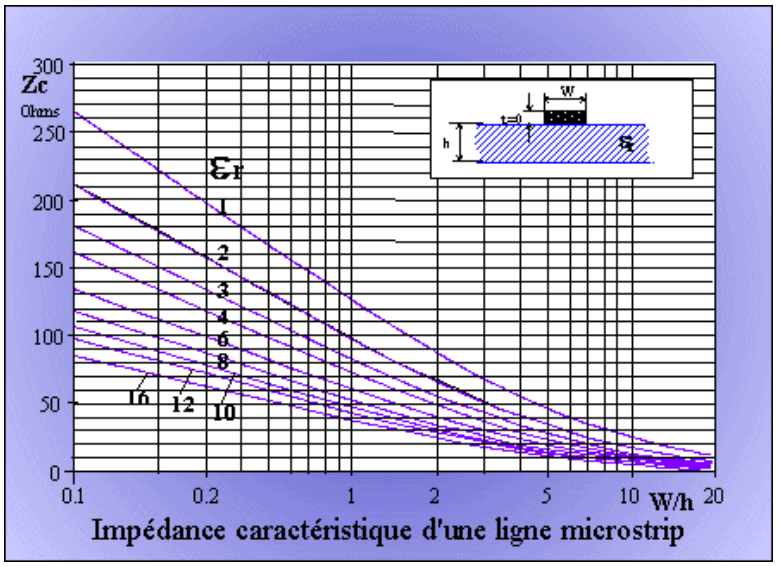


FIGURE 3.10 – Abaque permettant de mettre en relation le rapport largeur de piste sur hauteur de substrat (w/h) et l'impédance (Z_c) d'une ligne microruban – source : C.Vasseure [167]

On appelle le terme $\frac{1}{\sqrt{\epsilon_{eff}}}$ coefficient de vélocité. Encore une fois, dans le cas de la ligne microruban, il dépend des dimensions.

Une ligne quart d'onde est tout simplement une ligne dont la longueur vaut 1/4 de la longueur d'onde soit $\frac{1}{4\sqrt{\epsilon_{eff}}}\lambda_0$.

Des lignes d'une telle longueur présentent des propriétés intéressantes. En particulier, elles peuvent être utilisées comme adaptateur d'impédance entre deux charges réactives comme illustré sur la figure 3.11 où une ligne d'impédance Z_0 de longueur $l = \frac{\lambda}{4}$ est placée entre deux charges d'impédance Z_1 et Z_2.

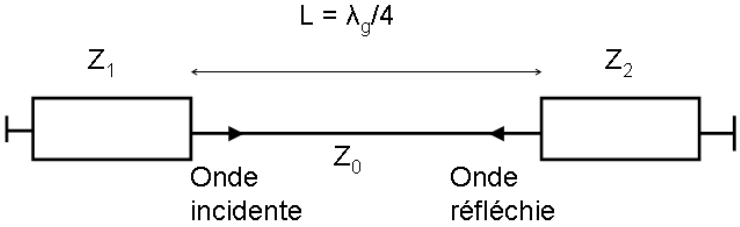


FIGURE 3.11 – Ligne quart d'onde utilisée en adaptation entre deux charges réactives

Les impédances Z_0, Z_1 et Z_2 étant différentes, la ligne quart d'onde va être parcourue par une onde incidente ainsi que par une onde réfléchie. On peut montrer que la longueur particulière de cette ligne fait qu'elle va être le siège d'une onde stationnaire et que les impédances sont liées par la relation [168] :

$$\frac{Z_1}{Z_0} = \frac{Z_0}{Z_2} \tag{3.10}$$

Pour réaliser une adaptation d'impédance entre deux charges Z_1 et Z_2 il suffit donc de placer une ligne de longueur $\frac{\lambda}{4}$ et d'impédance :

$$Z_0 = \sqrt{Z_1 \times Z_2} \tag{3.11}$$

L'inconvénient de ce type d'adaptation est qu'elle est faible bande et que la qualité de la transmission va décliner d'autant plus que l'on s'éloigne de la fréquence pour laquelle elle a été conçue.

3.3.4 Adaptation à la transition de permittivité du substrat, passage d'une ligne sur PDMS plein à une ligne sur membrane

Une autre géométrie où il est nécessaire d'effectuer une adaptation d'impédance est le cas du passage d'une ligne d'un substrat de permittivité ϵ_1 à un substrat de permittivité ϵ_2. On peut déduire de l'équation 3.7 (où de l'abaque représentée figure 3.10) que, à impédance et hauteur de substrat constantes, plus la permittivité est faible, plus la ligne sera large. Conserver une impédance constante lors d'un changement de permittivité du substrat revient donc à changer la largeur de ligne. Cela peut être réalisé grâce à une simple transition de type "taper" telle que représentée figure 3.12.

Dans nos applications le cas d'un changement de permittivité du substrat va avoir lieu lors d'un passage de structure sur PDMS massif à une structure sur membrane. Cela peut être considéré comme une transition entre deux substrats de permittivités différentes (comme démontré section 3.2).

Ce type spécifique de transition a été optimisé suite à une étude réalisée à partir de simulations de différentes géométries par FDTD (calcul par différences finies dans le domaine temporel) [169].

3.3.5 Bilan

Cette section montre comment modéliser les antennes planaires, quelles sont les différentes méthodes d'alimentation de ces antennes et comment réa-

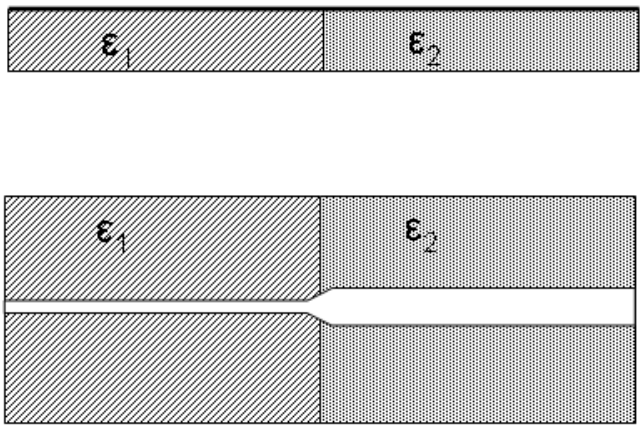


FIGURE 3.12 – Adaptation d'impédance d'une ligne microruban passant d'un substrat de permittivité ϵ_1 à un substrat de permittivité ϵ_2 moins importante. En haut : vue de profil, en bas : vue de face.

liser des antennes sur cavité d'air accordables en fréquence. Toutes ces techniques ainsi que les méthodes d'adaptations d'impédance ont été employées lors de la conception des antennes présentées dans la suite de ce manuscrit.

3.4 Antenne actionnée pneumatiquement

Cette antenne à été développée dans le cadre d'une collaboration avec l'équipe MIRTECH du professeur Papapolymerou du Georgia Institute of Technologie (Georgia Tech) notamment avec le concours de Benjamin Lacroix. Cette collaboration à été l'occasion de faire converger les connaissances sur les matériaux souples et les antennes reconfigurables en bande millimétrique des deux équipes. Le LEMAC/LICS apportant ses connaissances en matière de conception d'antennes reconfigurables et de fabrication liée au PDMS et l'équipe de Georgia Tech son savoir faire concernant les polymères à cristaux liquides (LCP).

Une fois le concept de l'antenne établi conjointement, le dimensionnement a été réalisé à l'IEMN ainsi que les premières étapes de fabrication liées au PDMS. Puis les étapes de fabrication liées au LCP ainsi que la caractérisation ont été effectuées à Georgia Tech.

Ces travaux ont fait l'objet d'une communication lors de la conférence *Antennas and Propagation Society International Symposium* (APSURSI) à

Chicago en 2012 [170].

3.4.1 Conception

Le principe de cette antenne est celui décrit plus haut : un patch rayonnant rectangulaire est placé sur une membrane en PDMS surmontant une cavité d'air. Ce patch est alimenté par une ligne rayonnant à travers une fente pratiquée dans un plan de masse supporté par un substrat en LCP. La structure générale de l'antenne est présentée figure 3.13.

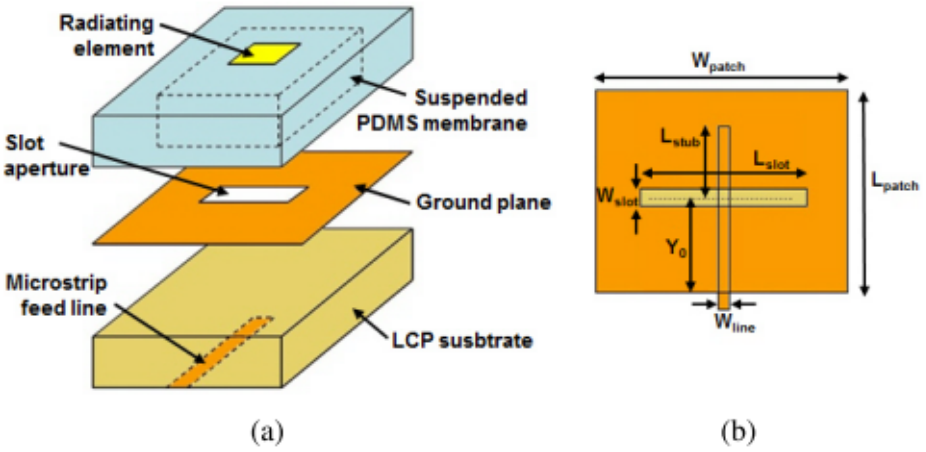


FIGURE 3.13 – Structure générale de l'antenne alimentée par fente. a) vue éclatée, b) longueurs caractéristiques.

Cette structure permet de réaliser une antenne qui reste flexible, grâce à la souplesse du LCP, et qui tire partie de l'extrême souplesse du PDMS qui permet quant-à lui l'actionnement pneumatique. L'alimentation étant réalisée par fente, la ligne d'alimentation est à l'envers du dispositif. Ceci permet d'une part de limiter les pertes qui sont moins importantes sur LCP et de faciliter une éventuelle intégration.

Pour pouvoir actionner pneumatiquement l'antenne, un trou permettant de raccorder une arrivée d'air est percé dans le LCP (non représenté sur la figure). Pour ne pas perturber le fonctionnement du dispositif, le trou est placé dans un coin de la cavité d'air, le plus loin possible du patch rayonnant.

3.4.2 Dimensionnement de l'antenne

Le dimensionnement est réalisé en utilisant le modèle analytique présenté antérieurement. Les éléments ainsi dimensionnés sont ensuite simulés sous HFSS et leur dimensions réajustées en fonction des résultats obtenus.

Dimensionnement du patch

Comme expliqué plus haut, pour des raisons de compromis entre tenue mécanique et propriétés diélectriques, nous utilisons des membranes de 20 µm surmontant une cavité d'air de 160 µm de haut.

En utilisant l'équation 3.4 nous trouvons que la permittivité relative du substrat équivalent est $\epsilon_{req} = 1,07$ (rappel : la permittivité du PDMS à 60 GHz est de 2,68).

En utilisant les équations 3.1, 3.2 et 3.3, qui permettent de déterminer la fréquence de résonance d'un patch en fonction de ses dimensions, on trouve que pour qu'un patch placé sur un tel substrat résonne à 60 GHz ses dimensions doivent être : $W_{Patch} = 1750$ µm et $L_{Patch} = 1900$ µm.

Une antenne alimentée par une simple ligne est modélisée et simulée sur HFSS. La figure 3.14 est la courbe de l'amplitude en dB de S_{11} obtenu pour cette antenne simulée.

La fréquence de résonance de cette antenne simulée est de 58,9 GHz, relativement proche de la valeur ciblée. Sa bande passante à -20 dB est de 0,7 GHz et son adaptation à l'impédance de -41,2 dB.

Ligne 50 Ω sur LCP, dimensionnement du stub

L'antenne va donc être alimentée par une ligne sur substrat LCP ($\epsilon_r = 3,16$, $\tan\delta = 0,004$) de hauteur 100 µm qui rayonne à travers une fente. On cherche à avoir une impédance de la ligne d'alimentation de 50 Ω pour qu'elle soit adaptée aux systèmes de caractérisation.

L'équation 3.7 nous donne la largeur d'une ligne d'une certaine impédance en fonction de la permittivité du substrat. Celle-ci nous permet de déterminer que pour avoir une ligne de 50 Ω sur LCP, cette ligne doit avoir une largeur $W_{Ligne} = 250$ µm.

Les antennes alimentées par fente possèdent un stub qui correspond à la longueur de la ligne d'alimentation dépassant au-delà de la fente (voir figure 3.13). Pour que l'adaptation soit correcte, ce stub doit avoir une longueur multiple de $\frac{\lambda}{4}$ [163, 136].

La longueur d'onde peut être déterminée grâce à l'équation 3.9, ou par simulation numérique. Les résultats sont équivalents et on trouve une longueur $L_{Stub} = \frac{\lambda}{4} = 800$ µm.

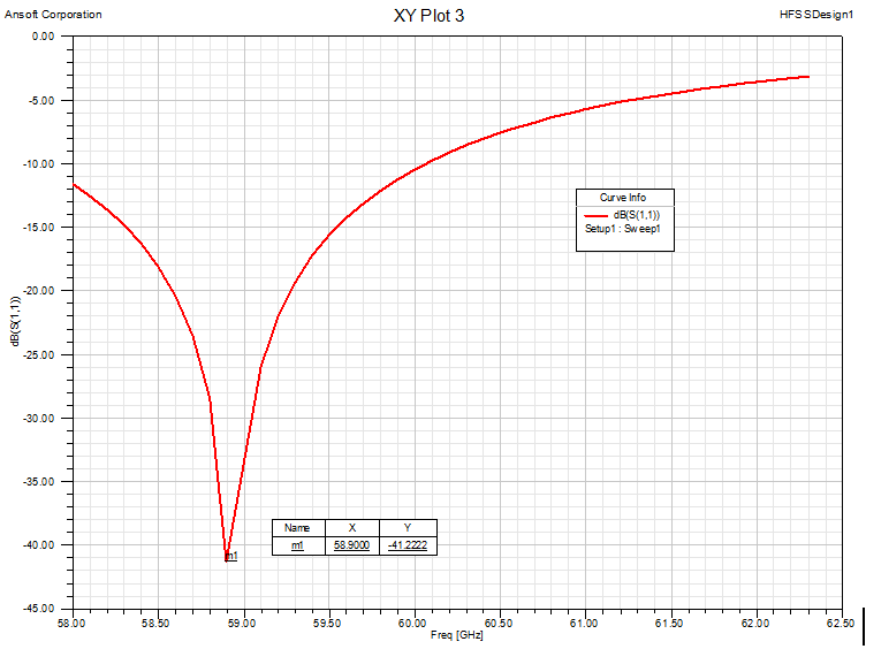


FIGURE 3.14 – S11

Positionnement de la fente

Comme expliqué plus haut, la fente qui alimente l'antenne doit être placée précisément pour garantir l'adaptation d'impédance entre la ligne d'alimentation et le patch.

On se sert du modèle numérique pour déterminer l'impédance à la résonance en bord de patch. Celle-ci vaut 218 Ω.

L'équation 3.5 nous donne l'impédance à n'importe quelle distance y du bord du patch en fonction de l'impédance en bord de patch. On cherche la distance Y_0 à laquelle on va placer la fente, telle que l'impédance d'entrée du patch à la distance Y_0 corresponde à l'impédance de ligne, soit 50 Ω.

On a d'après 3.5 :

$$Z(y = Y_0) = \frac{180}{\pi} Z(y = 0) \cos^2(\frac{\pi}{L_{Patch}} Y_0) \tag{3.12}$$

On cherche Y_0 tel que $Z(y = Y_0) = 50\Omega$ sachant que $Z(y = 0) = 218\Omega$.

On trouve $Y_0 = 750$ µm.

Dimensionnement de la fente

La taille de la fente est optimisée en faisant varier ses dimensions sur la maquette numérique. Le couplage maximum est obtenu pour des dimensions de fente $W_{Slot} = 130$ µm, $L_{Slot} = 1300$ µm.

Résumé des paramètres dimensionnels choisis

Le tableau 3.2 résume l'ensemble des paramètres dimensionnels choisis définis sur la figure 3.13.

TABLE 3.2 – Dimensions optimisées pour l'antenne proposée

W_{Patch}	=	1750 µm	Y_0	=	750 µm
L_{Patch}	=	1900 µm	W_{Line}	=	205 µm
W_{Slot}	=	130 µm	L_{Stub}	=	800 µm
L_{Slot}	=	1300 µm	h	=	50-200 µm

3.4.3 Modèle numérique

La représentation tridimensionnelle du modèle utilisé est représentée figure 3.15. En plus de valider par simulation la conception, ce modèle sert à simuler le comportement de l'antenne dans différentes situations.

Le modèle permet de déterminer quels seraient les effets d'un mauvais alignement de la fente lors de la fabrication, mais également d'estimer les propriétés de rayonnement de l'antenne et bien sûr ses capacités d'accordabilité.

Effet d'un mauvais alignement de la fente d'alimentation

Il a été identifié en amont de la fabrication une difficulté. En effet l'alignement entre l'élément rayonnant et la fente d'alimentation ne peut pas être réalisé facilement, le LCP étant opaque. Pour déterminer l'effet d'un mauvais alignement et estimer quel degré de precision est nécessaire lors de cette étape, nous avons simulé le comportement de l'antenne dans le cas où la fente d'alimentation serait mal alignée.

Cette série de simulations a montré que jusqu'à 200 µm de décalage dans le sens longitudinal ou transversal, un mauvais alignement de la fente n'avait pas d'effet notable sur l'adaptation ou la fréquence de résonance de l'antenne. Au delà de 200 µm de décalage dans le sens longitudinal (suivant Y), la

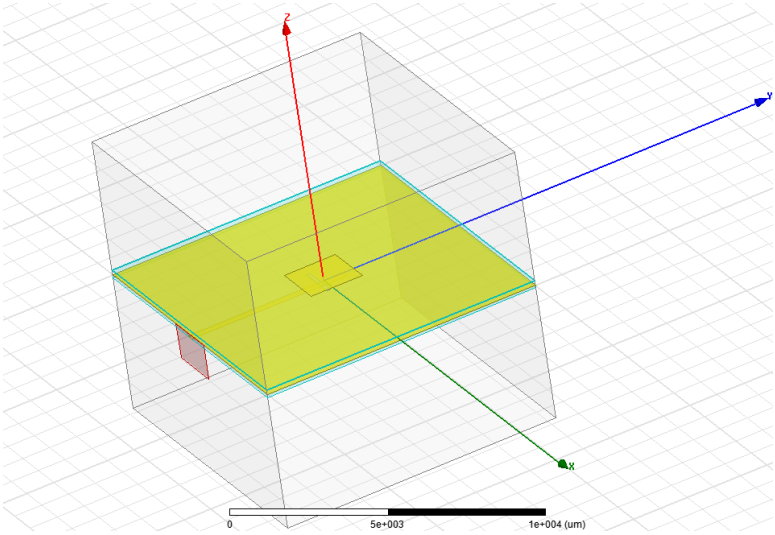


FIGURE 3.15 – Modèle numérique de l'antenne réalisé grâce au logiciel HFSS. On distingue par transparence la ligne d'alimentation ainsi que la fente.

fréquence de résonance change de plus de 200 MHz et le couplage diminue de plus 3 dB.

Lors de la fabrication il faut donc tendre à limiter les imprécisions d'alignement en dessous de 200 µm.

Antenne en position nominale, rayonnement de l'antenne

L'antenne complète a été simulée dans un premier temps dans sa position nominale (distance patch-plan de masse : $h = 160$ µm) afin de se faire une idée de ses propriétés de rayonnement. Dans cette position l'antenne résonne à 61,75 GHz. Sa bande passante à -10 dB est de 3,5 GHz et son gain de 7,9 dBi. La figure 3.16 représente son diagramme de rayonnement à 61,75 GHz.

Accordabilité

L'accordabilité de l'antenne a été simulée en faisant varier la hauteur de la cavité d'air sur la maquette numérique. Pour des hauteurs de cavité d'air allant de 100 µm à 200 µm, la fréquence de résonance varie de 60,5 à 61,9 GHz (2,2 %). En dessous de cette plage, l'antenne n'est plus adaptée et au dessus la fréquence de résonance ne varie quasiment plus.

La figure 3.17 représente le facteur de réflexion du dispositif pour différentes hauteurs de cavité d'air. On voit que la fréquence de résonance varie bien avec la hauteur h de la cavité d'air. On remarque aussi que l'antenne

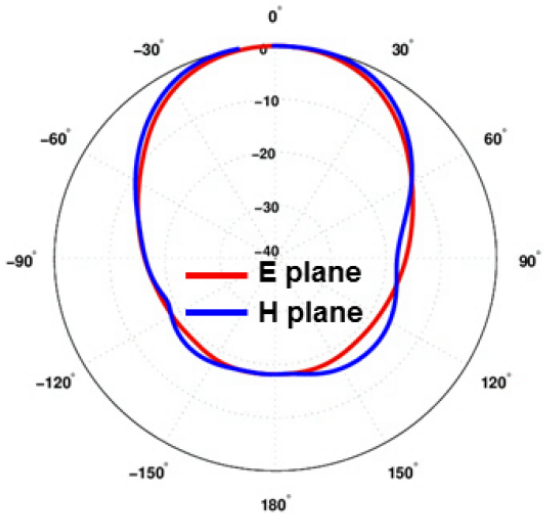


FIGURE 3.16 – Diagramme de rayonnement de l'antenne à la fréquence de résonance en position nominale ($h = 160$ µm).

n'est plus adaptée pour des hauteurs de cavité inférieures à 100 µm (la résonance est à plus de -10 dB).

3.4.4 Fabrication

Le procédé de fabrication tire parti des principes de report de métallisation sur PDMS exposés au chapitre 2 ainsi que des techniques de microfabrication sur LCP développées à Georgia Tech.

Le procédé de fabrication représenté figure 3.18 est le suivant :

a) Une couche de molybdène de 50 nm d'épaisseur est déposée par pulvérisation cathodique sur un wafer en silicium.

b) Le patch en or, ainsi que les motifs d'alignement sont réalisés : une couche d'or de quelques dizaines de nanomètres est d'abord pulvérisée, puis mise en motif par lift-off. Cette couche est ensuite épaissie jusqu'à atteindre $1,5$ µm d'épaisseur par électrolyse dans un moule en résine.

c) La couche d'accroche est pulvérisée. Le moule en résine ayant servi à électrolyser l'or sert également pour réaliser le lift-off après cette étape (ceci permet d'économiser une enduction de résine supplémentaire).

d) Une couche de 20 µm de PDMS est enduite à la tournette puis polymérisée à température ambiante pendant quelques heures. On pourrait accélérer la polymérisation en chauffant l'échantillon, mais le PDMS est

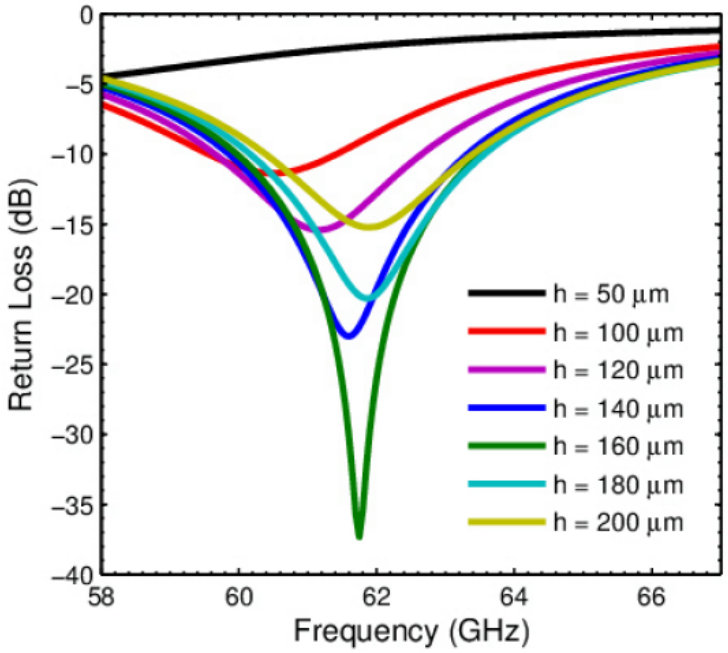


FIGURE 3.17 – Module du coefficient de réflexion S_{11} de l'antenne pour différentes hauteurs de cavité d'air.

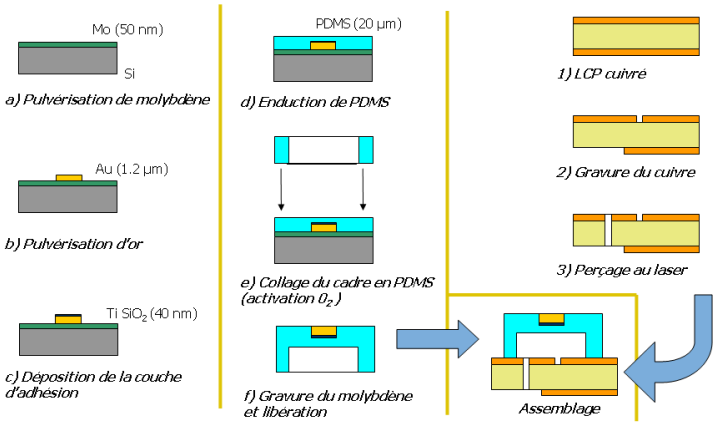


FIGURE 3.18 – Étapes de fabrication de l'antenne proposée

fortement sujet à l'expansion thermique. Les couches inférieures ayant des coefficients d'expansion thermique moindre, des contraintes apparaîtraient aux interfaces entre les couches. Ces contraintes pourraient provoquer des cassures ou déformations en se relâchant par la suite.

e) Un cadre en PDMS fabriqué séparément est collé sur l'échantillon. C'est ce cadre qui définit la cavité d'air. Pour le fabriquer, une couche de 160 µm de PDMS est enduite sur un autre wafer sur lequel a été déposée une couche de Téflon par plasma de C_4F_8. Après polymérisation, cette couche est découpée au scalpel pour former le cadre. La précision de la découpe est assurée par un gabarit réutilisable fabriqué auparavant. Le cadre ainsi découpé peut facilement être séparé du wafer support grâce à la couche antiadhésive de Téflon. Ce cadre est ensuite collé sur l'échantillon après activation au plasma O_2 des surfaces à mettre en contact et lubrification au méthanol (voir chapitre 2).

f) La couche sacrificielle de molybdène est gravée à l'eau oxygénée. Après cette étape, qui peut durer quelques heures, la structure en PDMS est libérée.

Toutes les étapes décrites précédemment, qui concernent le PDMS, ont été réalisées à l'IEMN. Les étapes suivantes, qui sont en rapport avec le LCP, ainsi que l'assemblage final ont été faits dans l'équipe MIRTECH de Georgia Tech.

1) Un échantillon de LCP, cuivré sur ses deux faces est découpé à la bonne taille.

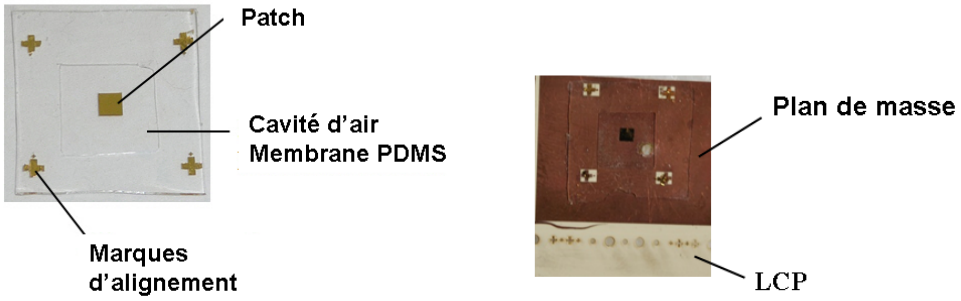
2) Le cuivre est gravé par attaque chimique sur les deux faces afin de définir d'un côté la ligne d'alimentation et de l'autre la fente pratiquée

dans le plan de masse ainsi que les marques d'alignement qui serviront à l'assemblage final. Pour garantir l'alignement entre la ligne d'alimentation et la fente, des trous sont percés au laser à travers le LCP (loin de la zone d'intérêt autour de l'antenne).

3) Le laser est à nouveau utilisé pour réaliser le trou par lequel l'air est injecté dans le dispositif

La dernière étape consiste à assembler les deux parties fabriquées séparément. Le PDMS a tendance à adhérer spontanément au cuivre (notamment si ce dernier est légèrement oxydé), mais pour garantir l'étanchéité, le collage est assuré par une colle époxy diluée. La nature des matériaux ainsi que la nécessité de les faire adhérer font que cet alignement ne peut pas être réalisé autrement que manuellement. Pour guider le manipulateur, des marques d'alignement ont été réalisées sur les deux parties à assembler. De cette manière il est possible, en s'aidant éventuellement d'une binoculaire, de pratiquer cet alignement avec la précision voulue.

La figure 3.19 présente des photographies d'échantillons fabriqués.



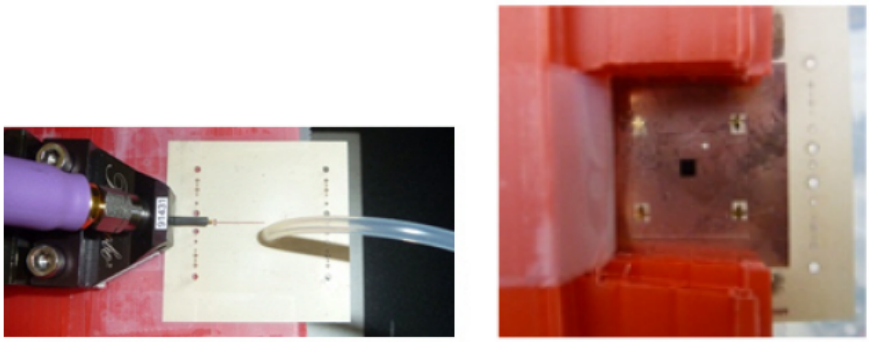
(a) (b)

FIGURE 3.19 – Photographies d'échantillons fabriqués (a) Partie PDMS uniquement (b)Dispositif complet.

3.4.5 Caractérisation

Coefficient de réflexion

L'antenne, entourée de mousse absorbante a été caractérisée sous pointe. De l'air est injecté dans le dispositif par l'intermédiaire d'une seringue reliée à un manomètre. L'antenne en cours de caractérisation est représentée figure 3.20.



(a) (b)

FIGURE 3.20 – Photographies de l'antenne en cours de caractérisation (a) Face "ligne" : on distingue la pointe de caractérisation à gauche ainsi que le capillaire servant à acheminer l'air sous pression dans le dispositif. (b)Face "patch" : la mousse absorbante rouge sert à empêcher les réflexions pouvant perturber la mesure.

Ce dispositif a permis de mesurer le coefficient de réflexion et donc de déterminer la fréquence de résonance de l'antenne pour différentes hauteurs de cavité d'air. Le coefficient de réflexion est représenté figure 3.21.

Dans la position nominale (pas d'air injecté ou aspiré de la cavité) la fréquence de résonance de l'antenne est de 61,75 GHz, ce qui est cohérent avec la simulation. La bande passante à -10 dB est de 4,8 GHz. Quand l'air est aspiré de la cavité, la fréquence de résonance peut être abaissée jusqu'à 61,3 GHz (450 MHz d'accordabilité). A partir d'une certaine hauteur minimale, la membrane se colle au plan de masse et la résonance disparait (membrane collapse). Injecter de l'air dans la cavité n'a pas eu d'effet sur la fréquence de résonance.

Rayonnement

Le diagramme de rayonnement de l'antenne a été mesuré en champ lointain. Une antenne cornet connectée à un amplificateur faible bruit (LNA) a été utilisée comme récepteur pour caractériser l'antenne accordable en émission.

La figure 3.22 représente les diagrammes de rayonnement de l'antenne à la fréquence de résonance nominale (61,75 GHz) ainsi qu'aux fréquences minimale et maximale de la bande passante à -10 dB (60,1 et 64,9 GHz). A la fréquence nominale sont aussi représentées les données obtenues en polarisation croisée.

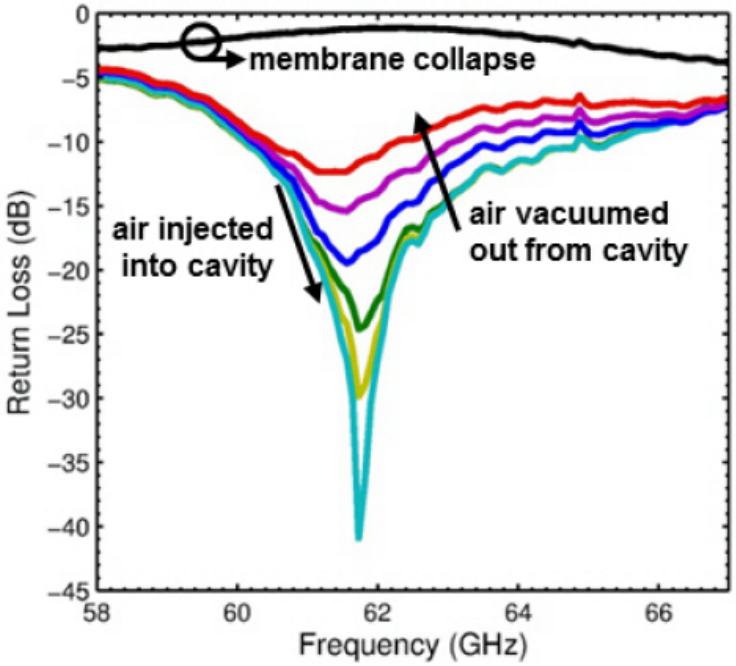


FIGURE 3.21 – Pertes en réflexion en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de cavité d'air.

Le gain de l'antenne est de 8 dBi, sa bande passante à -3 dB est de ± 33deg dans le plan H. Ces valeurs sont cohérentes avec la simulation. Les gains aux fréquences minimale et maximale de la bande d'accordabilité sont respectivement 6,5 et 7,6 dBi.

3.4.6 Bilan, perspectives

Les performances principales simulées et mesurées de l'antenne sont résumées dans le tableau 3.3.

Les propriétés de l'antenne mesurées sont conformes aux prédictions du modèle numérique, excepté pour l'accord qui est bien plus faible qu'espéré. Ceci est sûrement dû à la différence qui existe entre le mouvement simulé de l'antenne et son mouvement réel. En effet, dans la simulation la membrane supportant le patch reste horizontale et toujours parallèle au plan de masse. Dans la réalité, la membrane en se gonflant déforme le patch qui va prendre une forme convexe. Sous l'effet de la traction exercée par la membrane, le patch peut également s'étendre dans une certaine mesure. Cet effet aurait

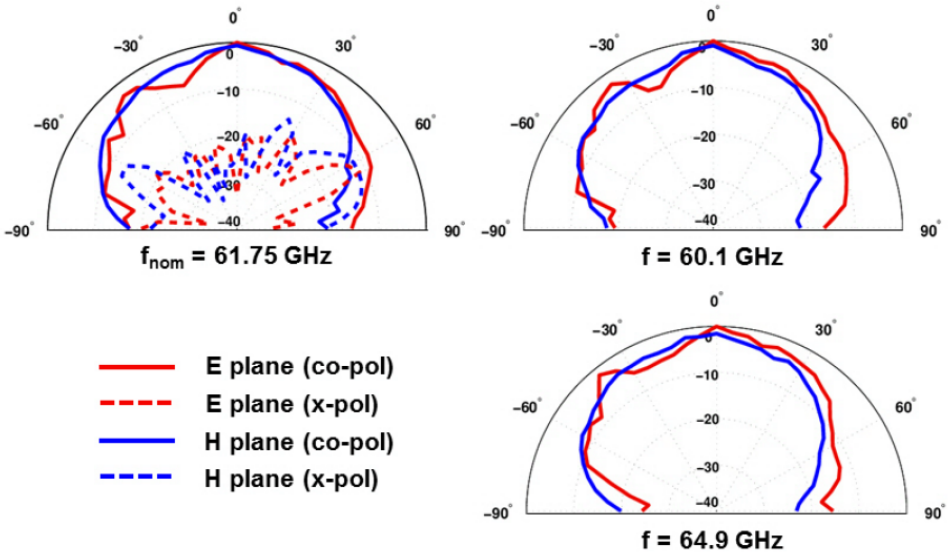


FIGURE 3.22 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne à 60,1, 61,75 et 64,9 GHz.

TABLE 3.3 – Principales performance simulées et mesurées de l'antenne.

	Simulé	**Mesuré**
fréquence de résonance	61,75 GHz	61,75 GHz
Gain	7,9 dBi	8 dBi
Bande passante -10 dB	3,5 GHz	4,8 GHz
Accordabilité en fréquence	1,4 GHz (2.3 %)	450 MHz (0,7 %)

tendance à faire diminuer la fréquence de résonance de l'antenne, contrebalançant l'effet recherché.

À la lumière de ces résultats et forts de l'expérience de cette réalisation, certaines pistes d'optimisation peuvent être dégagées, en particulier :

- Le collage PDMS/LCP n'est pas forcément optimal. Ajouter une couche supplémentaire comme nous l'avons fait change légèrement les dimensions dans le sens vertical. De plus, l'étanchéité n'est pas forcément assurée.
- Pour améliorer l'accordabilité il peut être judicieux de placer le patch plus proche du plan de masse en position nominale (cavité d'air moins haute). En effet, comme le montre le graphique de la figure 3.5, moins la cavité d'air est haute, plus le changement de hauteur va avoir un

effet important sur la fréquence de résonance. Pour réaliser ceci, il faut trouver un moyen d'empêcher la membrane de coller au plan de masse.
- Il serait intéressant d'avoir un retour sur la hauteur de membrane afin de contrôler plus précisément l'accord. Ce retour pourrait être réalisé de plusieurs manières. Une mesure optique de la position de la membrane par exemple imposerait peu de perturbations au système existant tout en fournissant une information précise.
- Enfin, il est possible d'ajouter un diélectrique de haute permittivité entre le plan de masse et le patch, ce qui a pour effet d'augmenter la permittivité équivalente globale du système et devrait augmenter la plage d'accord.

Au final, bien qu'ayant des performances assez limitées, cette réalisation a permis de montrer la possibilité de concevoir et fabriquer des dispositifs entièrement souples et accordables en associant PDMS et LCP. Cette antenne a également permis de confirmer, dans une certaine mesure, la validité des modélisations réalisées et leurs limites.

3.5 Antenne actionnée magnétiquement

Une seconde antenne accordable en fréquence a été développée durant cette thèse. Le principe de reconfiguration, ainsi que la géométrie de cette antenne sont identiques à ceux de l'antenne présentée ci-dessus. L'originalité de cette réalisation vient du principe d'actionnement. Dans ce dispositif, le patch est réalisé en fer-platine (FePt). Cet alliage est conducteur et, cristallisé dans la bonne phase, présente une aimantation rémanente. Sous l'effet d'un champ magnétique extérieur, le patch va être attiré ou repoussé entrainant un changement de la hauteur de la cavité d'air.

Par rapport au dispositif précédent, celui-ci présente l'avantage d'être bien plus facilement intégrable car il ne nécessite pas de circuit pneumatique pour être actionné. Le champ magnétique de commande peut être produit par une bobine placée sous le dispositif.

Le principal verrou technologique qui a dû être levé pour cette réalisation a été le report de FePt en couche mince sur PDMS. Nous allons voir quelles sont les contraintes liées à l'utilisation de ce matériau et comment elles ont été surmontées.

3.5.1 Le fer-platine utilisé comme moyen d'actionnement et conducteur électrique

L'alliage que l'on utilise est composé à part égale de fer et de platine (on peut le noter $Fe_{50}Pt_{50}$). Sa conductivité est de 10×10^6 $S.m^{-1}$ soit à peu près le quart de la conductivité de l'or. Comme le confirme les simulations, cela n'a qu'un effet limité sur l'efficacité de nos dispositifs.

D'un point de vue cristallographique, le fer et le platine étant miscibles l'un dans l'autre et ayant des rayons atomiques proches (140 pm pour le fer, 135 pm pour le platine) leur alliage va cristalliser préférentiellement en phase cubique à faces centrées (fcc) sans localisation préférentielle pour les différentes espèces. Une maille de ce type est représentée figure 3.23. Cette conformation cristallographique est dénommée phase A1.

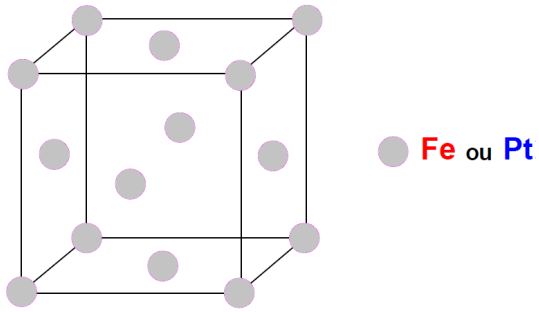


FIGURE 3.23 – Maille de base du FePt en phase A1. Les atomes de fer et de platine n'ont pas de placement préférentiels.

En phase A1, le FePt ne présente pas de champ rémanent. Pour que la rémanence puisse apparaitre, le FePt doit être cristallisé en phase L_{10}. Dans cette phase les atomes de fer et de platine sont ordonnés en couches successives (voir figure 3.24).

Pour entraîner ce changement de phase, il faut réaliser un recuit comme le montre le diagramme de phase du FePt représenté figure 3.25.

Un recuit de 30 minutes à 750 ° suffit à entraîner ce changement de phase. La figure 3.26 représente les caractéristiques magnétiques (aimantation M en fonction du champ magnétique H) de couches de FePt déposées par pulvérisation avant et après recuit. Les courbes sont obtenues grâce à un magnétomètre à échantillon vibrant (VSM). Après recuit, le FePt présente dans le plan un champ coercitif H_c de 12500 Oe et une induction rémanente B_r de 1,1 T.

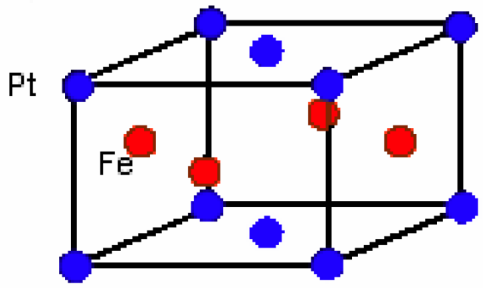


FIGURE 3.24 – Maille de base du FePt en phase L_{10}. Dans cette phase, des couches de chaque espèce se succèdent.

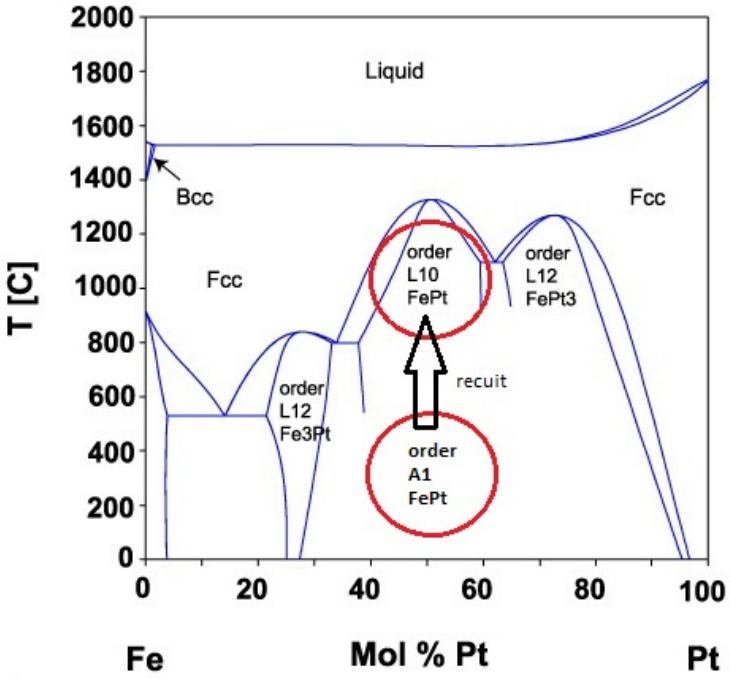


FIGURE 3.25 – Diagramme de phase du FePt – source : Frederiksson *et al.* [171].

Le tableau 3.4 résume les propriétés des couches de FePt. Ces valeurs ont été utilisées dans les modélisations présentées ci-dessous.

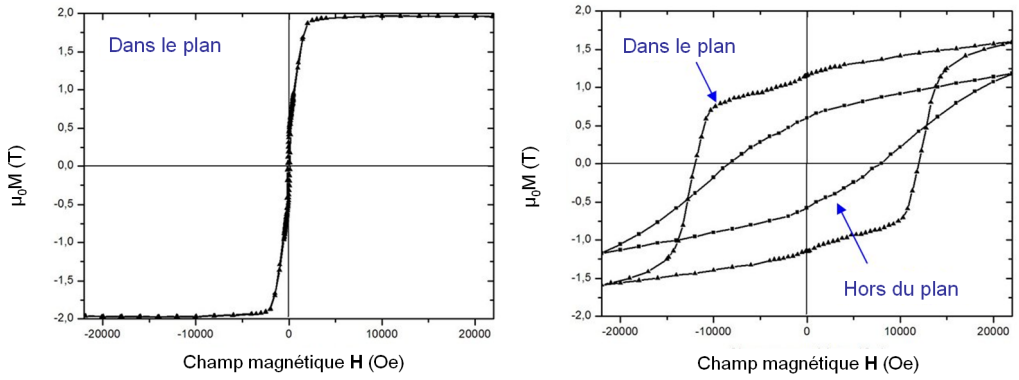


FIGURE 3.26 – Caractéristique magnétique de multi-couches de Ta (100 nm) /FePt (1260 nm)/Ta (100 nm). a) Après pulvérisation. b) Après pulvérisation et recuit – Source : S. Hage-Ali [65]

TABLE 3.4 – Propriétés électromagnétiques du FePt pulvérisé et recuit

Conductivité	$10.10^6 s.m^{-1}$
Champ coercitif dans le plan	12500 Oe
Induction rémanente dans le plan	$1,1\ T$
Champ coercitif hors plan	10000 Oe
Induction rémanente hors plan	$0,5\ T$

3.5.2 Modèle numérique de l'antenne

Modélisation de l'actionnement

Pour les essais, l'actionnement sera réalisé par l'intermédiaire d'un aimant permanent Néodyme-Fer-Bore (NdFeB) cylindrique de petite taille (3 mm). Le fournisseur de cet aimant indique une aimantation de 1,38 T. Le principe de l'actionnement est représenté figure 3.27. L'aimant placé sous la structure va attirer ou repousser le patch dont l'aimantation est orientée suivant $\vec{z}$. Lorsque l'aimant est éloigné, le patch va retourner à sa position nominale sous l'effet de la force de rappel élastique exercée par la membrane en PDMS qui le supporte.

On cherche à déterminer la force exercée sur le patch en FePt par l'aimant permanent.

La force élémentaire $d\vec{F}$ exercée par une induction $\vec{B}$ sur le moment magnétique $\vec{M}$ d'un volume élémentaire dV s'écrit :

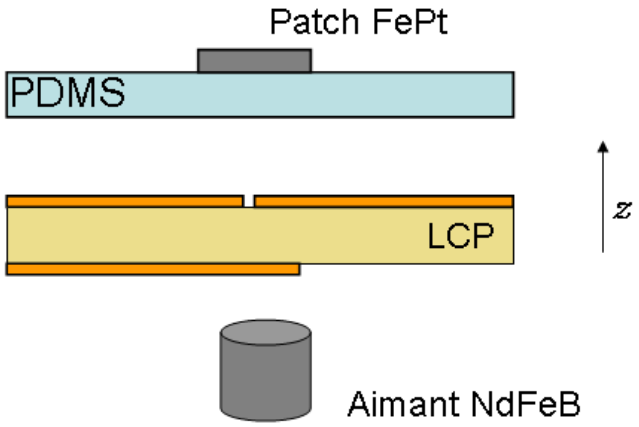


FIGURE 3.27 – Principe de l'actionnement.

$$d\vec{F} = (\vec{M} \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.dV \tag{3.13}$$

La force totale exercée s'obtient donc en intégrant l'équation précédente sur tout le volume du patch :

$$\vec{F} = \iiint_V (\vec{M} \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.dV \tag{3.14}$$

Le patch étant polarisé suivant la direction $\vec{z}$, son aimantation peut s'écrire $\vec{M} = M.\vec{u}_z$ où M est la valeur de l'aimantation rémanente du cycle hors du plan.

La force $\vec{F}$ peut alors être calculée :

$$\vec{F} = M \iiint_V (\vec{u}_z \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.dV = M \iiint_V \frac{\partial \vec{B}}{\partial z} dV \tag{3.15}$$

Soit :

$$\vec{F} = M.[\iint_{S1} B_{S1} - \iint_{S2} B_{S2}].\vec{u}_z \tag{3.16}$$

Où $S1$ et $S2$ représentent les surfaces supérieure et inférieure du patch respectivement. Concrètement la force exercée par l'aimant permanent est égale à l'aimantation du patch multipliée par le gradient du champ magnétique créé par l'aimant entre les surfaces inférieures et supérieures multiplié par la surface du patch.

Des modélisations effectuées par éléments finis à l'aide du logiciel COMSOL permettent d'estimer le gradient du champ magnétique d'un aimant NdFeB tel que celui utilisé. Au final on trouve que la force exercée est d'environ 0,4 mN.

Cette valeur donne une idée de l'ordre de grandeur des forces en jeu, mais ne permet pas d'en déduire un déplacement car il est difficile de déterminer la tension mécanique exercée par la membrane. En effet, cette tension peut varier d'un échantillon à l'autre en fonction des conditions de fabrication.

Modélisation hyperfréquence

La géométrie de l'antenne est identique à celle fabriquée précédemment. La seule différence d'un point de vue modélisation hyperfréquence est la conductivité du patch. L'antenne est simulée de la même manière.

La figure 3.28 représente les variations du module de S11 en fonction de la fréquence pour la hauteur de gap d'air nominal (160 µm) ainsi que pour différentes hauteurs de gap d'air comprises entre 160 et 300 µm

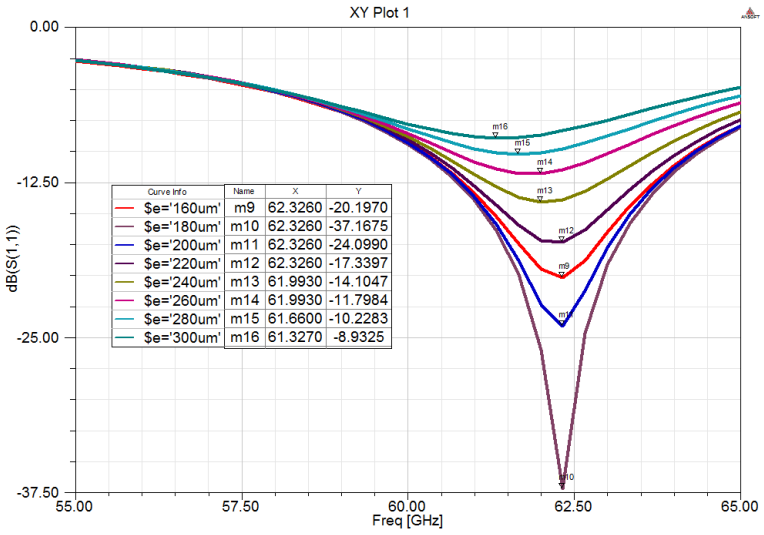


FIGURE 3.28 – Module en dB de S11 calculé par éléments finis en fonction de la fréquence pour différentes hauteurs de cavité d'air (e).

L'accord en fréquence est de 700 MHz entre 61.6 GHz et 62.3 GHz pour une variation de hauteur de cavité d'air allant de 160 µm à 300 µm. Pour des valeurs de gap d'air inférieures à 160 µm, la fréquence de résonance n'est pas modifiée significativement.

3.5.3 Procédé de fabrication

Le procédé de fabrication est très proche de celui présenté dans la section précédente. La seule différence étant le matériau utilisé. Néanmoins le dépôt et le report de FePt présentent certaines difficultés qu'il a fallu résoudre.

Difficultés de report de fer-platine sur PDMS

Comme on l'a vu plus haut, le FePt doit être recuit pour cristalliser dans une phase qui présente des caractéristiques magnétiques intéressantes. Ce recuit doit être réalisé à 750 ° pendant 30 minutes. La nécessité de ce recuit induit certaines contraintes.

Premièrement, peu de matériaux peuvent supporter un tel traitement. En particulier les matériaux souples sont en général peu résistants à la chaleur. Le procédé de report nous permet de fabriquer séparément dans un premier temps le métal et le support souple.

Ensuite, même pour le FePt, un tel traitement peut entraîner une dégradation du matériau. En particulier, sous l'effet de la chaleur, celui-ci peut avoir tendance à s'oxyder et le support sur lequel il est placé peut diffuser dans le FePt.

Pour éviter l'oxydation, le recuit doit être réalisé sous vide. On pratique une montée en température progressive et relativement lente pour que les espèces volatiles issues du dégazage puissent être évacuées sans dégrader le vide. Lors du recuit, la pression reste aux alentours de 10^{-5} $mbar$.

Pour limiter la diffusion on place le FePt entre des couches protectrices. Après plusieurs essais, notamment avec des couches de tantale (voir figure 3.29), le chrome s'est révélé être une barrière efficace. En effet celui-ci résiste bien au recuit et n'interfère pas avec le reste du procédé de fabrication.

Dernière difficulté majeure de cette fabrication, le FePt déposé par pulvérisation est relativement contraint. En fin de fabrication, après report sur PDMS et libération, ces contraintes sont brutalement relâchées et des fissures peuvent apparaître. Pour pallier à ceci, on ajoute une couche d'or qui, beaucoup plus ductile que le FePt, joue le rôle d'absorbeur de contraintes et assure une continuité de métallisation même en cas de fissures.

Procédé de fabrication

Au final le procédé de fabrication représenté figure 3.30 est le suivant :

a) La première étape est le dépôt par pulvérisation cathodique d'une couche de molybdène de 150 nm sur un wafer en silicium. Comme précédemment, cette couche de molybdène est la couche sacrificielle

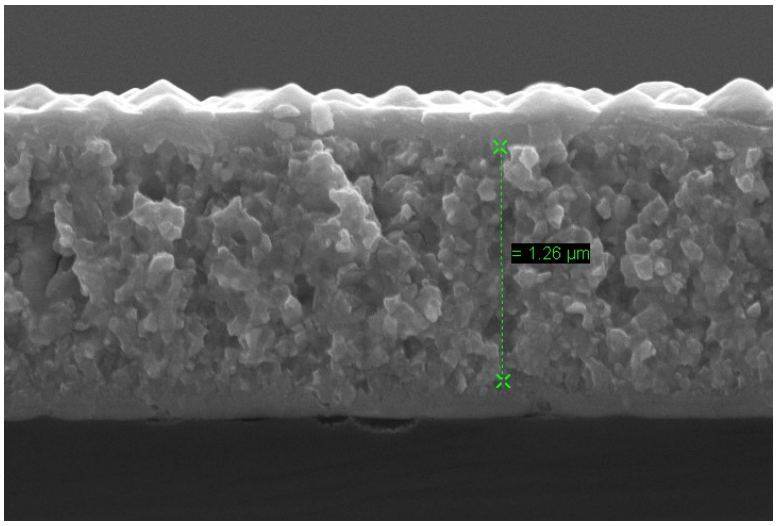


FIGURE 3.29 – Visualisation au Microscope Électronique à Balayage (MEB) d'un empilement Ta 100 nm / FePt 1260 nm / Ta 100 nm. On peut remarquer la cristallisation du FePt – Photo Yannick Dusch

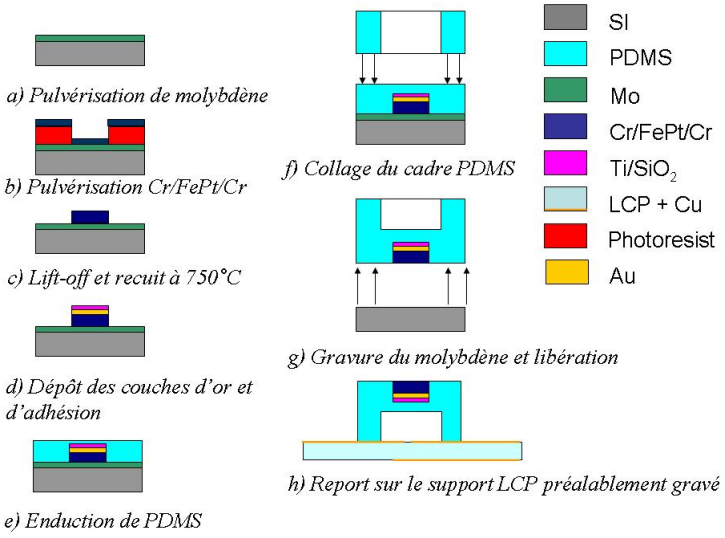


FIGURE 3.30 – Procédé de fabrication de l'antenne FePt

sur laquelle sera construite la structure de l'antenne et qui a vocation à être gravée en fin de procédé.

b) Ensuite la couche active de FePt d'épaisseur 1000 nm est également

pulvérisée et mise en motif par lift-off. Comme expliqué plus haut, le FePt est déposé entre deux couches de Chrome de 100 nm qui font office de barrière contre l'oxydation et la diffusion qui peuvent se produire pendant le recuit.

c) Le FePt doit ensuite être recuit sous vide à 750 ° pour cristalliser dans la phase magnétique dure dite L_{10}.

d) Après recuit, une couche d'or de 200 nm d'épaisseur est déposée par évaporation sur le patch. L'empilement est ensuite surmonté d'une couche d'accroche de 80 nm d'épaisseur. Cette couche d'accroche est composée comme précédemment de titane pulvérisé et d'oxyde de silicium (SiO2) déposé en phase vapeur assisté par plasma (PECVD - Plasma Enhanced Vapor Deposition).

e) La couche d'accroche permet d'assurer l'adhésion entre le patch métallisé et la membrane en PDMS de 20 µm qui est ensuite enduite à la tournette.

f) Un cadre en PDMS est préparé à part selon la même méthode que pour l'antenne actionnée pneumatiquement (dépot sur Téflon puis découpe au scalpel).

g) La structure est libérée par gravure de la couche sacrificielle de molybdène dans l'eau oxygénée.

h) Le patch sur PDMS est reporté sur la structure en LCP qui est identique à celle utilisée pour l'antenne à actionnement pneumatique.

La figure 3.31 est une photographie de l'antenne fabriquée.

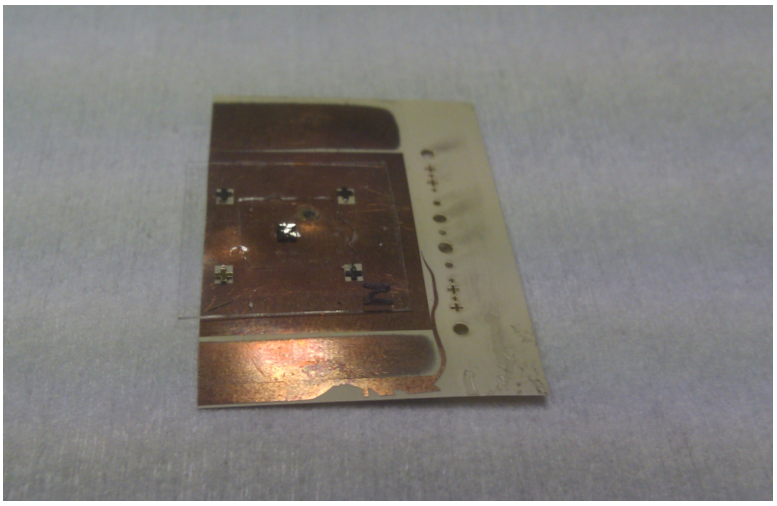


FIGURE 3.31 – Photographie de l'antenne fabriquée.

3.5.4 Caractérisation

L'antenne a été caractérisée par la mesure de son coefficient de réflexion à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E8316A et d'une cellule de mesure Anristu Universal Test Fixture 3680V. Compte tenu de l'encombrement des appareils de mesure, il n'a pas été possible de réaliser la mesure du déplacement du patch en même temps que la mesure des paramètres de l'antenne.

Dans un premier temps, seul le déplacement a été mesuré. Le patch a été actionné (c'est à dire repoussé ou attiré) en utilisant des aimants Néodyme-Fer-Bore type "pastille" de petite taille (épaisseur 2 mm diamètre 3 mm) placés sous le dispositif. Le déplacement vertical de la membrane a été mesuré en utilisant un microscope optique. Cette mesure est réalisée en réglant la distance focale du microscope sur le patch au repos puis à nouveau lorsqu'il est actionné. La distance de déplacement de l'objectif du microscope est la distance dont le patch s'est déplacé. Le déplacement mesuré est de 62 µm autour de la position d'équilibre (+27 µm, -35 µm). Ces valeurs ont été utilisées pour simuler le comportement de l'antenne (voir section 3.5.2).

L'antenne réelle a ensuite été caractérisée en réflexion. Le patch a été actionné de la même manière que précédemment.

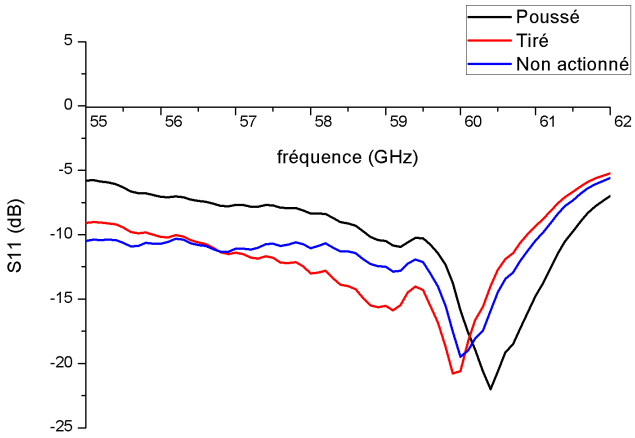


FIGURE 3.32 – Module du coefficient de réflexion mesuré pour les trois positions extrêmes obtenues en actionnant le dispositif.

L'accord en fréquence est de 500 MHz entre 59,9 GHz pour la position "tirée" et 60,4 GHz pour la position "poussée". En position nominale (au repos) la fréquence de résonance est de 60,0 GHz.

Discussion

On observe que les coefficients de réflexion mesurés diffèrent des coefficients simulés. Plusieurs facteurs pouvant entraîner des biais de mesure ont été identifiés.

En particulier il est difficile d'être sûr de réaliser correctement le lien entre la cellule de mesure et le dispositif. La cellule étant faite pour des matériaux rigides, elle déforme le substrat et le pincement des mâchoires de la cellule à tendance à déformer le substrat. Ceci peut créer une désadaptation et des modes de réflexion parasites à l'interface entre la cellule et le dispositif.

Deuxième cause d'erreurs possibles, la ligne étant reporté à l'envers de l'antenne, lors de la caractérisation, le rayonnement va se faire vers la structure métallique de la cellule et non en espace libre. Des mousses absorbantes ont été utilisées pour limiter l'effet perturbant que pourrait avoir la structure de la cellule sur le rayonnement, mais leur efficacité est limitée.

Enfin, l'amplitude de déplacement de la membrane est limitée. Ceci est dû à la difficulté a approcher l'aimant permanent pour le placer exactement sous le patch sans perturber la mesure ainsi qu'à l'efficacité limitée de l'aimant utilisé.

3.5.5 Bilan, perspectives

Les performances principales simulées et mesurées de l'antenne sont résumées dans le tableau 3.5.

TABLE 3.5 – Principales performances simulées et mesurées de l'antenne.

	Simulé	**Mesuré**
fréquence de résonance	62,3 GHz	60,0 GHz
Accordabilité	700 MHz (1,1 %)	500 MHz (0,8 %)

Cette réalisation à permis d'appréhender les difficultés du report de FePt sur PDMS. Elle a été l'occasion de démontrer qu'il était possible de déposer des couches fonctionnelles servant à la fois de conducteur et d'actionneur sur PDMS.

Même si les performances obtenues sont assez limitées, l'objectif de la démonstration de la réalisation et de l'actionnement est réussi. Ces travaux ouvrent la voie à un grand nombre de possibilités de réalisations prometteuses.

Cette réalisation à fait l'objet d'une communication aux 18$^{\text{ème}}$ Journées Nationales Microondes à Paris en 2013.

3.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre nous avons vu quelles étaient les propriétés des antennes planaires et comment on pouvait les modéliser et les dimensionner. Il a ensuite été montré comment une antenne planaire surmontant une cavité d'air peut être utilisée comme antenne accordable mécaniquement en fréquence.

Ce principe de reconfiguration, associé aux méthodes de dimensionnement et modélisation, ainsi qu'au procédé de fabrication présenté au chapitre précédent ont permis de réaliser deux antennes accordables en fréquence basées sur deux actionnements différents.

La première, actionnée pneumatiquement, présente un accord de 450 MHz (0,7%) autour de 61,75 GHz. La deuxième, actionnée mécaniquement présente un accord de 500 MHz (0,8%) autour de 60,0 GHz.

Ces réalisations sont des preuves de concepts et les éléments et procédés développés pour leurs réalisations ont vocation à servir de briques de base pour la réalisation de dispositifs plus performants.

Il est également intéressant de noter que les concepts développés ici sont transposables à plus haute fréquence. Comme noté en introduction, la reconfiguration mécanique, contrairement à la reconfiguration classique, est en général plus efficace avec l'augmentation de la fréquence, en particulier à cause de la diminution de taille des dispositifs qui accompagne l'augmentation de la fréquence et la diminution de la longueur d'onde. Cette diminution de taille permet également de simplifier le procédé de fabrication car il est possible de fabriquer plus de dispositifs en une seule session et également d'améliorer l'intégration de ces dispositifs.

Chapitre 4

Dispositifs pour balayage angulaire

Comme il a été vu en introduction, le balayage angulaire est primordial à la communication à 60 GHz. Il permet d'améliorer les télécommunications au sein d'un réseau, notamment en palliant au masquage, permet d'utiliser des antennes directives et d'optimiser dynamiquement le bilan de liaison. Ce balayage permet également d'envisager des applications de type "radar".

Il existe classiquement trois approches pour réaliser des antennes à balayage angulaire : les réseaux phasés, les antennes à commutation de faisceau et les antennes à balayage mécanique (voir section 1.2.2).

Dans ce chapitre nous allons étudier deux types de dispositifs reconfigurables mécaniquement permettant de réaliser un balayage angulaire : des déphaseurs à membrane mobile et une antenne scanner à bras de torsion ultra-souple.

4.1 Déphaseur à membrane ultrasouple mobile

4.1.1 Généralités

Les réseaux phasés (ou antennes réseaux à commande de phase) sont, comme leur nom l'indique, des réseaux d'antennes alimentées avec des signaux présentant un décalage de phase contrôlé ou déphasage. Ce déphasage entre chaque élément rayonnant va créer par interférométrie un faisceau dont la direction peut être orientée en modifiant le décalage de phase.

Historiquement, ils sont directement liés à deux prix Nobel :

Ils ont en effet, été imaginés par Karl Ferdinand Braun en 1905. Celui-ci a montré que ce type de systèmes pouvait améliorer l'émission de radiotransmissions dans une seule direction. Braun recevra en 1909, conjointement avec Marconi, le prix Nobel de physique pour ces travaux.

En 1946, après plusieurs années de développement (principalement militaire), Antony Hewish et Martin Ryle adaptent le système au domaine de la radioastronomie. Ils obtiennent conjointement le prix Nobel pour cette avancée technique ainsi que pour la découverte des pulsars qu'elle a permise [172].

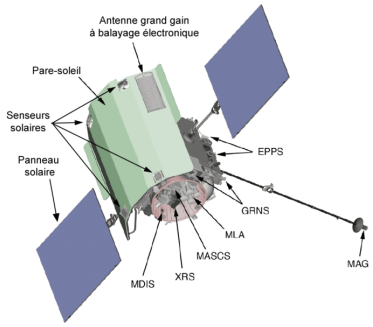
Aujourd'hui, les réseaux phasés sont très utilisés dans un grand nombre d'applications à différentes échelles :

- En **télécommunication**, ils sont intégrés dans de nombreux émetteurs AM ou FM pour améliorer le gain global du système.
- En **navigation** ils sont employés dans les radars où il permettent de réaliser un balayage en azimut et en élévation (figure 4.1a).
- Dans le domaine de la **défense** ils sont utilisés également dans des radars de différentes tailles (figure 4.1b).
- Dans le domaine **spatial**, ils équipent de nombreux satellites de communication ou de mesure qui doivent orienter leur faisceau d'émission précisément. On a vu qu'ils étaient également employés en astronomie où ils ont permis des découvertes majeures. La sonde MESSENGER (partie explorer la surface de Mercure) communique avec la Terre grace à deux antennes à réseaux phasés fonctionnant en bande X (figure 4.1c).
- Des réseaux phasés de grande taille sont également utilisés en **météorologie** (figure 4.1d).

Les deux premiers déphaseurs présentés ici ont été développés par S.Hage-Ali au cour de sa thèse. On pourra trouver une description complète de leur fonctionnement et de leur conception dans son manuscrit de thèse [3]. L'auteur du présent manuscrit ayant collaboré à la caractérisation des échantillons fabriqués, on présente ici succinctement le principe de fonctionnement ainsi que la fabrication des échantillons. La méthode ainsi que les résultats de

(a)

(b)



(c)

(d)

FIGURE 4.1 – Différentes applications des réseaux phasés. (a) Radar à réseau phasé actif (APAR) développé par Thales Pays-Bas équipant la frégate allemande anti aérienne F124 Sachsen class. (b) Système américain de détection de missiles et de surveillance spatiale pour la défense du territoire PAVE-PAW. (c) Schéma d'implantation des éléments de la sonde Messenger et sonde en cours de fabrication. L'antenne à balayage de phase est étiquetée : "antenne grand gain à balayage électronique". (d) Antenne à réseau phasé SPY-1A utilisé par le National Severe Storms Laboratory (Oklahoma) utilisé pour la détection et l'étude des tempêtes et ouragans.

caractérisation sont présentés plus en détail.

Des résultats de simulation de déphaseurs sur LCP, réalisés au cours de la présente thèse sont présentés par la suite.

4.1.2 Principe de fonctionnement

Théorie

Nous avons vu au chapitre 3 qu'un diélectrique surmontant une cavité d'air de hauteur variable peut être considéré comme un diélectrique homogène de permittivité variable (voir partie 3.2). C'est là encore ce principe qui a été utilisé.

En effet, le déphasage entre deux sections de lignes microruban de même longueur L sur des substrats de permittivités effectives distinctes ϵ_1 et ϵ_2 est donné par la formule [48] :

$$\Delta\phi = \frac{2\pi f}{c}(\sqrt{\epsilon_1} - \sqrt{\epsilon_2})L \tag{4.1}$$

Où c est la célérité de l'onde et f sa fréquence.

En faisant varier la permittivité d'un substrat sur lequel est placée une ligne microruban, il est donc possible de contrôler le déphasage introduit par ces lignes.

Comme pour les antennes accordables en fréquence, nous allons donc faire varier la permittivité du substrat en changeant la hauteur d'une cavité d'air, cette fois afin de créer un déphasage.

Mise en œuvre

La structure proposée par S. Hage-Ali *et al.* permettant de mettre en pratique cette idée est représentée figure 4.2.

Une ligne microruban en or est déposée sur un substrat de quartz fondu. Contrairement aux antennes présentées dans le chapitre précédent, c'est ici le plan de masse qui est souple et qui se déforme pour augmenter ou diminuer la hauteur de la cavité d'air. Ce plan de masse souple est composé de PDMS métallisé.

Actionnement

Pour actionner le plan de masse souple, deux méthodes d'actionnement représentées figure 4.3 ont été employées.

La première est basée sur un actionnement magnétique : un aimant permanent est reporté à l'envers du plan de masse composé de PDMS métallisé. Cet aimant est actionné par un champ magnétique produit par une bobine.

La deuxième méthode d'actionnement est plus originale : le plan de masse est attiré par capillarité par une goutte dont on fait varier la forme par électromouillage sur diélectrique.

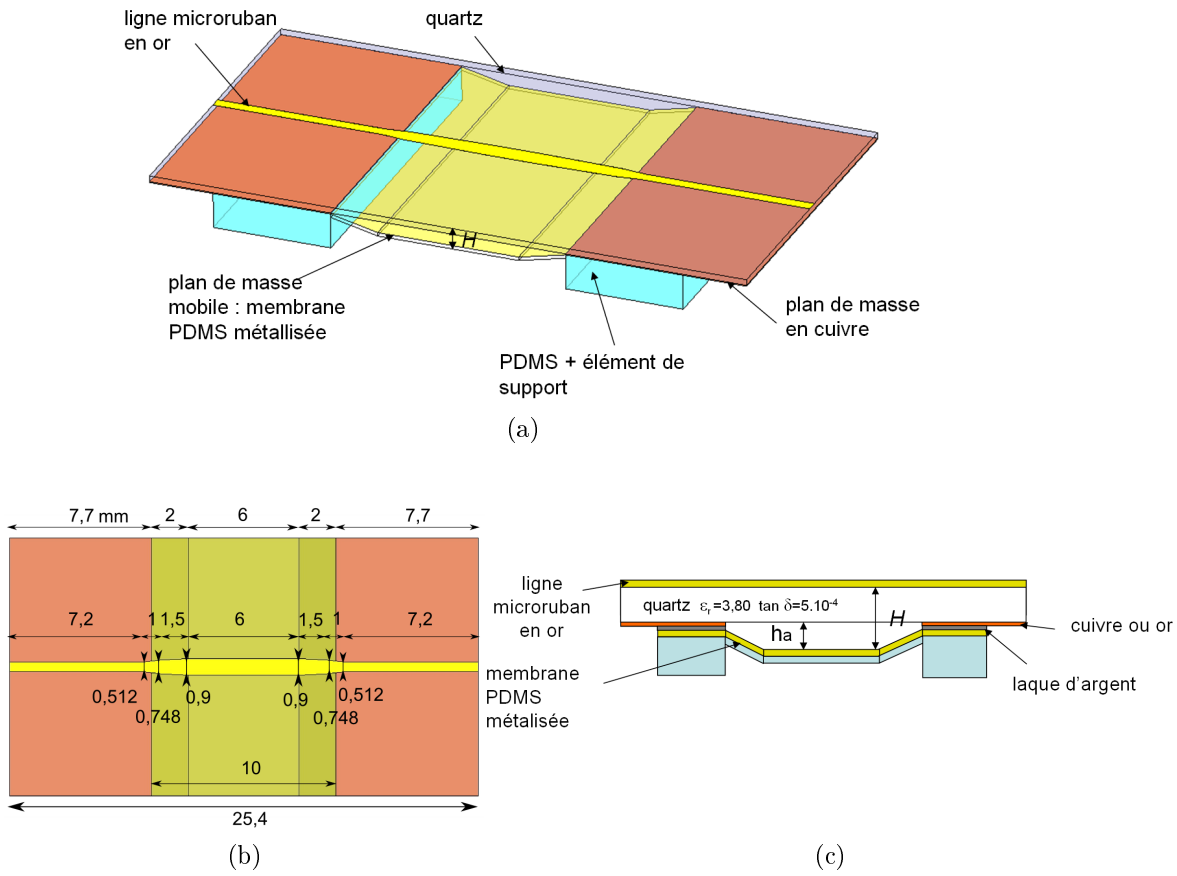


FIGURE 4.2 – (a) Schéma du déphaseur proposé (b) Vue de dessus (c) Vue latérale selon la coupe transversale – Source : Hage-Ali [3].

Cette méthode d'actionnement dite EWOD (Electro Wetting On Dielectric) repose sur la modification de l'angle de contact apparent d'une goutte de liquide conducteur par l'application d'une tension entre ce liquide et la surface sur laquelle la goutte est posée. Ce phénomène mis en évidence par Berge en 1993 [173] est représenté figure 4.4. Cette méthode d'actionnement a pu être mise en œuvre grâce à une collaboration avec l'équipe BioMEMS de l'IEMN.

4.1.3 Réalisation

Le déphaseur a été réalisée en utilisant un procédé de report similaire à ceux présentés précédemment (voir 2.2). Les principales étapes de fabrication sont représentées figure 4.5.

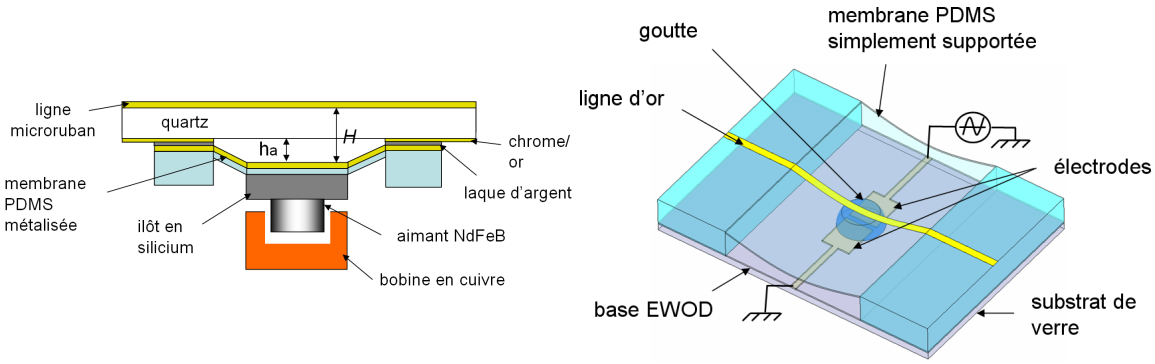


FIGURE 4.3 – Méthodes d'actionnement du déphaseur (a) Actionnement magnétique (b) Actionnement par EWOD.

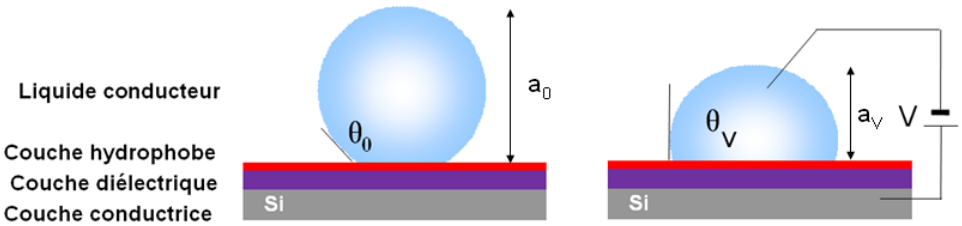


FIGURE 4.4 – Schéma de principe de l'EWOD – Source F. Lapierre [174].

La figure 4.6 représente deux photographies de déphaseurs réalisés. Sur chaque déphaseur deux lignes ont été reportées, mais une seule est effectivement utilisée.

Deux géométries de plan de masse ont été employées. La première consiste à métalliser sur toute sa surface la membrane en PDMS (figure 4.6a). Cette géométrie favorise la résistance du plan de masse.

Dans la deuxième géométrie, le plan de masse est métallisé localement sous la ligne microruban uniquement (figure 4.6b). Cette géométrie favorise la potentialité de déformation de la structure.

4.1.4 Caractérisation

Les deux déphaseurs ont été caractérisés en transmission et en réflexion entre 45 et 64 GHz à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent E8361A et d'une cellule Anristu 3680V. Les deux déphaseurs fabriqués sont représentés avec

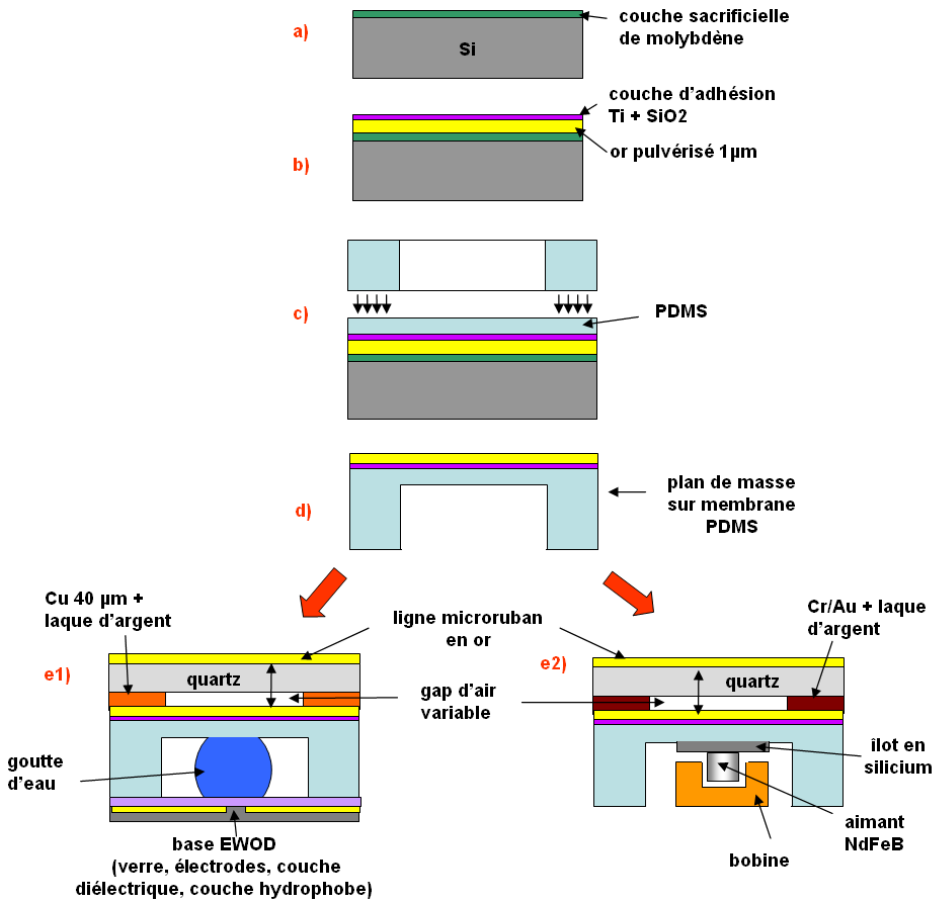


FIGURE 4.5 – Principales étapes technologiques de fabrication des déphaseurs.

leur moyen d'actionnement dans la cellule de mesure figure 4.7.

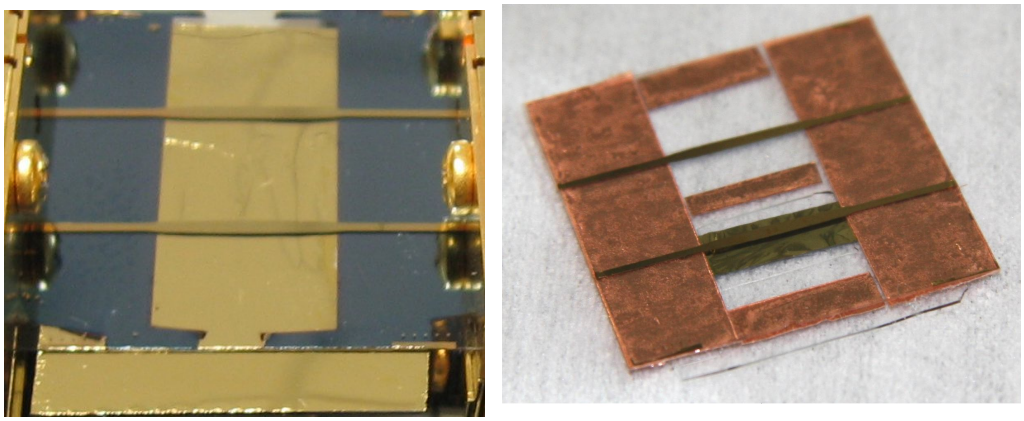
Caractérisation du déphaseur actionné magnétiquement

Ce déphaseur est actionné par une bobine de petite taille placée sous celui-ci. Parcourue par un courant I, cette bobine produit un champ magnétique susceptible d'attirer ou de repousser l'aimant permanent, lui même fixé à la membrane.

Le dispositif nous permet de mesurer les coefficients de réflexion ainsi que les pertes d'insertion du prototype sur la plage de mesure pour différentes valeurs de courant. Les modules de ces grandeurs sont représentés figure 4.8.

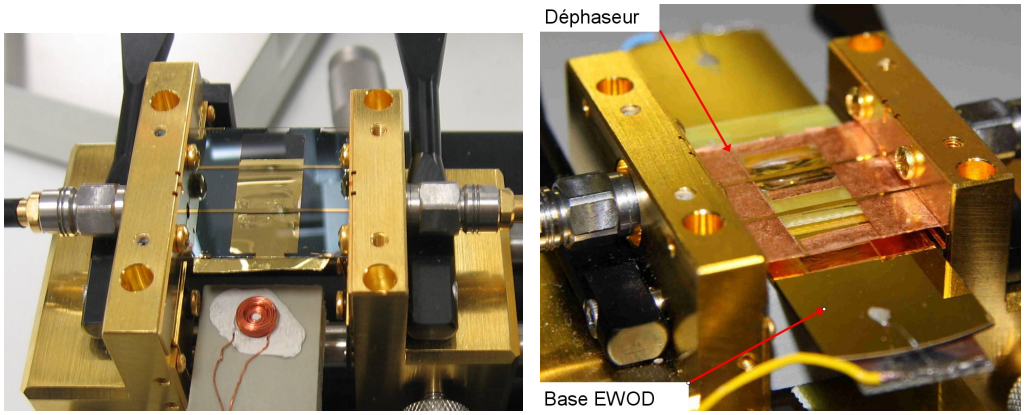
L'analyse de ces mesures montre que :

– Le déphaseur est pratiquement adapté sur toute la bande de fréquence



(a) (b)

FIGURE 4.6 – Déphaseurs réalisés (a) Plan de masse "pleine plaque" (b) Plan de masse localisé – Source : Hage-Ali [3].



(a) (b)

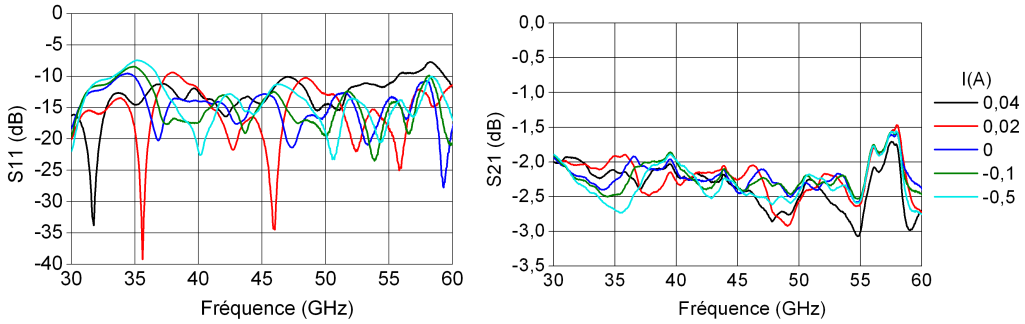
FIGURE 4.7 – Déphaseurs en cours de carctérisation (a) Déphaseur actionné magnétiquement (b) Déphaseur actionné par EWOD.

et dans toutes les positions (S11 $<$ 10 dB).

– Les pertes d'insertion varient entre -1,5 et -3 dB en fonction de la fréquence.

Le déphasage est défini comme la différence entre les valeurs de la phase de S21 lorsque le dispositif est au repos ($I = 0$) et lorsqu'il est actionné ($I \neq 0$).

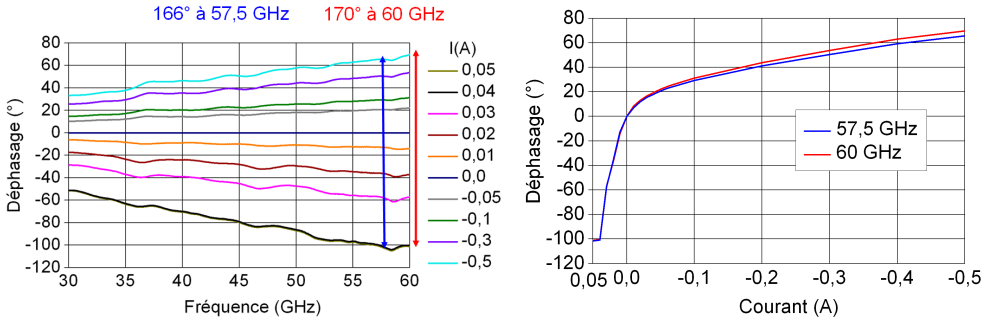
La figure 4.9 représente le déphasage mesuré en fonction de la fréquence de résonance et en fonction du courant d'actionnement. Pour des valeurs



(a) (b)

FIGURE 4.8 – (a) Coefficients de réflexion S11 et (b) pertes d'insertions S21 en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de courant I.

positives du courant, la membrane est attirée vers le plan de masse. Pour I = 0,05 A, elle est plaquée contre le quartz. Pour des valeurs négatives du courant, elle est repoussée. Le déphasage à 60 GHz atteint 170 ° pour un courant $I = 0,5\ A$. Ce courant entraine un déplacement de la membrane de 200 µm.



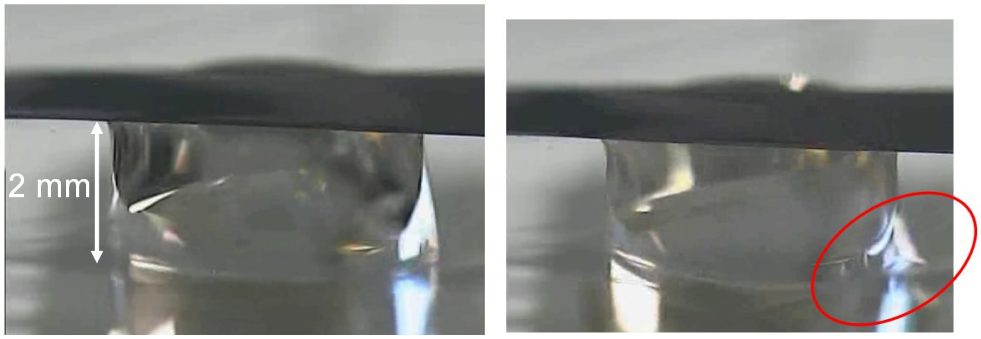
(a) (b)

FIGURE 4.9 – (a) Déphasage en fonction de la fréquence pour différents courant d'actionnement. (b) Déphasage en fonction du courant à deux fréquences distinctes (57,5 GHz et 60 GHz).

Caractérisation du déphaseur actionné par EWOD

L'actionnement par EWOD est mis visuellement en évidence figure 4.10. Une goute d'eau de 10 µL (hauteur environ 2 mm) est actionnée grâce à un signal carré de fréquence 1 kHz d'amplitude pic à pic de 240 V.

Il est difficile de déterminer analytiquement quelle est l'ampleur du déplacement d'une membrane actionnée par EWOD. Une goutte seule (sans membrane) va se déformer verticalement de 440 µm. On peut en déduire logiquement que le déplacement de la membrane sera moins important.



(a) (b)

FIGURE 4.10 – Visualisation d'une goutte en contact avec une membrane (a) au repos (b) actionnée.

Le déphasage obtenu entre la position non actionnée et la position actionnée en fonction de la fréquence du signal électromagnétique transmis est représenté figure 4.11. Il est compris entre 8,5 ° à 45 GHz et10,8 ° à 64 GHz. Il est en moyenne de 10 ° sur la bande de mesure.

4.1.5 Bilan

Dans cette section nous avons présenté deux déphaseurs reconfigurables par déformation d'un plan de masse souple. Deux actionnements différents ont été employés. L'actionnement par EWOD représente une preuve de faisabilité. C'est à notre connaissance un exemple unique d'actionnement de membrane par cette technologie. Néanmoins les performances obtenues sont limitées et la mise en œuvre de cet actionnement est relativement compliquée.

Les performances obtenues pour le déphaseur à actionnement magnétique sont bien plus intéressantes. Le dispositif nous permet d'obtenir un déphasage contrôlé de manière analogique jusqu'à une valeur de 170 ° à 60 GHz et 166 ° à 57,7 GHz.

La figure de mérite (FOM), c'est à dire le déphasage rapporté aux pertes d'insertion de ce déphaseur est de 62 °/dB à 60 GHz et 97 °/dB à 57,7 GHz. Ces résultats sont à l'état de l'art des déphaseurs utilisés à ces fréquences [54, 52] pour une fabrication relativement simple et surtout très bas coût comparé aux déphaseurs RF-MEMS classiques [50, 49].

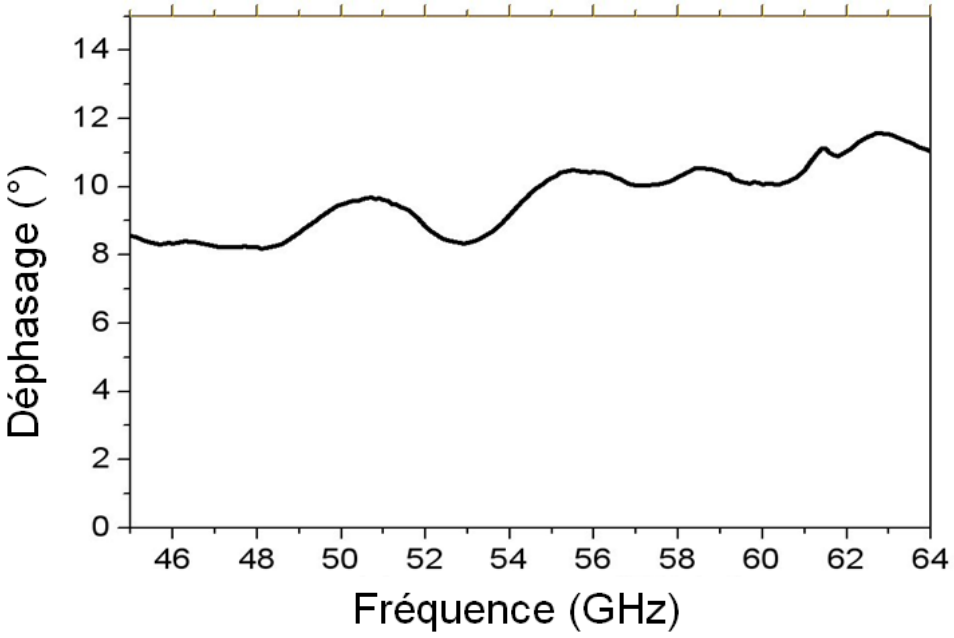


FIGURE 4.11 – Déphasage mesuré entre la position au repos et la position actionné – Source : Hage-Ali [3].

Ces réalisations ont fait l'objet de deux communications : lors de la conférence Transducers à Pékin en 2011 pour le déphaseur actionné par EWOD [175] et lors du symposium de la Microwave Theory and Technics Society (IEEE MTT-S) à Montréal en 2012 [176].

4.1.6 Modélisation de déphaseur à ligne mobile sur LCP

Les déphaseurs présentés ci-dessus sont dits à plan de masse mobile, car c'est le plan de masse qui est actionné pour modifier la hauteur de cavité d'air. Il est possible d'imaginer des déphaseurs à ligne mobile. Le principe de fonctionnement est le même, mais cette fois, c'est la ligne qui est reportée sur PDMS et qui se déforme sous l'effet d'un actionnement tandis que le plan de masse reste fixe.

Le principal avantage de cette géométrie est que la membrane en PDMS supportant la ligne peut *a priori* se déformer plus qu'une membrane supportant un plan de masse car elle est moins contrainte par la couche de métallisation.

Un déphaseur à ligne mobile a été simulé. Ce déphaseur est réalisé sur LCP, matériau déjà employé pour la réalisation d'une antenne présentée au

chapitre précédent. L'emploi du LCP permet au dispositif d'être entièrement souple et conformable.

Géométrie du déphaseur

La géométrie du déphaseur sur LCP est présentée figure 4.12. Il est composé d'une couche de LCP de 100 µm métallisée sur sa face inférieure. La ligne est reportée sur une membrane en PDMS de 20 µm d'épaisseur supportée par un cadre en PDMS de 80 µm d'épaisseur. La géométrie de la ligne est adaptée pour tenir compte de la transition entre la partie PDMS plein (au-dessus du cadre) et la partie sur membrane.

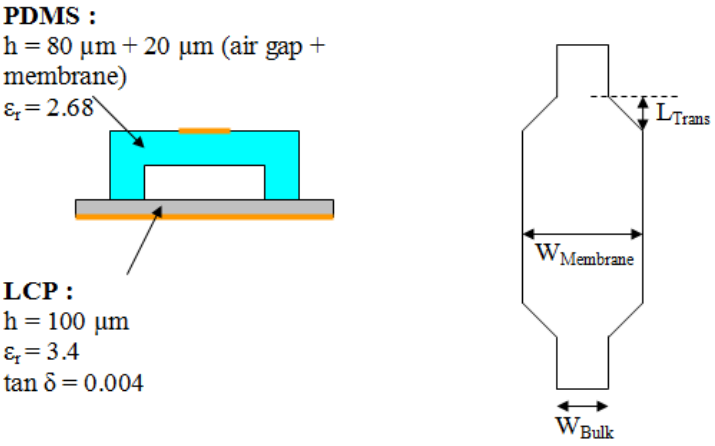


FIGURE 4.12 – Géométrie du déphaseur sur LCP. À gauche vue en coupe, à droite vue de dessus de la ligne. W_{Bulk} = 545 µm, $W_{Membrane}$ = 730 µm, L_{Trans} = 100 µm

La longueur totale du déphaseur est de 3500µm, la longueur de la partie sur PDMS massif est de 250 µm (de chaque côté), la longueur de la partie sur membrane est donc de 3000 µm.

Ces longueurs sont déterminées pour offrir un compromis entre résistance mécanique, pertes et déphasage. En effet, la partie sur PDMS plein doit être la plus courte possible pour minimiser les pertes. De plus elle ne participe pas au déphasage. Elle doit toutefois être suffisamment large pour soutenir la structure. D'autre part, c'est dans la section sur membrane que le déphasage est généré. Plus cette partie est longue plus le déphasage pourra être important, mais plus les pertes générées seront importantes. La encore la résistance mécanique est à prendre en compte.

Modélisation de la géométrie

Modéliser un tel déphaseur nécessite de prendre en compte la manière dont la membrane se déforme. Il n'est pas évident d'intégrer un modèle de déformation mécanique dans un logiciel destiné au calcul électromagnétique tel que HFSS. Un modèle simple de déformation a donc été utilisé. Ce modèle est représenté figure 4.13. La déformation est modélisée par une rampe linéaire de longueur 200 µm au voisinage du cadre.

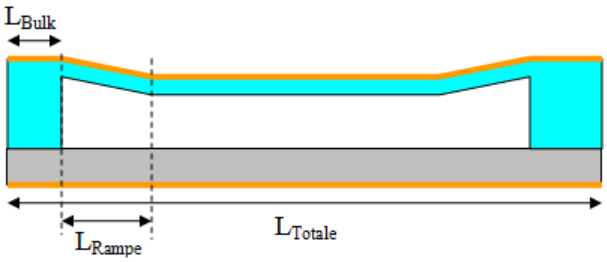


FIGURE 4.13 – Approximation linéaire de la déformation de membrane. L_{Totale} = 3500 µm, L_{Rampe} = 200 µm, L_{Bulk} = 250 µm

La géométrie du modèle numérique est réalisée en modélisant dans un premier temps uniquement la membrane déformée linéairement comme expliqué plus haut. La silhouette de la ligne est ensuite projetée sur cette membrane déformée. Ceci permet de modéliser tous les états déformés avec un seul modèle représenté figure 4.14.

La hauteur de la cavité d'air varie de 20 à 200 µm par pas de 5 µm lors de la simulation.

Résultats de simulation

Le déphasage calculé à 60 GHz grâce au modèle numérique est représenté sur la figure 4.15. On considère le déphasage comme la différence de phase entre la position nominale et une position actionnée.

Celui-ci est compris entre -65 ° pour une hauteur de cavité de 10 µm et 13 ° pour une hauteur de cavité de 200 µm. Soit un déphasage total de 78 ° .

Les pertes sont comprises entre 0,8 dB et 1,70 dB avec une moyenne de 1,4 dB et un écart type de 0,4 dB.

La figure de mérite (rapport du déphasage aux pertes) varie entre 84 ° /dB et 109,3 ° /dB. Sa moyenne est de 109,3 ° /dB et son écart type est de 24 ° /dB.

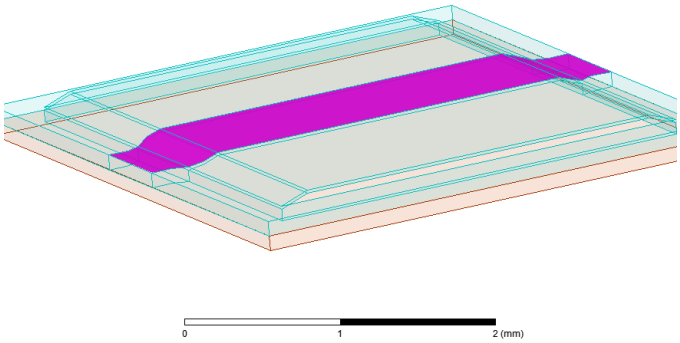


FIGURE 4.14 – Géométrie du modèle numérique réalisé.

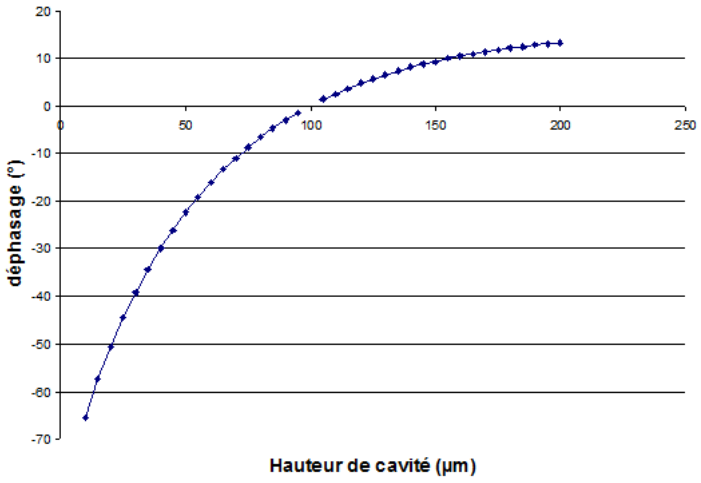


FIGURE 4.15 – Déphasage en fonction de la hauteur de cavité d'air à 60 GHz.

Pour ce type de déphaseur, il est également intéressant d'étudier le déphasage en fonction de l'encombrement. La figure 4.16 représente le déphasage par centimètre en fonction de la hauteur de cavité d'air à 60 GHz.

Le déphasage par unité de longueur relativement à la phase en position nominale est compris entre -184 °/cm et 37,8 °/cm, soit un déphasage total de 221,8 °/cm.

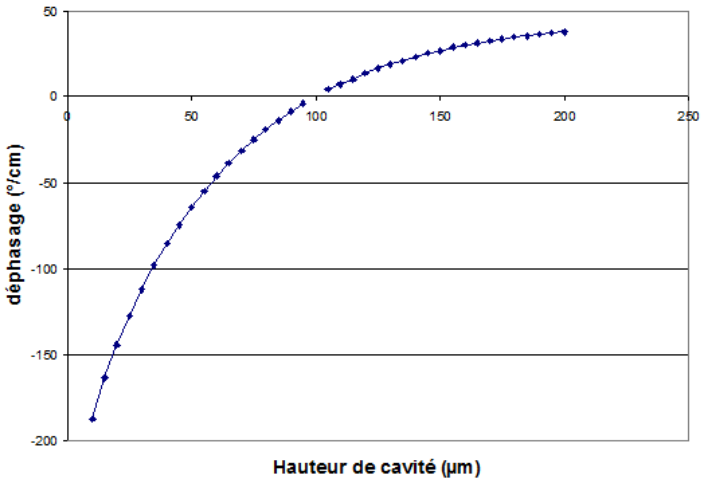


FIGURE 4.16 – Déphasage relatif à la phase en position nominale par centimètres en fonction de la hauteur de cavité d'air à 60 GHz.

Bilan

Ces résultats sont moins bons que les résultats obtenus par simulation pour les déphaseurs présentés précédemment (déphasage moyen 280 °/cm, figure de mérite moyenne 815 °/dB) compte tenu des propriétés moins favorables des matériaux utilisés (ici du LCP, précédemment du quartz).

Malgré tout, ces résultats théoriques sont meilleurs que les résultats obtenus en caractérisation pour les dispositifs à plan de masse mobile (10 °/cm pour l'actionnement EWOD et 170 °/cm pour l'actionnement magnétique).

Dans le cas du plan de masse mobile, la membrane entièrement métallisée supportant le plan de masse n'est pas complètement "souple" et limite les performances du système ce qui explique les faibles caractéristiques des dispositifs à plan de masse mobile présenté précédemment. Le déphaseur simulé ici est à ligne mobile, la membrane supportant la ligne, moins contrainte que celle supportant le plan de masse devrait être plus mobile.

Par rapport aux déphaseurs précédents, celui-ci présente également le grand avantage d'être entièrement souple.

Ces déphaseurs n'ont pas été réalisés durant la thèse. Cependant les méthodes qui permettraient de les fabriquer sont très proches des méthodes employées pour la réalisation de l'antenne accordable en fréquence sur LCP présentée au chapitre précédent. Les méthodes d'actionnement présentées pourraient également être adaptées facilement.

4.2 Antenne scanner

Une autre méthode permettant d'obtenir un dépointage du signal émis, évoquée en introduction, est de réorienter directement les éléments rayonnants dans la direction souhaitée par voie mécanique. Cette idée, rendu possible par la souplesse du PDMS, a été exploitée au travers de la réalisation d'une antenne réseau à balayage mécanique.

4.2.1 Conception de l'antenne

Principe de fonctionnement - ligne microruban en torsion

Les techniques de fabrication développées ainsi que l'extrême souplesse du PDMS permettent de réaliser des interconnexions autorisant une rotation autour de leur axe de symétrie comme représentée figure 4.17. L'idée ici est d'intégrer ce type d'interconnexion à une antenne, elle même rigide, afin de concevoir un système orientable dans deux dimensions.

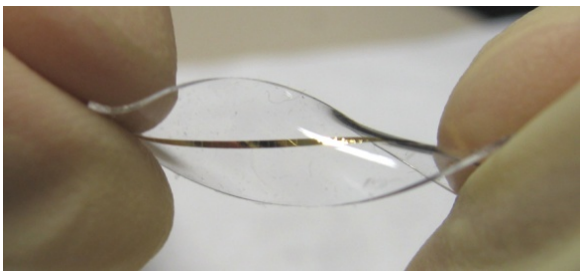


FIGURE 4.17 – Ligne sur PDMS soumise à une torsion de 270 ° .

Pour cela il a été nécessaire, dans un premier temps de vérifier que la transmission du signal par une ligne microruban subissant une torsion n'est pas perturbée. *A priori*, la ligne propageant un signal en mode transverse (ou quasi transverse) et la torsion ne modifiant pas la géométrie suivant la section transverse, le signal ne devrait pas être perturbé.

Pour le vérifier numériquement, une ligne microruban sur PDMS soumise à une torsion a été simulée sous HFSS. Une image du modèle numérique utilisé est représenté figure 4.17.

Les paramètres S de la ligne obtenus à 60 GHz par simulation sont représentés figure 4.19. Les pertes d'insertion de la ligne sont semblables aux pertes d'insertion d'une ligne identique qui ne serait pas soumise à une torsion [2]. Quand à l'adaptation, elle subit des variations brusques avec l'angle. Ces variations proviennent sûrement en partie de problème de modélisation,

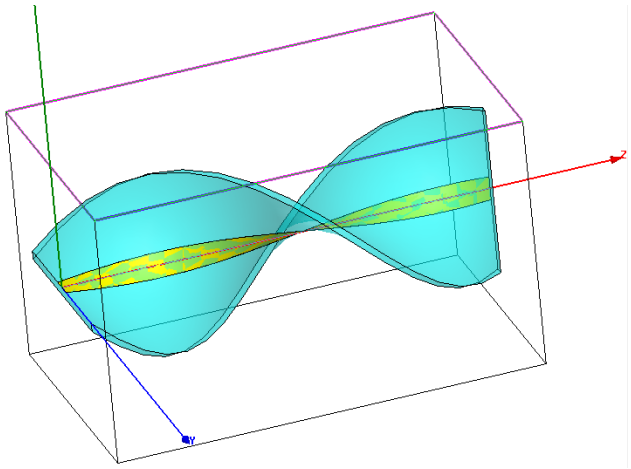


FIGURE 4.18 – Modélisation HFSS d'une ligne 50 Ω sur PDMS soumise à une torsion. Dimensions : hauteur de PDMS H = 200 µm, largeur de ligne W = 540 µm, longueur L = 1 cm

le maillage de ce type de géométrie étant relativement compliqué. Malgré cela, pour des angles de torsion compris entre 0 et 180 ° , l'adaptation de la ligne est correcte ($S_{11} < -14\ dB$).

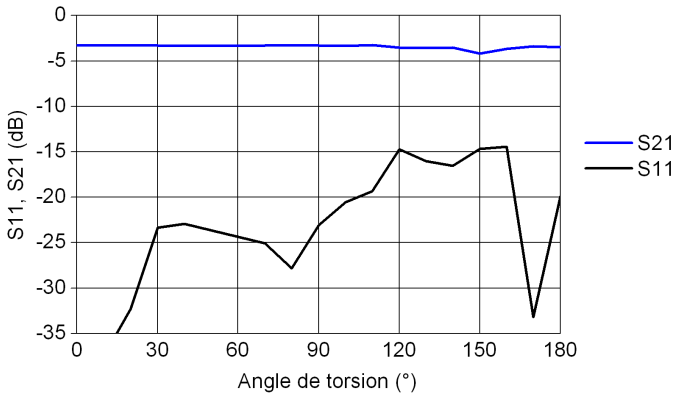


FIGURE 4.19 – Paramètres S de la ligne modélisée en fonction de l'angle de torsion à 60 GHz.

On peut donc raisonnablement estimer qu'une ligne microruban en torsion transmet correctement le signal.

Géométrie de l'antenne

Le schéma de principe de l'antenne est représenté figure 4.20 : une antenne composée d'un réseau de 4x2 éléments rayonnants, reportés sur une membrane PDMS est placée sur un plan de masse rigide en cuivre sur silicium. Ce plan de masse est relié à un cadre par l'intermédiaire de deux bras de torsion en PDMS. L'un de ces bras de torsion supporte également la ligne d'alimentation.

Cette géométrie permet une réorientation des éléments rayonnants sans modification de leurs forme ou position relative. Donc, *a priori*, sans modification du rayonnement de l'antenne.

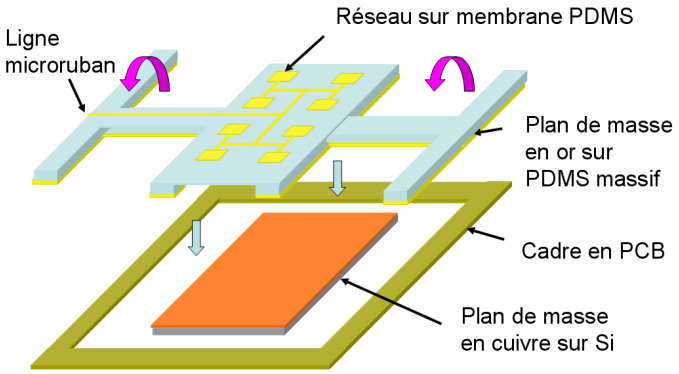


FIGURE 4.20 – Schéma de principe de l'antenne scanner.

Le PDMS étant utilisé pour la ligne d'alimentation, il doit être employé également comme substrat supportant les éléments rayonnants. Comme on l'a vu plus tôt, le PDMS massif induit des pertes importantes à 60 GHz. Le réseau est donc réalisé sur une membrane de 20 µm de PDMS surmontant une cavité d'air de 180 µm d'épaisseur.

Le réseau de 4x2 éléments rayonnants, initialement dimensionné à l'IETR, est représenté figure 4.21.

Le fonctionnement de ce réseau a été simulé à l'aide du logiciel HFSS par S. Hage-Ali. Sa fréquence de résonance est de 56,35 GHz. Ses caractéristiques mesurées sont détaillées dans la suite.

4.2.2 Actionnement de l'antenne

Il est donc possible d'imaginer une antenne orientable dans l'espace. Reste à déterminer comment actionner cette antenne.

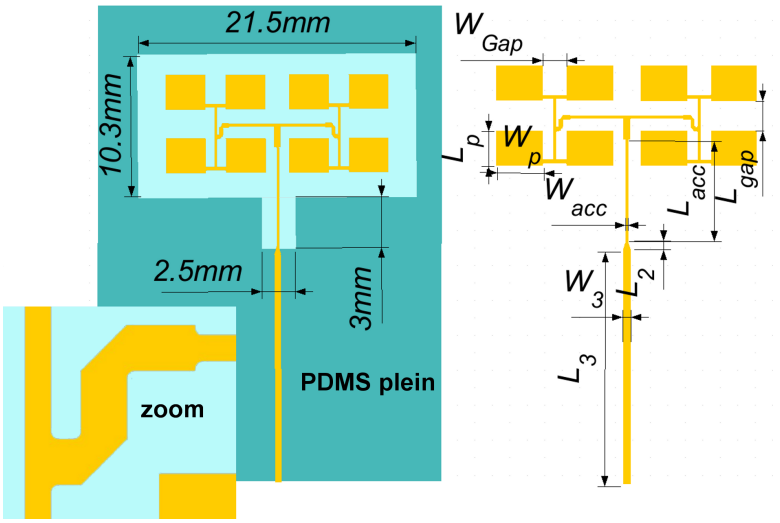


FIGURE 4.21 – Géométrie de l'antenne. $W_p = 3100$ µm, $L_p = 2225$ µm, $W_{acc} = 170$ µm, $L_{acc} = 4544$ µm, $L_2 = 470$ µm, $W_3 = 540$ µm, $L_3 = 14732$ µm, $L_{gap} = 1855$ µm, $W_{gap} = 1600$ µm

Système d'actionnement

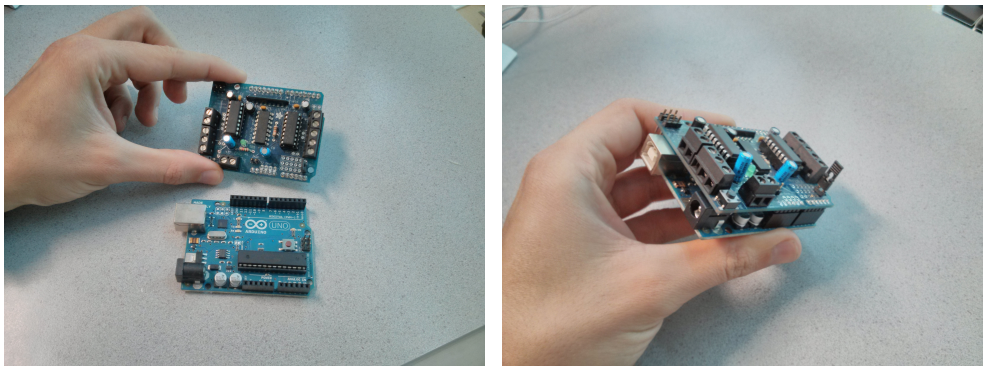
Compte tenu du débattement angulaire important souhaité ($\pm 90^\circ$), et pour simplifier la conception, il a été décidé de réaliser l'actionnement par l'intermédiaire d'un moteur électrique de petite taille. Ce moteur doit être commandé efficacement pour orienter l'antenne dans la direction optimale.

On souhaite réaliser ces calculs directement au niveau du dispositif. Pour cela un micro-contrôleur est utilisé. Pour notre protoptype nous avons choisi d'utiliser une carte Arduino équipée d'un micro contrôleur ATmega328. Cette carte est développée comme une plateforme de prototypage électronique open source [177].

Les cartes Arduino présentent les avantages d'être faciles à interfacer et à programmer mais aussi d'être très peu couteuses. De part leur caractère "open source", un important panel d'accessoires ("shields") et de nombreuses bibliothèques ont étés développées spécifiquement pour ces cartes.

Un accessoire spécifique permettant de transformer un signal de commande en signal de puissance permettant d'alimenter le moteur à été utilisé. Cet accessoire, le Motor Shield, utilise deux ponts en H développés par ST Microelectronics (type L293) [178].

La figure 4.22 représente des photographies de la carte Arduino et du Motor Shield avant et après assemblage.



(a) (b)

FIGURE 4.22 – Système de commande (a) Carte Arduino et Motor Shield (b) Le motor Shield est conçu pour être assemblé avec la carte Arduino.

Commande

Le schéma de contrôle de l'orientation de l'antenne scanner est représenté figure 4.23.

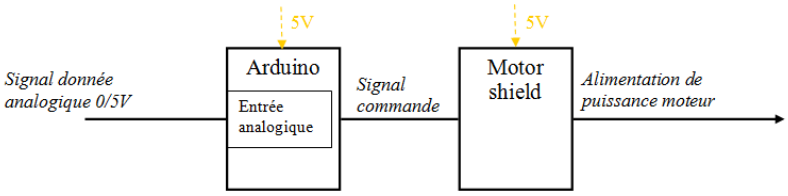


FIGURE 4.23 – Schéma de contrôle de l'orientation de l'antenne scanner. Le système de commande composé d'une carte Arduino et d'un Motor Shield (tous deux alimentés en 5V) convertit un signal d'entrée analogique, image de la qualité du signal reçu, en un signal de puissance permettant d'actionner le moteur.

L'Arduino utilise comme donnée d'entrée une tension comprise entre 0 et 5V (signal analogique) image de la qualité du signal reçu. Ce signal est échantillonné et converti en signal numérique sur 10 bits par l'Arduino. Après calcul par le micro-contrôleur ATmega, un signal de commande est transmis au module MotorShield. Celui-ci convertit ce signal de commande en signal de puissance et alimente le moteur par l'intermédiaire du pont en H.

L'algorithme de commande fonctionnel est représenté figure 4.24. Cet algorithme est divisé en deux parties, une initialisation suivie d'une boucle.

L'**initialisation** consiste à faire parcourir tout l'espace balayable à l'antenne (c'est à dire lui faire faire une rotation de $\pm 90^\circ$), en relevant l'intensité du signal reçu régulièrement, puis à orienter l'antenne vers le maximum d'intensité du signal relevé. La **boucle** permet de réorienter régulièrement l'antenne pour suivre un déplacement éventuel de l'émetteur sans perturber la transmission par un déplacement trop important qui pourrait faire perdre le signal.

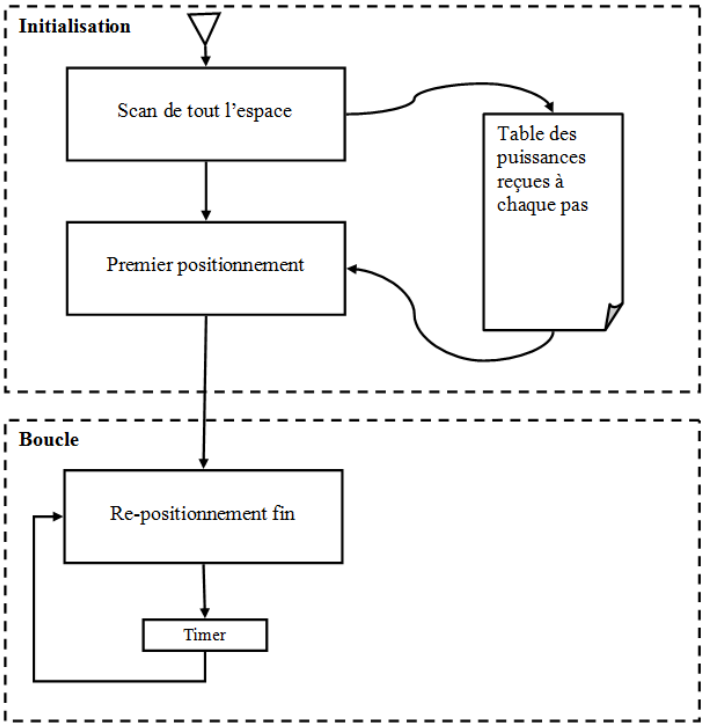


FIGURE 4.24 – Algorithme de positionnement global d'un point de vue fonctionnel.

Les algorithmes de positionnement détaillés, ainsi qu'une version simplifiée de leur implémentation en C sont détaillés dans les annexes A et B.

4.2.3 Fabrication

La fabrication tire encore une fois partie des méthodes de report sur PDMS présentées. Ce dispositif se rapproche un peu plus d'un système complet que les précédents. En plus de la fabrication de l'antenne en elle-même,

il a fallu concevoir le support pour celle-ci et y intégrer la connectique ainsi que l'actionnement.

Fabrication de l'antenne

Le procédé de fabrication a déjà été évoqué au chapitre 2. Par rapport aux procédés de fabrication précédents, les principales difficultés de la fabrication de l'antenne scanner sont que les éléments en PDMS sont métallisés sur leurs deux faces et qu'ils doivent être manipulés.

Les métallisation sur PDMS, en particulier les éléments fins tels que les lignes peuvent casser lorsqu'ils sont soumis à des contraintes trop importantes. La manipulation de métallisations sur PDMS non reportées sur une structure est toujours une étape délicate. Une fois les structures mises en place (ici le cadre et le plan de masse rigide) il est bien plus facile de manipuler les échantillons.

Les principales étapes de réalisation de la partie "antenne" du dispositif sont représentées figure 4.25. On ne détaille pas à nouveau ici comment sont réalisés les reports de métallisation sur PDMS, mais uniquement les grandes étapes d'assemblage.

Dans un premier temps, le plan de masse et les éléments rayonnants sont réalisés séparément sur deux wafer différents, tous deux ayant préalablement été surmontés d'une couche sacrificielle de molybdène.

Le plan de masse est composé d'une couche d'or pulvérisée de $1,2$ µm d'épaisseur supportée par une couche de PDMS de 180 µm. Avant libération, le plan de masse est découpé au scalpel grâce à un gabarit spécial. Le découpage permet de définir les bras de torsion ainsi que la cavité d'air qui est évidée.

Les patchs et la ligne sont de la même épaisseur et également composés d'or, mais celui-ci est électrolysé. Après la réalisation des patchs et de la ligne sur la couche sacrificielle de molybdène, une fine membrane de PDMS de 20 µm d'épaisseur est enduite sur les motifs.

Le plan de masse fabriqué séparément est collé sur cette membrane grâce à une activation par plasma O_2. A cette étape les motifs ne sont pas encore libérés. Une fois le plan de masse collé, la membrane supportant les patchs est également découpée en suivant les contours extérieurs du plan de masse.

Après ces étapes de collage et de découpe, la structure peut être libérée par gravure de la couche sacrificielle sur laquelle ont été fabriqués les éléments rayonnants et la ligne. A ce niveau, la structure en PDMS est terminée.

Cette structure est reportée sur le cadre en époxy qui a été réalisé à la fraiseuse. Le collage est assuré par une colle epoxy. La figure 4.26 représente le protoype à cette étape de fabrication. On peut remarquer que des en-

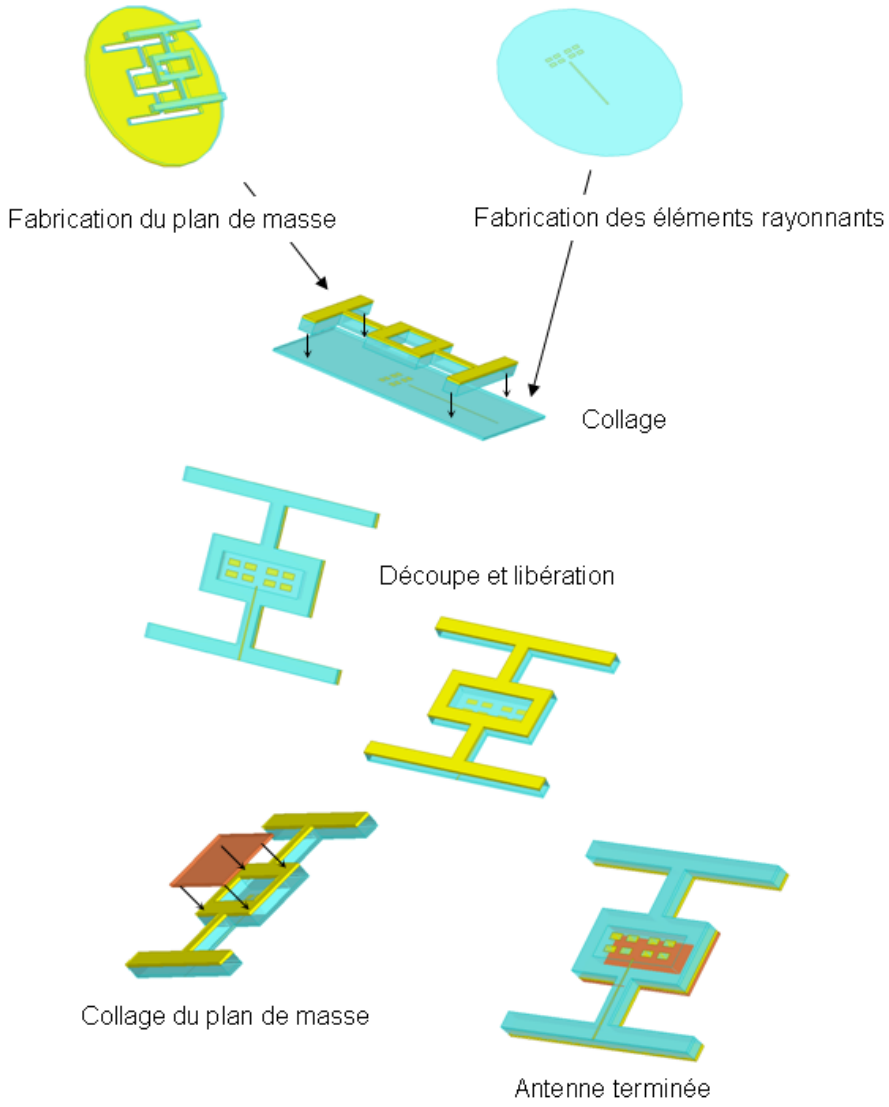


FIGURE 4.25 – Principales étapes de fabrication de l'antenne scanner.

coches arrondies ont été réalisées sur le cadre afin de permettre une liberté de rotation aux bras de torsion.

Le plan de masse rigide est fabriqué par pulvérisation d'une couche de cuivre sur un wafer en silicium découpé à la taille adéquate. Ce plan de masse est collé sur la structure à nouveau à la colle epoxy. La continuité électrique entre le plan de masse souple (c'est à dire la couche d'or sur PDMS) et le plan de masse rigide est assurée par de la laque d'argent.

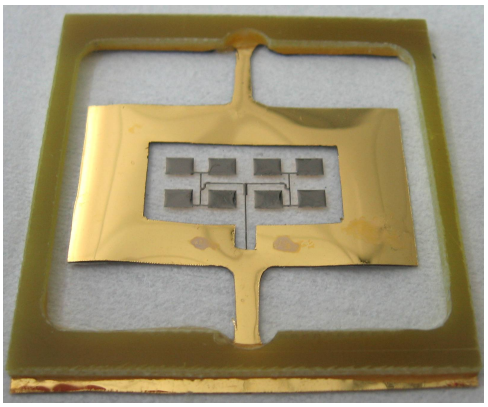


FIGURE 4.26 – Structure en PDMS du scanner reporté sur le cadre en epoxy. La métallisation souple face arrière en or dépasse d'un côté du cadre pour assurer la continuité électrique avec le connecteur qui sera ajouté par la suite. Les patchs rayonnants sont noirs car on aperçoit la face en contact avec le PDMS qui est recouverte par la couche d'accroche composée de titane et d'oxyde de silicium.

La figure 4.27 est une photographie de l'antenne fabriquée.

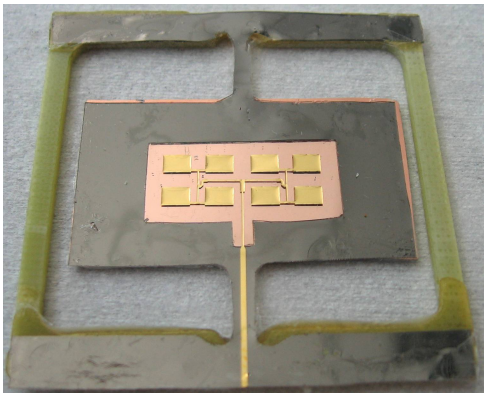
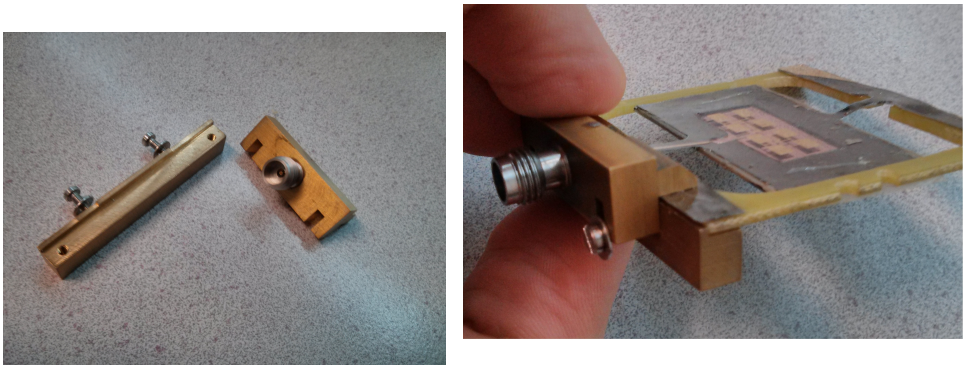


FIGURE 4.27 – Photographie du prototype de scanner fabriqué après report du plan de masse (silicium métallisé).

Support et connectique

L'antenne est reliée au reste du système par une transition microruban/coaxial (connecteur V). Cet adaptateur est monté dans un support en laiton, spécialement adapté, conçu et fabriqué au laboratoire.

Ce connecteur, représenté figure 4.28a, est composé de 2 parties. La partie supérieure contient la transition microruban/coaxial en lui même. La partie inférieure assure la liaison avec le plan de masse.



(a) (b)

FIGURE 4.28 – Connecteur monté sur un prototype d'antenne (a) vu de dessus (b) vu de côté.

Le maintien en position du connecteur est réalisé par pincement du support de l'antenne. Deux vis assurent que les deux parties du connecteur restent en place et maintiennent le support de l'antenne.

L'assemblage doit être réalisé avec attention, en particulier l'âme conductrice centrale de la transition doit être placée précisément au milieu de la ligne microruban. Une photographie de l'antenne assemblée au connecteur est représentée figure 4.28b.

4.2.4 Modélisation et caractérisation

Coefficient de réflexion

L'antenne a été modélisée par éléments finis à l'aide du logiciel HFSS. Elle a également été caractérisée en réflexion par mesure à l'analyseur de réseau dans la cellule Anristu utilisée précédemment.

Le module du coefficient de réflexion ainsi que le diagramme de Smith mesurés et simulés de l'antenne réseau sont représentés figure 4.29 et figure 4.30 respectivement. On constate un assez bon accord entre la simulation et l'expérience. la fréquence de résonance de l'antenne est de 56,2 GHz. La bande passante à -10 dB est de 4,4 GHz, l'adaptation à la résonance est de -50 dB. Ces mesures ont été réalisées sans le connecteur.

Pour vérifier que la torsion de la ligne d'alimentation n'affecte pas le comportement de l'antenne, celle-ci à également été caractérisée en réflexion avec

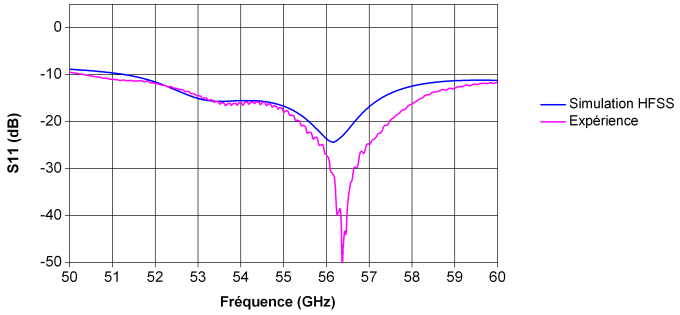


FIGURE 4.29 – Module du coefficient de réflexion de l'antenne réseau.

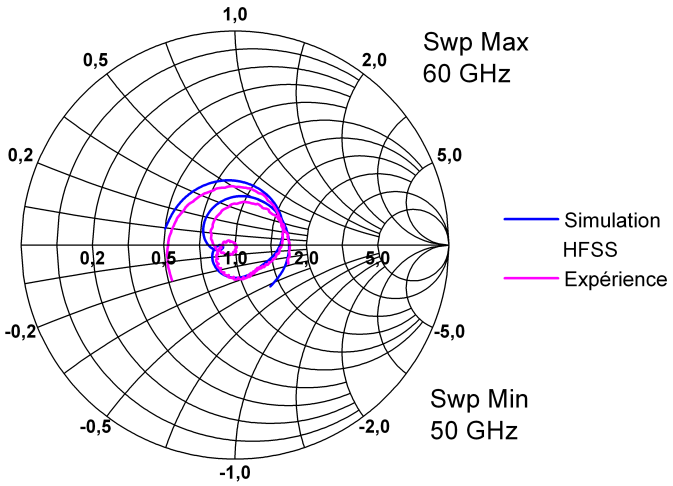


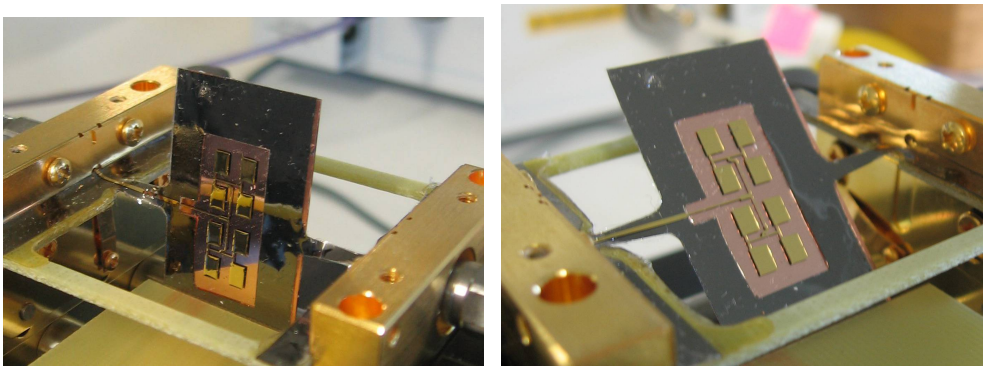
FIGURE 4.30 – Diagramme de Smith de l'impédance d'entrée de l'antenne réseau.

différents angles de dépointage allant de -90° à $+100^\circ$. Pour ces mesures, l'antenne placée dans la cellule de caractérisation a été actionnée manuellement. Le dispositif en cours de caractérisation est représenté figure 4.31.

Le coefficient de reflexion de l'antenne mesuré pour différents angles de dépointage est représenté figure 4.32.

On voit sur ce graphique que la torsion modifie très peu le coefficient de réflexion de l'antenne. La fréquence de résonance de l'antenne ne varie pas de plus de 0,15 GHz selon les positions.

Pour certains angles néanmoins, le module du coefficient de réflexion de l'antenne à la résonance est moins important que pour d'autres. Ceci est sûrement en grande partie imputable aux conditions expérimentales. En effet il est difficile d'imposer un mouvement de torsion pur au dispositif. Dans



(a) (b)

FIGURE 4.31 – Caractérisation en réflexion de l'antenne scanner pour différents anagles de dépointage (a) 45 ° (b) 90 ° .

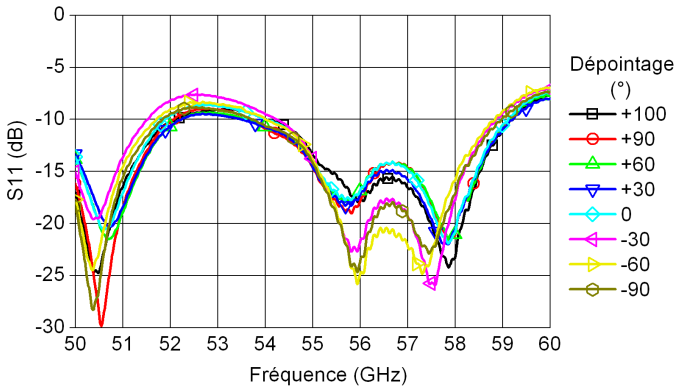


FIGURE 4.32 – Coefficient de réflexion de l'antenne pour différents angles de dépointage.

certaines positions, des contraintes latérales plus ou moins importantes induisent également une flexion latérale de la ligne d'alimentation ce qui peut avoir un effet sur le coefficient de réflexion.

Rayonnement

Le rayonnement de l'antenne a également été simulé par éléments finis et mesuré dans la chambre anéchoïde millimétrique de l'IETR. Les diagrammes de rayonnement mesurés et simulés de l'antenne à 55 GHz dans le plan E (longitudinal à la ligne d'alimentation) et H (perpendiculaire à la ligne d'alimentation) sont représentés figures 4.33 et 4.34 respectivement.

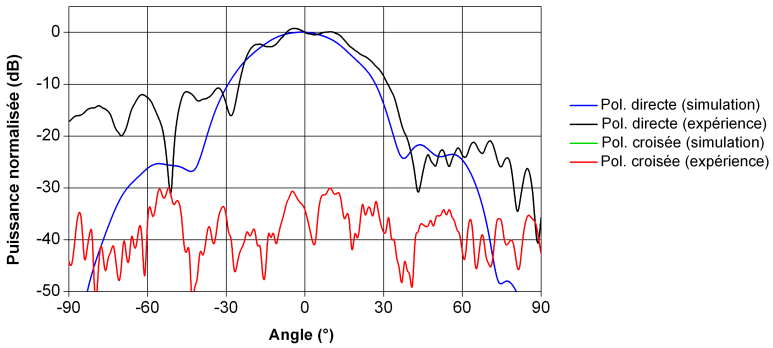


FIGURE 4.33 – Diagramme de rayonnement mesuré et simulé de l'antenne réseau dans le plan E (la polarisation croisée est nulle en simulation).

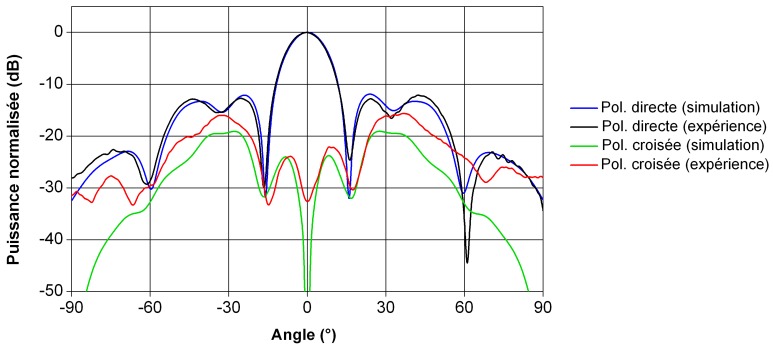


FIGURE 4.34 – Diagramme de rayonnement mesuré et simulé de l'antenne réseau dans le plan H.

On retrouve dans ces graphiques un bon accord entre simulation et mesure excepté dans le plan E pour la polarisation croisée et pour la polarisation directe pour les angles négatifs. Dans ces zones, la puissance mesurée est supérieure à la puissance calculée. Ceci est un effet des réflexions sur les appareils de mesure en particulier sur le connecteur utilisé.

En effet, lors de la mesure, l'antenne à caractériser est placée sur un dispositif permettant des rotations dans les plan E et H. Elle est éclairée par une antenne émettrice fixe. Lors de la mesure, c'est l'antenne en cours de caractérisation qui tourne. Plus l'angle s'approche de -90 ° dans le plan E et plus l'antenne est dirigée vers le connecteur et le reste de l'instrumentation et la mesure est perturbée par des réflexions sur ces instruments.

Dans le plan E, l'ouverture à -3 dB est de 27 ° , la composante croisée est inférieure à -30 dB (elle est nulle en simulation).

Dans le plan H, l'ouverture à -3 dB est de 14 ° , la réjection des lobes

secondaires est de -13 dB (-19 dB en simulation), la composante croisée est inférieure à -15 dB.

Le gain de l'antenne est de 11,25 dB, sa directivité de 17,7 dB et l'efficacité radiative de 28%.

Cette efficacité assez faible vient du fait que l'on utilise une ligne d'accès sur PDMS relativement longue pour permettre la rotation de la partie rayonnante. Cette ligne génère des pertes importantes. Comme on l'a vu au chapitre 2, les pertes linéaires d'une ligne sur PDMS massif sont de 2,8 dB/cm. Ici la ligne fait 1,47 cm elle génère donc $2,8 \times 1,47 = 4,7\ dB$ de pertes.

Si on retranche ces pertes, l'efficacité radiative de l'antenne seule est de 74%.

Résumé

Les valeurs calculées et mesurées caractéristiques de l'antenne présentées en détail ci-dessus sont résumées dans le tableau 4.1.

TABLE 4.1 – Caractéristiques principales de l'antenne

Caractéristique	**Simulé**	**Mesuré**
Réflexion		
Fréquence de résonance	56,2 GHz	56,35 GHz
Adaptation à la résonance	-24,4 dB	-52 dB
Bande passante à -15 dB	5 GHz (8%)	4,4 GHz (7,8%)
Impact du dépointage	nul	quasi nul
Rayonnement à 55 GHz		
Ouverture à 3 dB plan E	27°	27°
Composante croisée plan E	nulle	<-30 dB
Ouverture à 3 dB plan H	14°	14°
Composante croisée plan H	<-17 dB	<-15 dB
Rejet des lobes secondaires	<-19 dB	<-13 dB
Gain brut	-	11,25 dB
Directivité	-	17,7 dB
Efficacité radiative	-	28%

4.2.5 Tracking

La fonctionnalité du système conçu est de permettre de localiser un émetteur distant et de suivre son déplacement éventuel dans l'espace. Cette fonctionnalité dite de "tracking" a été caractérisée grâce à un dispositif d'émission-réception complet schématisé figure 4.35.

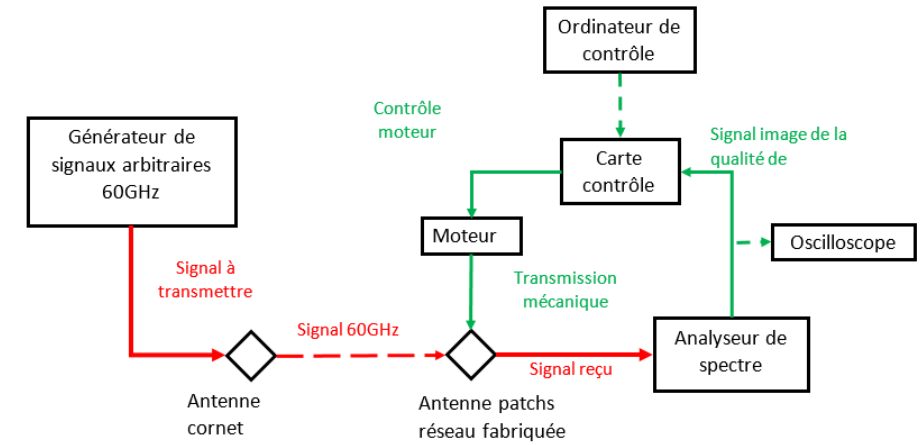


FIGURE 4.35 – Schéma du dispositif d'émission réception complet.

Un signal de type onde continue (CW) à 60 GHz est généré par un générateur de signaux puis émis via une antenne cornet. L'antenne réseau fabriquée est utilisée comme récepteur, elle est placée à une vingtaine de centimètres de l'antenne émettrice. Le signal reçu est visualisé grâce à un analyseur de spectre. En plus de la visualisation du signal, l'analyseur de spectre permet d'obtenir sur l'une de ses sorties un signal continu compris entre 0 et 1 V proportionnel à l'amplitude du signal reçu. Ce signal est visualisé sur un oscilloscope et utilisé comme donnée d'entrée par la carte de contrôle composée de la carte Arduino et du Motor Shield. La carte de contrôle commande le moteur qui oriente l'antenne.

Ce banc de mesure a été mis en place à L'IRCICA (Institut de Recherche sur les Composants logiciels et matériels pour l'Information et la Communication Avancée) avec l'aide de Rédha Kassi (IR). Il est représenté figure 4.36.

Les premiers essais menés ont permis de vérifier que les signaux à 60 GHz simulant la transmission d'information ainsi que les signaux permettant la localisation étaient bien transmis tout le long des chaines de transmission du système.

Cette étape validée, l'antenne d'émission a été décalée d'environ 15 ° sur le côté afin de tester la fonctionnalité de tracking. On a bien dans ce cas une réorientation de l'antenne de réception vers l'antenne d'émission. Ce comportement a été répété plusieurs fois et dans des directions différentes, le résultat reste toujours valable. La figure 4.37 représente l'antenne scanner après réorientation.

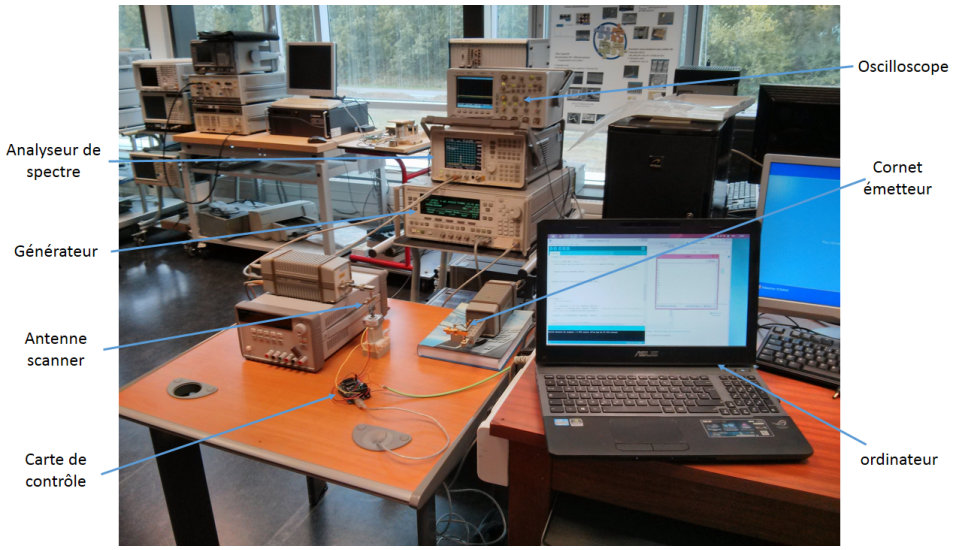


FIGURE 4.36 – Photographie du banc d'essai de localisation.

Ces essais valident le fonctionnement du système mais il est bon d'apporter certaines nuances. Premièrement, ces essais ont été menés en utilisant une onde continue et non pas un signal transmettant une information par le biais d'une modulation. Deuxièmement, la réorientation se fait relativement lentement. Il faut au système plusieurs minutes pour se réorienter vers l'émetteur décalé d'une quinzaine de degrés, ce temps de réponse n'est évidemment pas compatible avec un tracking en conditions réelles.

Cette lenteur de réorientation est due en partie aux paramètres utilisés qui sont volontairement éloignés des performance maximales pour ces premiers essais. En particulier la vitesse de rotation du moteur est faible (20 tr/min) et la réorientation a lieu seulement une fois par seconde.

Deuxième facteur mis en évidence par ces essais contribuant pour beaucoup à la lenteur de réorientation : le système est très sensible aux bruits de perturbation. En effet, de part son principe de réorientation, le système compare les amplitudes de signaux après un décalage de quelques degrés seulement. La différence d'amplitude entre deux positions peut être très faible, du même ordre de grandeur que le bruit capté par le système ce qui peut causer des erreurs d'orientation à chaque pas.

Le système a donc tendance à se réorienter en oscillant beaucoup et ce n'est qu'après un grand nombre de comparaisons qu'il s'oriente dans la direction de l'émetteur qui reste statistiquement la direction vers laquelle le signal sera le plus important après chaque comparaison.

Bien que prometteurs, ces essais sont une première étape et il reste encore

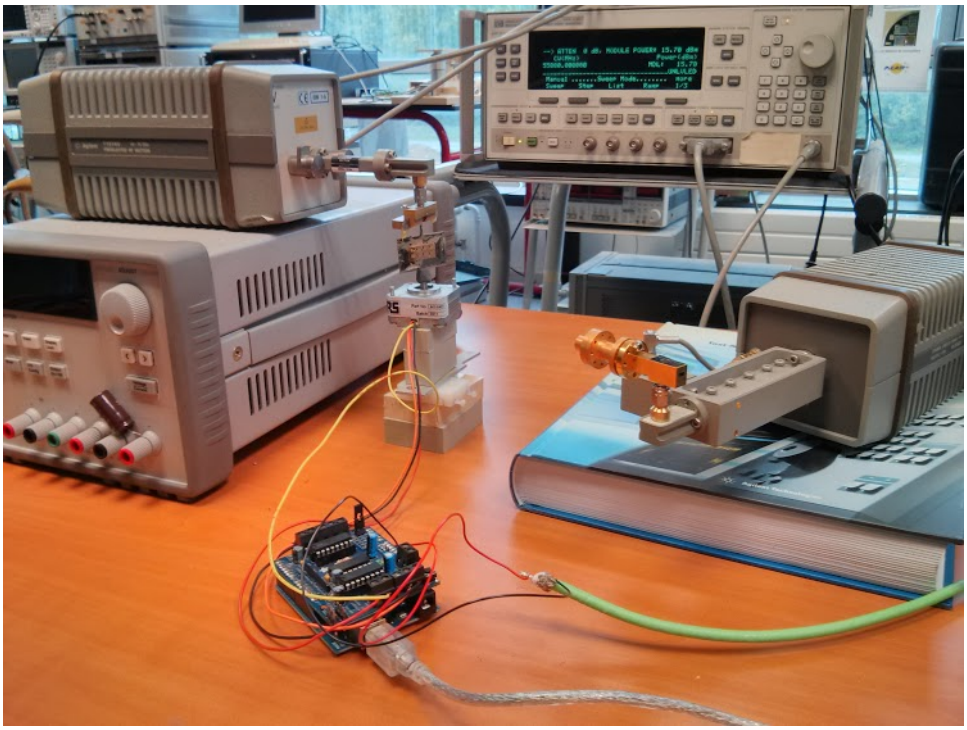


FIGURE 4.37 – Photographie de l'antenne scanner réorientée pour faire face à l'antenne émettrice.

un travail important pour obtenir un système fonctionnel.

4.2.6 Bilan

La capacité de réorientation du système a été démontrée. Il convient à présent de l'améliorer. Cette amélioration peut provenir d'un travail sur la partie logicielle du système. Une stratégie de tracking extrêmement simpliste a été employée. Elle peut sûrement être améliorée en travaillant sur les paramètres directement accessibles du système : vitesse de rotation du moteur, pas de décalage spatial, temps d'échantillonnage... Des stratégies de tracking complètement différentes peuvent également être envisagées.

Une autre voie d'amélioration basée sur le traitement du signal utilisé pour la localisation peut également être envisagée. En particulier des dispositifs de filtrage du bruit, de moyennage ou d'amplification permettraient d'optimiser le comportement global du système.

Malgré leur défauts, ces essais sont très encourageants : ils ont permis de placer le système dans une situation proche d'un usage réaliste et permettent

de comprendre dans quelle direction doivent se porter les efforts.

Cette réalisation démontre tout l'intérêt des systèmes reconfigurables mécaniquement à cette fréquence. A notre connaissance il s'agit du seul exemple d'antenne ayant la capacité de réorienter son faisceau d'émission dans la moitié de l'espace sans perte de gain. Là encore, une montée en fréquence est tout à fait envisageable et permettrai d'améliorer l'intégrabilité du système et de son actionnement.

La possibilité de réorienter cette antenne sans modification de ses propriétés radiatives ainsi que sa capacité à être intégrée dans un système complet ont été démontrées. Ces travaux ouvrent la voie au développement de systèmes de tracking plus aboutis et permettent d'envisager des collaborations avec des spécialistes de divers domaines (traitement du signal, contrôle/commande, temps réel,...) autour d'un projet commun.

4.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a permis de montrer la possibilité de fabriquer des dispositifs permettant de réaliser un balayage angulaire de l'espace. Deux types de dispositifs ont été présentés : des déphaseurs à membrane ultra-souple et une antenne scanner à bras de torsion ultra-souple.

Les déphaseurs fabriqués présentent des performances à l'état de l'art. Ils sont de plus simples à fabriquer et leur coût est très faible. Le déphaseur à actionnement magnétique permet de plus un contrôle continu du déphasage jusqu'à une valeur de 170 ° à 60 GHz et 166 ° à 57,7 GHz

L'antenne scanner permet d'assurer un balayage de l'espace à 180 ° sans aucune perte de dépointage. Nous avons montré qu'elle peut être intégrée simplement dans un système de communication à 60 GHz complet. Une première démonstration de suivi de source (ou "tracking") a été proposée.

Les performances de ces dispositifs démontrent l'intérêt de la reconfiguration mécanique pour répondre à la nécessité d'apporter des capacités de balayage angulaire aux systèmes communicants à 60 GHz.

Conclusion

L'objectif de cette thèse était d'étudier, de concevoir et de réaliser des dispositifs hyperfréquences reconfigurables mécaniquement répondant aux problématiques de la communication dans la bande des 60 GHz.

Pour ce faire les télécommunications dans leur ensemble ont d'abord été évoquées. Leur développement pousse à considérer l'utilisation de la bande de fréquence disponible autour de 60 GHz. La communication dans la bande des 60 GHz, de par ses spécificités nécessite des dispositifs reconfigurables. Notamment des antennes agiles en fréquence et des systèmes permettant un balayage angulaire.

Les techniques proposées dans la littérature permettant d'apporter de la reconfigurabilité sont en général basées sur des composants actifs dont les performances diminuent avec l'augmentation de la fréquence (semiconducteurs, matériaux actifs, RF-MEMS,...). La reconfiguration mécanique semble quant à elle être particulièrement adaptée à la reconfiguration de systèmes communicants à 60 GHz et plus. En effet, la reconfiguration mécanique permet d'imaginer des dispositifs originaux, à bas coût, présentant des performances intéressantes qui prennent tout leur intérêt à haute fréquence compte tenu de la diminution des dimensions.

La réalisation de dispositifs reconfigurables mécaniquement passe en général par l'utilisation de matériaux souples. À ce titre, le PDMS, qui est un polymère ultra souple (E=0,69 MPa), mérite d'être considéré. Sa caractérisation diélectrique a pu être réalisée pour la première fois jusqu'à 220 GHz. Ses propriétés diélectriques à 60 GHz ($\epsilon_r = 2,64$ et $\tan\delta = 0,04$) permettent de le qualifier comme matériau utilisable pour des dispositifs de télécommunication à 60 GHz.

Néanmoins, employé sous forme massive, il induit des pertes importantes à ces fréquences : 3 dB/cm pour une ligne sur un substrat de 200 µm. Afin de limiter ces pertes, il peut être utilisé sous forme de membrane surmontant une cavité d'air. Dans ce cas les pertes se limitent à 0,55 dB/cm pour une ligne sur une membrane de 20 µm surmontant une cavité d'air de 180 µm.

L'un des avantages du PDMS est qu'il peut être micro-manufacturé rela-

tivement facilement. Le développement d'un procédé de fabrication original basé sur une fabrication sur couche sacrificielle suivi d'un report permet de l'intégrer dans des dispositifs et de l'associer à de nombreux matériaux (métaux, alliages, polymères...).

Des dispositifs tirant partie de ces méthodes de fabrication et répondant aux problématiques soulevées par la communication dans la bande des 60 GHz ont été développés :

- Pour répondre au besoin d'agilité en fréquence, deux antennes planaires accordables en fréquences entièrement souples ont été développées. Ces antennes ont été fabriquées en associant LCP et PDMS. La reconfiguration en fréquence a été réalisée en modifiant la distance entre le plan de masse et l'élément rayonnant de l'antenne.
  La première antenne, actionnée pneumatique, a atteint une accordabilité de 450 MHz (0,7%), alors que la deuxième antenne actionnée magnétiquement a permis d'atteindre 500 MHz (0,8%). Ces performances sont relativement limitées, mais la marge de progrès est importante. Les méthodes de fabrication ainsi que la stratégie de reconfiguration représentent des innovations particulièrement originales qui peuvent ouvrir la voie à de nombreuses autres réalisations.
- Pour répondre au besoin de balayage angulaire, des déphaseurs à plan de masse ou à ligne mobile ainsi qu'une antenne scanner ont été proposés.
  Les déphaseurs à plan de masse mobile ont permis de créer un déphasage en modifiant la distance cette fois ci entre une ligne microruban et un plan de masse. Des déphaseurs à plan de masse mobile ont été réalisés et un déphaseur à ligne mobile a été conçu.
  Les déphaseurs réalisés atteignent des performances très intéressantes de 166 ° de déphasage réglable continument à 57,5 GHz et une figure de mérite (FOM) maximale de 118 °/dB pour le déphaseur actionné magnétiquement. Ces réalisations ont également été l'occasion d'expérimenter un type d'actionnement très original par EWOD.
  Le déphaseur à ligne mobile présente une FOM théorique moyenne de 109,3 °/dB et est entièrement souple car composé de LCP associé à du PDMS.
  L'antenne à balayage mécanique de type scanner présente des performances intéressantes. En particulier un dépointage de ±90 ° sans perte d'insertion. Elle peut être intégrée dans un système de poursuite ("tracking") complet dont le principe de fonctionnement a pu être validé. Ce dispositif démontre tout l'intérêt de la reconfiguration mécanique qui permet de réaliser un balayage de l'espace sans aucune perte de dépointage.

Ces résultats sont le fruit de travaux entamés il y a 10 ans et qui se sont poursuivis au sein du groupe de recherche au travers de contrats doctoraux et post-doctoraux. Il a été montré qu'il était possible de réaliser des dispositifs reconfigurables mécaniquement sur membrane ultra-souple utilisables en bande millimétrique. Les possibilités offertes par cette avancée sont encore au stade de l'exploration.

En proposant une approche nouvelle, pour répondre à une problématique ancienne (déformer un dispositif pour le reconfigurer), le champ des solutions possibles se trouve considérablement élargi. Ce changement de point de vue permets de créer des dispositifs originaux. Bien que perfectibles, leurs performances surpassent largement l'état de l'art sur certains points.

Plusieurs pistes permettant de poursuivre ces travaux sont envisageables. Certaines, concernent l'amélioration des dispositifs présentés ici ou leur intégration dans un système plus complet et ont déjà été évoquées dans le manuscrit, mais d'autres peuvent être considérées :

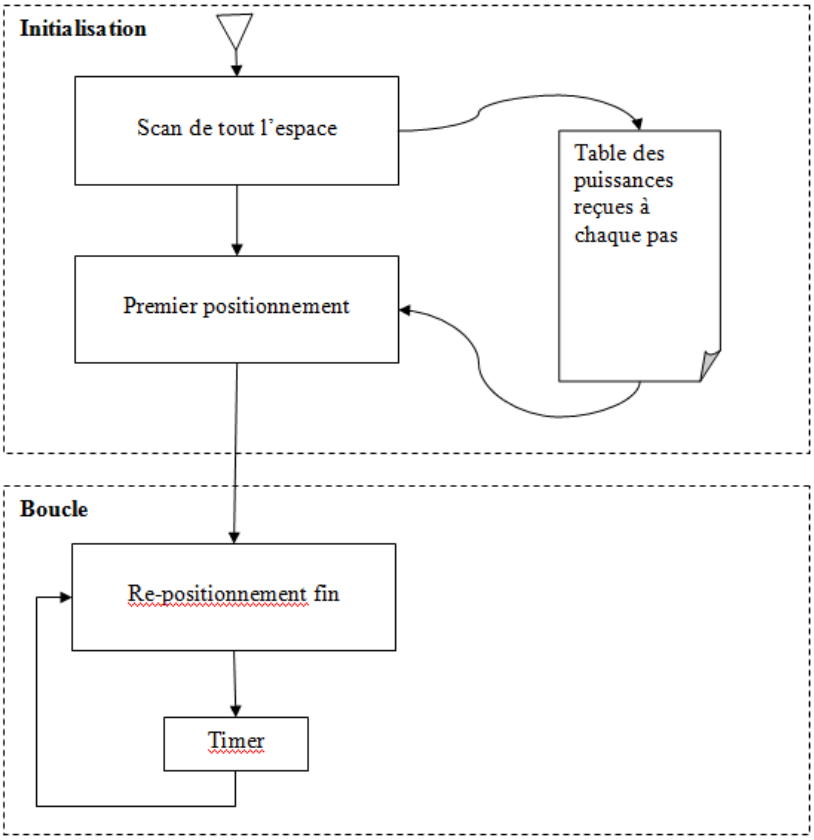
- l'usage de nouveaux matériaux pourrait être très intéressant. On a vu que le procédé de fabrication permet une intégration hétérogène. L'utilisation de matériaux magnétostrictifs (dont les propriétés magnétiques changent avec la déformation) a fait l'objet de simulations et permettrait de créer des dispositifs de type interrupteurs ou circulateurs contrôlables.
- Les travaux menés avec l'équipe MIRTECH de Georgia Tech se poursuivent dans le cadre du doctorat de G. Dufour avec l'étude de l'introduction de fluides diélectriques à la place de l'air dans les cavités. Ceci permet un degré de liberté supplémentaire permettant potentiellement de démultipler les capacités d'accordabilité.
- L'utilisation d'un polymère conducteur fait également actuellement l'objet de simulations numériques et d'essais de fabrication. Un tel polymère présenterait l'avantage d'être étirable et transparent et devrait permettre à terme de réaliser des dispositifs entièrement déformables et transparents. Ce type de dispositifs est extrêmement recherché dans la course actuelle à l'électronique souple.

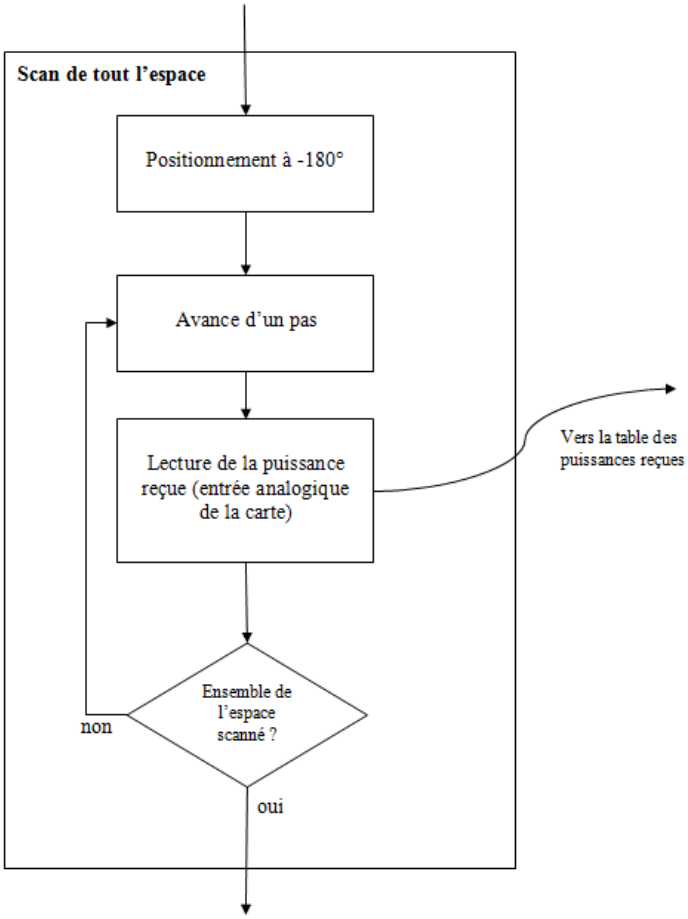
Au final cette thèse a été l'occasion de s'intéresser à différents domaines tous actuellement en plein essor : télécommunications haute fréquence, électronique souple, nouveaux matériaux, micro-fabrication... et de proposer des solutions applicables pour répondre à des problèmes concrets.

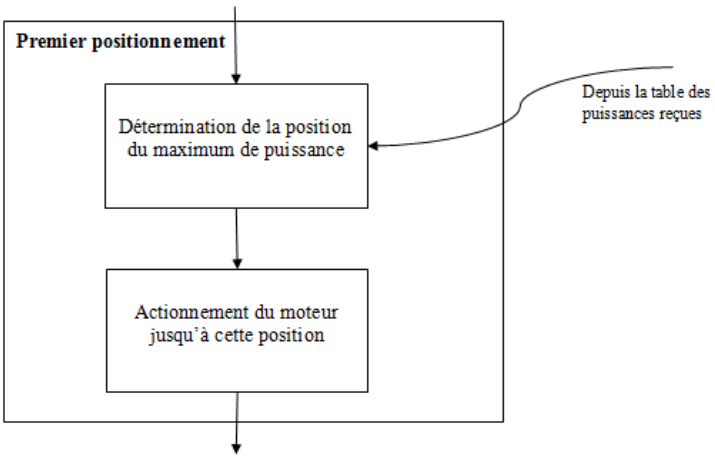
C'est en décloisonnant les domaines et en croisant les savoirs et les savoirs faire que nous avons pu réaliser des avancées technologiques et développer des briques de base qui permettent d'imaginer, de fabriquer et d'intégrer des dispositifs répondant aux problèmes de manière efficace.

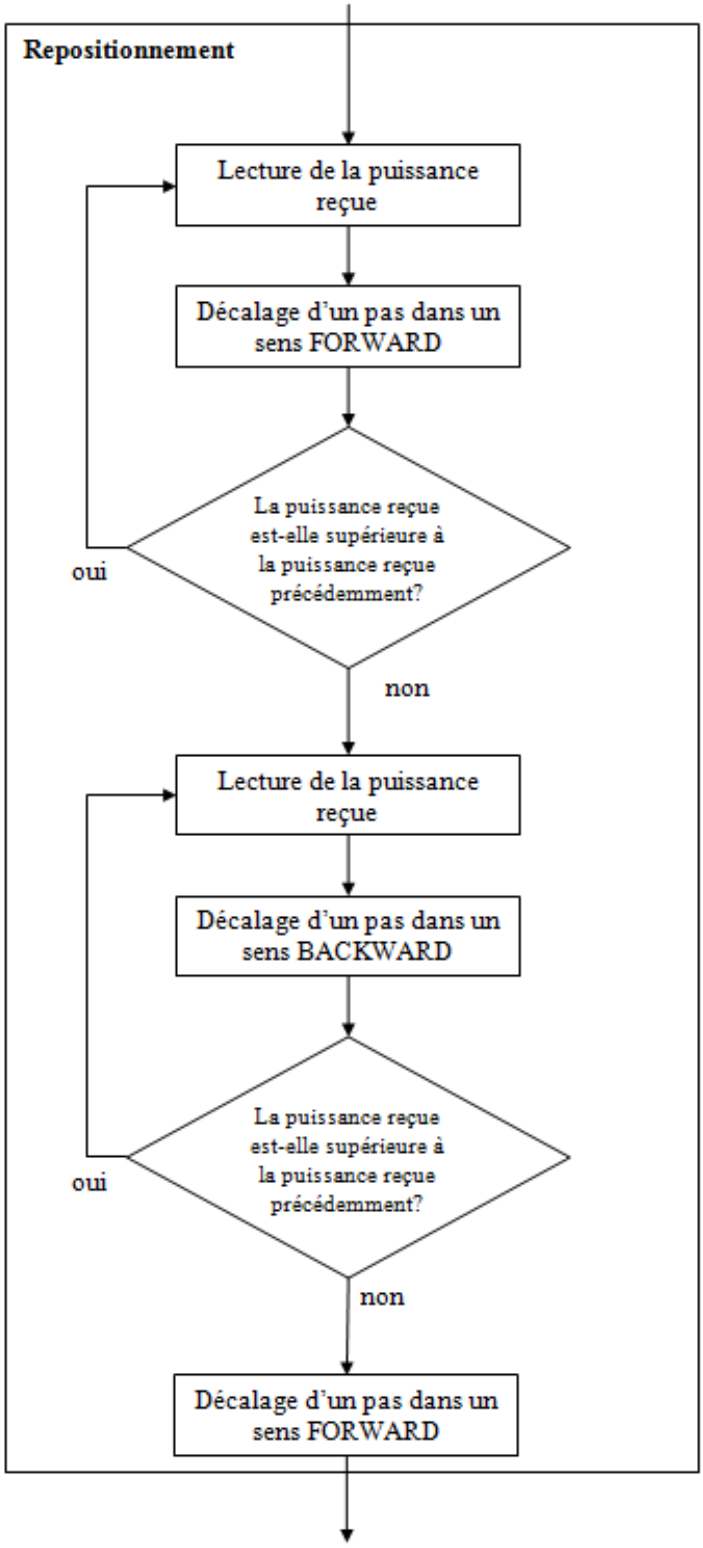
Annexe A

Structure fonctionnelle de l'algorithme de repositionement de l'antenne scanner


Initialisation
Scan de tout l'espace
Table des puissances reçues à chaque pas
Premier positionnement
Boucle
Re-positionnement fin
Timer


Scan de tout l'espace
Positionnement à -180°
Avance d'un pas
Lecture de la puissance reçue (entrée analogique de la carte)
Vers la table des puissances reçues
Ensemble de l'espace scanné ?
non
oui


Premier positionnement
Détermination de la position du maximum de puissance
Depuis la table des puissances reçues
Actionnement du moteur jusqu'à cette position


Repositionnement
Lecture de la puissance reçue
Décalage d'un pas dans un sens FORWARD
La puissance reçue est-elle supérieure à la puissance reçue précédemment?
oui
non
Lecture de la puissance reçue
Décalage d'un pas dans un sens BACKWARD
La puissance reçue est-elle supérieure à la puissance reçue précédemment?
oui
non
Décalage d'un pas dans un sens FORWARD

ANNEXE A. STRUCTURE FONCTIONNELLE DE L'ALGORITHME DE REPOSITIONEMENT DE L'ANTENNE SCANNER

Annexe B

Implémentation des algorithmes (version simplifiée)

```
/*
#######   TRACKING  #########

Le programme permet d'effectuer une operation de balayage de l'espace par
le scanner puis de tracking.
Programme base sur l'utilisation du Motor Shield
(http://www.ladyada.net/make/mshield/) associe Ã  un moteur pap realisant
l'entrainement du scanner.
*/

//Definition de fonction
int pmax(int* tab,int nbelem) ;    // Renvoie la position de l'element le
plus grand (au sens >) dans le tableau
dont le premier element est Ã  l'adresse
*tab et de taille nbelem.


#include <MSStepper_perso.h>  //BibliothÃÍque des fonctions associees au
Motor Shield (personalisee)
#include "Tracking.h"

#define NB_STEP 200  //Nombre de pas du moteur
#define MT_PORT 1  //Port moteur (M1/M2:port 1, M3/M4:port 2)
#define MOTOR_SPEED 10  //Vitesse du moteur en tours/minute
#define ANALOG_PIN_IN A0  //Pin d'entree analogique (A0 Ã  A5)
#define SPATIAL_RES 1  //Resolution angulaire minimum(nombre de steps)
```

```
#define DATA_TRANSFERT_TIME 1000  //Temps de transfert des donnees (en ms)

AF_Stepper stepper(NB_STEP, MT_PORT);
int lastpower=0;    //puissance reÃğue Ã  la derniÃÍre position



void setup() {
  int i ;  // variable de boucle
  int power[NB_STEP];  //tableau des puissances reÃğues pour chaque step

  stepper.setSpeed(MOTOR_SPEED);

  stepper.step(NB_STEP/2, BACKWARD, SINGLE); //positionnement Ã  -180Âř

  stepper.set_currentstep(0) ; //defini une origine de currentstep differente
de l'origine par defaut
  for(i=0 ; i<NB_STEP ; i++){
    power[stepper.get_currentstep()]= analogRead(ANALOG_PIN_IN);  //lecture
entree analogique
dure environs 100Âţs
    stepper.onestep(FORWARD,SINGLE);   //avancement d'un pas
  }


  stepper.gotostep(lastpower=pmax(power,NB_STEP));

}




void loop() {
    //repositionnement
    do{
      lastpower=analogRead(ANALOG_PIN_IN) ;
      stepper.step(SPATIAL_RES, FORWARD, SINGLE);  //decalage d'un pas de
        balayage spatial dans le sens forward
    }while(analogRead(ANALOG_PIN_IN)>lastpower);

    stepper.step(SPATIAL_RES, BACKWARD, SINGLE);  //decalage d'un pas de
```

```
balayage spatial dans le sens backward

    do{
      lastpower=analogRead(ANALOG_PIN_IN) ;
      stepper.step(SPATIAL_RES, BACKWARD, SINGLE);  //decalage d'un pas de
balayage spatial dans le sens backward
    }while(analogRead(ANALOG_PIN_IN)>lastpower);

    stepper.step(SPATIAL_RES, FORWARD, SINGLE);  //decalage d'un pas de
balayage spatial dans le sens forward


    //Transmission (fictive) de donnees

    delay(DATA_TRANSFERT_TIME);

}




int pmax(int* tab,int nbelem){

  int i, pos_max=-1, tmax=0;

  for(i=0;i<nbelem;i++){
    if(tab[i]>tmax){
      pos_max=i ;
      tab[i]=tmax ;
    }
  }

  return pos_max ;

}
```

Bibliographie

[1] N Tiercelin, Ph Coquet, R Sauleau, V Senez, and H Fujita. Realization of millimeter-wave planar antennas on pdms. In **Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 2005. Digest of Technical Papers. TRANSDUCERS'05. The 13th International Conference on**, volume 2, pages 1994–1997. IEEE, 2005.

[2] Nicolas Tiercelin, Philippe Coquet, Ronan Sauleau, Vincent Senez, and Hiroyuki Fujita. Polydimethylsiloxane membranes for millimeter-wave planar ultra flexible antennas. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 16(11) :2389, 2006.

[3] Sami Hage-Ali. **Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : conception, réalisation, mesures**. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2011.

[4] É. Estaunié. **Traité pratique de télécommunication électrique (télégraphic-téléphonie)**. Vve C. Dunod, 1904.

[5] J Clerk Maxwell. A dynamical theory of the electromagnetic field. **Philosophical Transactions of the Royal Society of London**, 155 :459–512, 1865.

[6] H. Hertz. **Electric Waves : Being Researches on the Propagation of Electric Action with Finite Velocity Through Space**. Dover Publications, 1893.

[7] Nikola Tesla. Electrical transmission of power. (511559), 1893.

[8] Wigig white paper. http ://wirelessgigabitalliance.org/ ?getfile=1510.

[9] Consortium wireless hd. http ://www.wirelesshd.org/.

[10] John A Ball. On atmospheric attenuation. **Haystack Laboratories, MA, Dec**, 3, 1986.

[11] Peter Smulders. Exploiting the 60 ghz band for local wireless multimedia access : prospects and future directions. **Communications Magazine, IEEE**, 40(1) :140–147, 2002.

[12] H.J. Liebe, P.W. Rosenkranz, and G.A. Hufford. Atmospheric 60-ghz oxygen spectrum : New laboratory measurements and line parameters. **Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer**, 48(5?6) :629 – 643, 1992. Special Issue Conference on Molecular Spectroscopic Databases.

[13] M.Yu. Tretyakov, M.A. Koshelev, V.V. Dorovskikh, D.S. Makarov, and P.W. Rosenkranz. 60-ghz oxygen band : precise broadening and central frequencies of fine-structure lines, absolute absorption profile at atmospheric pressure, and revision of mixing coefficients. **Journal of Molecular Spectroscopy**, 231(1) :1 – 14, 2005.

[14] P.F.M. Smulders. **Broadband Wireless LANs : A Feasibility Study**. Eindhoven University of Technology, 1995.

[15] S. Collonge, G. Zaharia, and G.E. Zein. Influence of the human activity on wide-band characteristics of the 60 ghz indoor radio channel. **Wireless Communications, IEEE Transactions on**, 3(6) :2396–2406, 2004.

[16] N. Moraitis and Philip Constantinou. Indoor channel measurements and characterization at 60 ghz for wireless local area network applications. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 52(12) :3180–3189, 2004.

[17] Wilhelm Keusgen. Broadband Millimeter Wave Communication - System Design Concepts and Trials. In **2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Workshop**, Atlanta, GA, USA, June 15-20 2008.

[18] Emil Jovanov, Aleksandar Milenkovic, Chris Otto, and Piet de Groen. A wireless body area network of intelligent motion sensors for computer assisted physical rehabilitation. **Journal of NeuroEngineering and Rehabilitation**, 2(1) :6, 2005.

[19] Chris Otto, Aleksandar Milenkovic, Corey Sanders, and Emil Jovanov. System architecture of a wireless body area sensor network for ubiquitous health monitoring. **Journal of Mobile Multimedia**, 1(4) :307–326, 2006.

[20] IEEE Geoscience and Remote Sensing Society. Comment to the proposed revision of the commission's rules regarding operation in the 57-64 ghz band. **ET Docket**, 07-113 :RM–11104, 2007.

[21] http ://www.raytheon.com/ourcompany/history/.

[22] Johanna Fite Daniel Musset. Inspection des passager par imagerie millimétrique. In **Journées techniques de l'aviation civile**, 2011.

[23] Transport Security Administration. Imaging technologie. **TSA Website**, 1 :1, 2013.

[24] MA Rojavin and MC Ziskin. Medical application of millimetre waves. **QJM**, 91(1) :57–66, 1998.

[25] Ondes millimétriques en biologie et médecine, 1994.

[26] J.T. Bernhard. **Reconfigurable Antennas**. Synthesis Lectures on Antennas and Propagation Series. Morgan & Claypool Publishers, 2007.

[27] Y. Kim and D.-H. Kwon. Cpw-fed planar ultra wideband antenna having a frequency band notch function. **Electronics Letters**, 40(7) :403–405, 2004.

[28] Seong H. Lee, Jong K. Park, and Jung N. Lee. A novel cpw-fed ultra-wideband antenna design. **Microwave and Optical Technology Letters**, 44(5) :393–396, 2005.

[29] Hucheng Sun and Yong-Xin Guo. Wideband 60-ghz ltcc circularly polarized patch antenna with a u-slot. In **Microwave Workshop Series on Millimeter Wave Wireless Technology and Applications (IMWS), 2012 IEEE MTT-S International**, pages 1–3, 2012.

[30] W.H. Weedon, W.J. Payne, and G.M. Rebeiz. Mems-switched reconfigurable antennas. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE**, volume 3, pages 654–657 vol.3, 2001.

[31] J. Kiriazi, H. Ghali, H. Ragaie, and H. Haddara. Reconfigurable dual-band dipole antenna on silicon using series mems switches. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE**, volume 1, pages 403–406 vol.1, 2003.

[32] L. Le Garrec, R. Sauleau, and M. Himdif. A 2 :1 band frequency-agile active microstrip patch antenna. **2nd European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007)**, pages 758–758(0).

[33] M. Komulainen, M. Berg, Heli Jantunen, E.T. Salonen, and C. Free. A frequency tuning method for a planar inverted-f antenna. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 56(4) :944–950, 2008.

[34] C.J. Panagamuwa, A. Chauraya, and J.C. Vardaxoglou. Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 54(2) :449–454, 2006.

[35] P Bhartia and IJ Bahl. Frequency agile microstrip antennas. **Microwave Journal**, 25 :67–70, 1982.

[36] Pei-Ling Chi, Rod Waterhouse, and Tatsuo Itoh. Compact and tunable slot-loop antenna. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 59(4) :1394–1397, 2011.

[37] Hai Jiang, M. Patterson, Chenhao Zhang, and G. Subramanyam. Frequency tunable microstrip patch antenna using ferroelectric thin film varactor. In **Aerospace Electronics Conference (NAECON), Proceedings of the IEEE 2009 National**, pages 248–250, 2009.

[38] Emre Erdil, Kagan Topalli, Mehmet Unlu, O Aydin Civi, and Tayfun Akin. Frequency tunable microstrip patch antenna using rf mems technology. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 55(4) :1193–1196, 2007.

[39] Kagan Topalli, Emre Erdil, Ozlem Aydin Civi, Simsek Demir, Sencer Koc, and Tayfun Akin. Tunable dual-frequency rf mems rectangular slot ring antenna. **Sensors and Actuators A : Physical**, 156(2) :373–380, 2009.

[40] D.M. Pozar and V. Sanchez. Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate. **Electronics Letters**, 24(12) :729–731, 1988.

[41] A. Petosa, R.K. Mongia, M. Cuhaci, and J.S. Wight. Magnetically tunable ferrite resonator antenna. **Electronics Letters**, 30(13) :1021–1022, 1994.

[42] N. Martin, P. Laurent, Christian Person, Philippe Gelin, and F. Huret. Patch antenna adjustable in frequency using liquid crystal. In **Microwave Conference, 2003. 33rd European**, volume 2, pages 699–702 vol.2, 2003.

[43] Jeong Ho Lee, Seungpyo Hong, Won-Ki Kim, Jae We An, and Myoung Youl Park. A switched array antenna module for millimeter-wave wireless communications. In **Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on**, pages 161–163, 2008.

[44] Robert J Mailloux. **Phased array antenna handbook**. Artech House Boston, MA, 2005.

[45] W.F. Moulder, W. Khalil, and J.L. Volakis. 60-ghz two-dimensionally scanning array employing wideband planar switched beam network. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, 9 :818–821, 2010.

[46] Woosung Lee, Jaeheung Kim, Choon-Sik Cho, and Young Joong Yoon. Beamforming lens antenna on a high resistivity silicon wafer for 60 ghz wpan. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 58(3) :706–713, 2010.

[47] M. Kim, J.B. Hacker, R.E. Mihailovich, and J.F. DeNatale. A dc-to-40 ghz four-bit rf mems true-time delay network. **Microwave and Wireless Components Letters, IEEE**, 11(2) :56–58, 2001.

[48] N.S. Barker and G.M. Rebeiz. Distributed mems true-time delay phase shifters and wide-band switches. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 46(11) :1881–1890, 1998.

[49] N Scott Barker and Gabriel M Rebeiz. Optimization of distributed mems transmission-line phase shifters-u-band and w-band designs. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 48(11) :1957–1966, 2000.

[50] Sang-Gyu Kim and Kai Chang. Ultra wideband 8 to 40 ghz beam scanning phased array using antipodal exponentially-tapered slot antennas. In **Microwave Symposium Digest, 2004 IEEE MTT-S International**, volume 3, pages 1757–1760 Vol.3, 2004.

[51] C. Shafai, S.K. Sharma, L. Shafai, and D.D. Chrusch. Microstrip phase shifter using ground-plane reconfiguration. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 52(1) :144–153, 2004.

[52] David J Chung, Ronald G Polcawich, Jeffrey S Pulskamp, and John Papapolymerou. Reduced-size low-voltage rf mems x-band phase shifter integrated on multilayer organic package. 2012.

[53] R. Al-Dahleh, C. Shafai, and L. Shafai. Frequency-agile microstrip patch antenna using a reconfigurable mems ground plane. **Microwave and Optical Technology Letters**, 43(1) :64–67, 2004.

[54] C Shafai, M Safari, and L Shafai. Analog microstrip phase shifter using mems ground plane elements. In **Antenna Technology and Applied Electromagnetics (ANTEM), 2012 15th International Symposium on**, pages 1–4. IEEE, 2012.

[55] S.E. Gunnarsson, C. Karnfelt, H. Zirath, R. Kozhuharov, D. Kuylenstierna, A. Alping, and C. Fager. Highly integrated 60 ghz transmitter and receiver mmics in a gaas phemt technology. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, 40(11) :2174–2186, 2005.

[56] B.A. Floyd, S.K. Reynolds, U.R. Pfeiffer, T. Zwick, T. Beukema, and B. Gaucher. Sige bipolar transceiver circuits operating at 60 ghz. **Solid-State Circuits, IEEE Journal of**, 40(1) :156–167, 2005.

[57] C.L. Goldsmith, Z.J. Yao, S. Eshelman, and David Denniston. Performance of low-loss rf mems capacitive switches. **Microwave and Guided Wave Letters, IEEE**, 8(8) :269–271, 1998.

[58] G.M. Rebeiz and Jeremy B. Muldavin. Rf mems switches and switch circuits. **Microwave Magazine, IEEE**, 2(4) :59–71, 2001.

[59] K.-F. Lee, K. Y. Ho, and J.S. Dahele. Circular-disk microstrip antenna with an air gap. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 32(8) :880–884, 1984.

[60] J-C Langer, J Zou, C Liu, and JT Bernhard. Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation. **Microwave and Wireless Components Letters, IEEE**, 13(3) :120–122, 2003.

[61] R. Al-Dahleh, L. Shafai, and C. Shafai. A frequency-tunable mechanically actuated microstrip patch antenna. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE**, volume 4, pages 548–551 vol.4, 2003.

[62] R.V. Goteti, R.E. Jackson, and R. Ramadoss. Mems-based frequency switchable microstrip patch antenna fabricated using printed circuit processing techniques. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, 5(1) :228–230, 2006.

[63] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod. A millimeter-wave inflatable frequency-agile elastomeric antenna. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, 9 :1131–1134, 2010.

[64] Qing-Yuan Tang, Yong-Mei Pan, YC Chan, and KW Leung. Frequency-tunable soft composite antennas for wireless sensing. **Sensors and Actuators A : Physical**, 179 :137–145, 2012.

[65] S. Hage-Ali, Y. Orlic, N. Tiercelin, R. Sauleau, P. Pernod, V. Preobrazhensky, and P. Coquet. A millimeter-wave elastomeric microstrip phase shifter. In **Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International**, pages 1–3, 2012.

[66] Jung-Chih Chiao, Yiton Fu, Iao Mak Chio, Michael DeLisio, and Lih-Yuan Lin. Mems reconfigurable vee antenna. In **Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International**, volume 4, pages 1515–1518. IEEE, 1999.

[67] W. Menzel, Dietmar Pilz, and M. Al-Tikriti. Millimeter-wave folded reflector antennas with high gain, low loss, and low profile. **Antennas and Propagation Magazine, IEEE**, 44(3) :24–29, 2002.

[68] Chang-Wook Baek, Seunghyun Song, Jae-Hyoung Park, Sanghyo Lee, Jung-Mu Kim, Wooyeol Choi, Changyul-Cheon, Yong-Kweon Kim, and Youngwoo Kwon. A v-band micromachined 2-d beam-steering antenna driven by magnetic force with polymer-based hinges. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 51(1) :325–331, 2003.

[69] J.R. Costa, E.B. Lima, and C.A. Fernandes. Compact beam-steerable lens antenna for 60-ghz wireless communications. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 57(10) :2926–2933, 2009.

[70] Dominique Chauvel, Nathalie Haese, P-A Rolland, Dominique Collard, and Hiroyuki Fujita. A micro-machined microwave antenna integrated with its electrostatic spatial scanning. In **Micro Electro Mechanical Systems, 1997. MEMS'97, Proceedings, IEEE., Tenth Annual International Workshop on**, pages 84–89. IEEE, 1997.

[71] G DeJean, R Bairavasubramanian, D Thompson, GE Ponchak, MM Tentzeris, and J Papapolymerou. Liquid crystal polymer (lcp) : A new organic material for the development of multilayer dual-frequency/dual-polarization flexible antenna arrays. **Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE**, 4 :22–26, 2005.

[72] HI Kang and JT Song. Electrically tunable rectangular microstrip antenna. **Electronics letters**, 46(1) :18–19, 2010.

[73] E Apaydin, Y Zhou, S Koulouridis, JL Volakis, and D Hansford. Multilayer printing on pdms-ceramic composites for rf integration and packaging. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE**, pages 1–4. IEEE, 2009.

[74] Y Bayram, Y Zhou, JL Volakis, B-S Shim, and NA Kotov. Conductive textiles and polymer-ceramic composites for novel load bearing antennas. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE**, pages 1–4. IEEE, 2008.

[75] Yakup Bayram, Yijun Zhou, Bong Sup Shim, Shimei Xu, Jian Zhu, Nick A Kotov, and John L Volakis. E-textile conductors and polymer composites for conformal lightweight antennas. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 58(8) :2732–2736, 2010.

[76] Ju-Hee So, Jacob Thelen, Amit Qusba, Gerard J Hayes, Gianluca Lazzi, and Michael D Dickey. Reversibly deformable and mechanically tunable fluidic antennas. **Advanced Functional Materials**, 19(22) :3632–3637, 2009.

[77] Mohammad Rashed Khan, Gerard J Hayes, Ju-Hee So, Gianluca Lazzi, and Michael D Dickey. A frequency shifting liquid metal antenna with pressure responsiveness. **Applied Physics Letters**, 99(1) :013501–013501, 2011.

[78] Masahiro Kubo, Xiaofeng Li, Choongik Kim, Michinao Hashimoto, Benjamin J Wiley, Donhee Ham, and George M Whitesides. Stretchable microfluidic radiofrequency antennas. **Advanced Materials**, 22(25) :2749–2752, 2010.

[79] Shi Cheng, Zhigang Wu, Paul Hallbjorner, Klas Hjort, and Anders Rydberg. Foldable and stretchable liquid metal planar inverted cone antenna. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 57(12) :3765–3771, 2009.

[80] Shi Cheng, Anders Rydberg, Klas Hjort, and Zhigang Wu. Liquid metal stretchable unbalanced loop antenna. **Applied Physics Letters**, 94(14) :144103–144103, 2009.

[81] Qing Liu, Kenneth Lee Ford, Richard Langley, Adam Robinson, and Stephanie Lacour. A stretchable pifa antenna. In **Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2011 Loughborough**, pages 1–4. IEEE, 2011.

[82] Qing Liu, Kenneth Lee Ford, Richard Langley, Adam Robinson, and Stephanie Lacour. Flexible dipole and monopole antennas. In **Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on**, pages 2052–2056. IEEE, 2011.

[83] Qing Liu, Kenneth Lee Ford, Richard Langley, Adam Robinson, and Stephanie Lacour. Stretchable antennas. In **Antennas and Propagation (EUCAP), 2012 6th European Conference on**, pages 168–171. IEEE, 2012.

[84] European silicon center (ces). http ://www.silicones-europe.com/.

[85] Dow corning. http ://www.dowcorning.com/.

[86] Data sheet du pdms fournie par dow corning. http ://www3.dowcorning.com/DataFiles/090007c8802d7bc4.pdf.

[87] Rainx. http ://www.rainx.com/.

[88] Neverwet. http ://www.neverwet.com/.

[89] Composition silicone reticulable en gel adhesif. (EP1633830 B1), 2004.

[90] Nanosusupension formulation comprising a polydimethylsiloxane hydrophobic phase. (WO 2011151418 A2), 2011.

[91] Procter & Gamble Company. Compositions de shampooing coiffant. (WO 1999038475 A1), 1999.

[92] Prosthetic intervertebral disc implants. (US 20120296431 A1), 2012.

[93] Lightweight breast implant material. (WO 2011086537 A2), 2011.

[94] Fiche de toxicité alimentaire de l'additif e900. http ://www.additifs-alimentaires.net/E900.php.

[95] Process for preparing a frying oil. (EP 2384645 B1), 2011.

[96] W.L. Filho. **Ecological Agriculture And Rural Development In Central And Eastern European Countries**. IOS Press.

[97] A new coating composition and use thereof. (WO2010085195A2), 2010.

[98] Younan Xia and George M Whitesides. Soft lithography. **Annual review of materials science**, 28(1) :153–184, 1998.

[99] B-H Jo, Linda M Van Lerberghe, Kathleen M Motsegood, and David J Beebe. Three-dimensional micro-channel fabrication in polydimethylsiloxane (pdms) elastomer. **Microelectromechanical Systems, Journal of**, 9(1) :76–81, 2000.

[100] Janelle R Anderson, Daniel T Chiu, Rebecca J Jackman, Oksana Cherniavskaya, J Cooper McDonald, Hongkai Wu, Sue H Whitesides, and George M Whitesides. Fabrication of topologically complex three-dimensional microfluidic systems in pdms by rapid prototyping. **Analytical Chemistry**, 72(14) :3158–3164, 2000.

[101] Deniz Armani, Chang Liu, and Narayan Aluru. Re-configurable fluid circuits by pdms elastomer micromachining. In **Micro Electro Mechanical Systems, 1999. MEMS'99. Twelfth IEEE International Conference on**, pages 222–227. Ieee, 1999.

[102] P Pernod, V Preobrazhensky, A Merlen, O Ducloux, A Talbi, L Gimeno, R Viard, and N Tiercelin. Mems magneto-mechanical microvalves (mmms) for aerodynamic active flow control. **Journal of Magnetism and Magnetic Materials**, 322(9) :1642–1646, 2010.

[103] Tingrui Pan, Scott J McDonald, Eleanor M Kai, and Babak Ziaie. A magnetically driven pdms micropump with ball check-valves. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 15(5) :1021, 2005.

[104] Ok Chan Jeong, Sin Wook Park, Sang Sik Yang, and James Jungho Pak. Fabrication of a peristaltic pdms micropump. **Sensors and Actuators A : Physical**, 123 :453–458, 2005.

[105] Dae-Hyeong Kim, Zhuangjian Liu, Yun-Soung Kim, Jian Wu, Jizhou Song, Hoon-Sik Kim, Yonggang Huang, Keh-chih Hwang, Yongwei Zhang, and John A Rogers. Optimized structural designs for stretchable silicon integrated circuits. **Small**, 5(24) :2841–2847, 2009.

[106] Jeong-Min Han, Jin-Woo Han, Ji-Yun Chun, Chul-Ho Ok, and Dae-Shik Seo. Novel encapsulation method for flexible organic light-emitting diodes using poly(dimethylsiloxane). **Japanese Journal of Applied Physics**, 47(12) :8986–8988, 2008.

[107] Nikhil S Tambe and Bharat Bhushan. Micro/nanotribological characterization of pdms and pmma used for biomems/nems applications. **Ultramicroscopy**, 105(1) :238–247, 2005.

[108] Babak Ziaie, Antonio Baldi, Ming Lei, Yuandong Gu, and Ronald A Siegel. Hard and soft micromachining for biomems : review of techniques and examples of applications in microfluidics and drug delivery. **Advanced Drug Delivery Reviews**, 56(2) :145–172, 2004.

[109] C.-P.B. Siu and Mu Chiao. A microfabricated pdms microbial fuel cell. **Microelectromechanical Systems, Journal of**, 17(6) :1329–1341, 2008.

[110] Demetri Psaltis, Stephen R Quake, and Changhuei Yang. Developing optofluidic technology through the fusion of microfluidics and optics. **Nature**, 442(7101) :381–386, 2006.

[111] Jeremy Streque, Abdelkrim Talbi, Philippe Pernod, and Vladimir Preobrazhensky. New magnetic microactuator design based on pdms elastomer and mems technologies for tactile display. **Haptics, IEEE Transactions on**, 3(2) :88–97, 2010.

[112] Huan Hu, Kashan Shaikh, and Chang Liu. Super flexible sensor skin using liquid metal as interconnect. In **Sensors, 2007 IEEE**, pages 815–817. IEEE, 2007.

[113] Hiroyuki Kudo, Takanori Sawada, Elito Kazawa, Hiromichi Yoshida, Yasuhiko Iwasaki, and Kohji Mitsubayashi. A flexible and wearable glucose sensor based on functional polymers with soft-mems techniques. **Biosensors and Bioelectronics**, 22(4) :558–562, 2006.

[114] F Schneider, T Fellner, J Wilde, and U Wallrabe. Mechanical properties of silicones for mems. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 18(6) :065008, 2008.

[115] Chung-Lin Wu, Hsueh-Chu Lin, Jiong-Shiun Hsu, Ming-Chuen Yip, and Weileun Fang. Static and dynamic mechanical properties of polydimethylsiloxane/carbon nanotube nanocomposites. **Thin Solid Films**, 517(17) :4895–4901, 2009.

[116] Romain VJ Viard. **Dispositifs fluidiques de contrôle actif d'écoulements à base de microsystèmes magnéto-électro-mécanique (MMEMS) :(conception, réalisation, tests)**. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2010.

[117] Nicolas Tiercelin, Philippe Coquet, Ronan Sauleau, V. Senez, and H. Fujita. Millimeter wave planar antennas printed on micromachined PDMS substrates. In **Int. Joint Conf. of 4th ESA Workshop on Millimeter-Wave Technology and Applications, 8th Topical Symp. on Millimeter Waves, 7th Millimeter-Wave Int. Symp**, pages 331–336, France, 2006. ESA.

[118] F. Schnieder, T. Tischler, and W. Heinrich. Modeling dispersion and radiation characteristics of conductor-backed cpw with finite ground width. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 51(1) :137–143, 2003.

[119] E Paleczny, D Kinowski, JF Legier, P Pribetich, and P Kennis. Comparison of full wave approaches for determination of microstrip conductor losses for mmic applications. **Electronics Letters**, 26(25) :2076–2077, 1990.

[120] N.J. Farcich, J. Salonen, and P.M. Asbeck. Single-length method used to determine the dielectric constant of polydimethylsiloxane. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 56(12) :2963–2971, 2008.

[121] J.-F. Legier E. Paleczny L. Dubois N. Tiercelin P. Coquet P. Pernod P.-Y. Cresson, Y. Orlic and T. Lasri. 1 to 220 ghz complex permittivity behavior of flexible polydimethylsiloxane substrate. **TBA**, X :X, 2013.

[122] Gildas P Gauthier, Alan Courtay, and Gabriel M Rebeiz. Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 45(8) :1310–1314, 1997.

[123] M Stotz, G Gottwald, H Haspeklo, and J Wenger. Planar millimeter-wave antennas using sinx membranes on gaas. **Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on**, 44(9) :1593–1595, 1996.

[124] Ioannis Papapolymerou, Rhonda Franklin Drayton, and Linda PB Katehi. Micromachined patch antennas. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 46(2) :275–283, 1998.

[125] Jean-Noël Paquien. **Etude des propriétés rhéologiques et de l'état de dispersion de suspensions PDMS/Silice**. PhD thesis, Atelier de reproduction des thèses, 2006.

[126] J Garra, T Long, J Currie, T Schneider, R White, and M Paranjape. Dry etching of polydimethylsiloxane for microfluidic systems. **Journal of Vacuum Science & Technology A : Vacuum, Surfaces, and Films**, 20(3) :975–982, 2002.

[127] Shuichi Takayama, Emanuele Ostuni, Xiangping Qian, J Cooper McDonald, Xingyu Jiang, Phil LeDuc, Ming-Hsien Wu, Donald E Ingber, and George M Whitesides. Topographical micropatterning of poly (dimethylsiloxane) using laminar flows of liquids in capillaries. **Advanced materials**, 13(8) :570–574, 2001.

[128] Bavani Balakrisnan, Sheetal Patil, and Elisabeth Smela. Patterning pdms using a combination of wet and dry etching. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 19(4) :047002, 2009.

[129] Martin Schuettler, Christian Henle, Juan Ordonez, Gregg J Suaning, Nigel H Lovell, and Thomas Stieglitz. Patterning of silicone rubber for micro-electrode array fabrication. In **Neural Engineering, 2007. CNE'07. 3rd International IEEE/EMBS Conference on**, pages 53–56. IEEE, 2007.

[130] Meihua Jin, Xinjian Feng, Jinming Xi, Jin Zhai, Kilwon Cho, Lin Feng, and Lei Jiang. Super-hydrophobic pdms surface with ultra-low adhesive force. **Macromolecular Rapid Communications**, 26(22) :1805–1809, 2005.

[131] Kirill Efimenko, William E Wallace, and Jan Genzer. Surface modification of sylgard-184 poly (dimethyl siloxane) networks by ultraviolet and ultraviolet/ozone treatment. **Journal of Colloid and Interface Science**, 254(2) :306–315, 2002.

[132] Shuwen Hu, Xueqin Ren, Mark Bachman, Christopher E Sims, GP Li, and Nancy Allbritton. Surface modification of poly (dimethylsiloxane) microfluidic devices by ultraviolet polymer grafting. **Analytical chemistry**, 74(16) :4117–4123, 2002.

[133] Emanuel A Waddell, Stephen Shreeves, Holly Carrell, Christopher Perry, Branden A Reid, and James McKee. Surface modification of sylgard 184 polydimethylsiloxane by 254nm excimer radiation and characterization by contact angle goniometry, infrared spectroscopy, atomic force and scanning electron microscopy. **Applied Surface Science**, 254(17) :5314–5318, 2008.

[134] Attila Oláh, Henrik Hillborg, and G Julius Vancso. Hydrophobic recovery of uv/ozone treated poly (dimethylsiloxane) : adhesion studies by contact mechanics and mechanism of surface modification. **Applied Surface Science**, 239(3) :410–423, 2005.

[135] Shantanu Bhattacharya, Arindom Datta, Jordan M Berg, and Shubhra Gangopadhyay. Studies on surface wettability of poly (dimethyl) siloxane (pdms) and glass under oxygen-plasma treatment and correlation with bond strength. **Microelectromechanical Systems, Journal of**, 14(3) :590–597, 2005.

[136] C.A. Balanis. **Antenna Theory : Analysis and Design**. Wiley, 2012.

[137] Chao-Xuan Liu and Jin-Woo Choi. Patterning conductive pdms nanocomposite in an elastomer using microcontact printing. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 19(8) :085019, 2009.

[138] XZ Niu, SL Peng, LY Liu, WJ Wen, and Ping Sheng. Characterizing and patterning of pdms-based conducting composites. **Advanced Materials**, 19(18) :2682–2686, 2007.

[139] Michael D Dickey, Ryan C Chiechi, Ryan J Larsen, Emily A Weiss, David A Weitz, and George M Whitesides. Eutectic gallium-indium (egain) : A liquid metal alloy for the formation of stable structures in microchannels at room temperature. **Advanced Functional Materials**, 18(7) :1097–1104, 2008.

[140] Gerard J Hayes, Ju-Hee So, Amit Qusba, Michael D Dickey, and Gianluca Lazzi. Flexible liquid metal alloy (egain) microstrip patch antenna. **Antennas and Propagation, IEEE Transactions on**, 60(5) :2151–2156, 2012.

[141] Ju-Hee So and Michael D Dickey. Inherently aligned microfluidic electrodes composed of liquid metal. **Lab on a Chip**, 11(5) :905–911, 2011.

[142] Mohammad Rashed Khan, Gerard J Hayes, Ju-Hee So, Gianluca Lazzi, and Michael D Dickey. A frequency shifting liquid metal antenna with pressure responsiveness. **Applied Physics Letters**, 99(1) :013501–013501, 2011.

[143] Ned Bowden, Scott Brittain, Anthony G Evans, John W Hutchinson, and George M Whitesides. Spontaneous formation of ordered structures in thin films of metals supported on an elastomeric polymer. **Nature**, 393(6681) :146–149, 1998.

[144] M Maghribi, J Hamilton, D Polla, K Rose, T Wilson, and P Krulevitch. Stretchable micro-electrode array [for retinal prosthesis]. In **Microtechnologies in Medicine & Biology 2nd Annual International IEEE-EMB Special Topic Conference on**, pages 80–83. IEEE, 2002.

[145] Sigurd Wagner, Stéphanie P Lacour, Joyelle Jones, Pai-hui I Hsu, James C Sturm, Teng Li, and Zhigang Suo. Electronic skin : architecture and components. **Physica E : Low-dimensional Systems and Nanostructures**, 25(2) :326–334, 2004.

[146] Stéphanie Périchon Lacour, Sigurd Wagner, Zhenyu Huang, and Z Suo. Stretchable gold conductors on elastomeric substrates. **Applied physics letters**, 82(15) :2404–2406, 2003.

[147] T Adrega and SP Lacour. Stretchable gold conductors embedded in pdms and patterned by photolithography : fabrication and electromechanical characterization. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 20(5) :055025, 2010.

[148] Michael S Miller, Gregory JE Davidson, Brian J Sahli, Colleen M Mailloux, and Tricia B Carmichael. Fabrication of elastomeric wires by selective electroless metallization of poly (dimethylsiloxane). **Advanced Materials**, 20(1) :59–64, 2008.

[149] Heinz Schmid, Heiko Wolf, Rolf Allenspach, Heike Riel, Siegfried Karg, Bruno Michel, and Emmanuel Delamarche. Preparation of metallic films on elastomeric stamps and their application for contact processing and contact printing. **Advanced Functional Materials**, 13(2) :145–153, 2003.

[150] NT Böker. **Prototyping of a Stretchable Microelectrode Array for Cardiotoxicity Drug Screening**. PhD thesis, Master ?s thesis, Delft University of Technology, 2009. 68, 69, 71, 72, 182, 2009.

[151] Darren S Gray, Joe Tien, and Christopher S Chen. High-conductivity elastomeric electronics. **Advanced Materials**, 16(5) :393–397, 2004.

[152] Kwan Seop Lim, Woo-Jin Chang, Yoon-Mo Koo, and Rashid Bashir. Reliable fabrication method of transferable micron scale metal pattern for poly (dimethylsiloxane) metallization. **Lab on a Chip**, 6(4) :578–580, 2006.

[153] Keon Jae Lee, Kari A Fosser, and Ralph G Nuzzo. Fabrication of stable metallic patterns embedded in poly (dimethylsiloxane) and model applications in non-planar electronic and lab-on-a-chip device patterning. **Advanced Functional Materials**, 15(4) :557–566, 2005.

[154] Dominique Brosteaux, Fabrice Axisa, Mario Gonzalez, and Jan Vanfleteren. Design and fabrication of elastic interconnections for stretchable electronic circuits. **Electron Device Letters, IEEE**, 28(7) :552–554, 2007.

[155] Sami Hage-Ali, Nicolas Tiercelin, Philippe Coquet, Ronan Sauleau, Vladimir Preobrazhensky, and Philippe Pernod. Millimeter-wave patch array antenna on ultra flexible micromachined polydimethylsiloxane (pdms) substrate. In **Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI'09. IEEE**, pages 1–4. IEEE, 2009.

[156] Dae-Hyeong Kim, Jong-Hyun Ahn, Won Mook Choi, Hoon-Sik Kim, Tae-Ho Kim, Jizhou Song, Yonggang Y Huang, Zhuangjian Liu, Chun Lu, and John A Rogers. Stretchable and foldable silicon integrated circuits. **Science**, 320(5875) :507–511, 2008.

[157] Magdalèna Couty. **Etude du procédé de réalisation de micro-antennes souples implantables pour l'Imagerie médicale par**

Résonance Magnétique. PhD thesis, Université Paris Sud-Paris XI, 2012.

[158] David G Cahill. Thermal conductivity measurement from 30 to 750 k : the 3ω method. **Review of Scientific Instruments**, 61(2) :802–808, 1990.

[159] A Jacquot, B Lenoir, A Dauscher, M Stolzer, and J Meusel. Numerical simulation of the 3ω method for measuring the thermal conductivity. **Journal of applied physics**, 91(7) :4733–4738, 2002.

[160] Yovan Orlic Philippe Coquet Philippe Pernod Nadine Al-Khudary, Pierre-Yves Cresson. Measurement of the thermal conductivity of polydimethylsiloxane polymer using the three omega method. In **THE 11 th INTERNATIONAL SYMPOSIUM OF MEASUREMENT TECHNOLOGY AND INTELLIGENT INSTRUMENTS**, 2013.

[161] James Roderick James and Peter S Hall. **Handbook of microstrip antennas**, volume 2. IET, 1989.

[162] Erik O Hammerstad. Equations for microstrip circuit design. In **Microwave Conference, 1975. 5th European**, pages 268–272. IEEE, 1975.

[163] David M Pozar and Daniel H Schaubert. **Microstrip antennas : the analysis and design of microstrip antennas and arrays**. Wiley. com, 1995.

[164] Odile Picon, Laurent Cirio, Christian Ripoll, Geneviève Baudoin, Jean-François Bercher, and Martine Villegas. **Les antennes-Théorie, conception et applications : Théorie, conception et applications**. Hachette. com, 2009.

[165] DJ Bell, TJ Lu, NA Fleck, and SM Spearing. Mems actuators and sensors : observations on their performance and selection for purpose. **Journal of Micromechanics and Microengineering**, 15(7) :S153, 2005.

[166] D. Orban et G.J.K Moernaut. The basics of patch antennas.

[167] Claudine VASSEURE. Sigtel groupe asiee.

[168] Paul Horowitz, Winfield Hill, and Thomas C Hayes. **The art of electronics**, volume 2. Cambridge university press Cambridge, 1989.

[169] S. Lafoy. Analyse fdtd d'antennes imprimées sur substrat souple. tech. rep., IETR et Université de Rennes 1, 2004.

[170] Y Orlic, B Lacroix, N Tiercelin, V Preobrazhensky, P Pernod, P Coquet, and J Papapolymerou. Frequency agile mechanical antenna for

low-cost millimeter-wave applications. In **Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2012 IEEE**, pages 1–2. IEEE, 2012.

[171] Patrik Fredriksson and Bo Sundman. A thermodynamic assessment of the fe-pt system. **Calphad**, 25(4) :535–548, 2001.

[172] M Ryle and DD Vonberg. Solar radiation on 175 mc./s. **Nature**, 158(339) :S82, 1946.

[173] B.Berge. electro capillarity and wetting of insulator films by water. **Comptes Rendu de l'Académie des Sciences Série II**, 12 :70–80, 1993.

[174] Florian Lapierre. Electromouillage sur diélectrique (ewod) : conception et réalisation de dispositifs microfluidiques originaux sur surfaces superhydrophobes. 2011.

[175] S Hage-Ali, N Tiercelin, F Lapierre, Y Orlic, M Harnois, V Thomy, V Preobrazhensky, P Pernod, and P Coquet. An ewod driven millimeter-wave phase shifter using a movable ultrasoft metalized pdms ground plane. In **Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference (TRANSDUCERS), 2011 16th International**, pages 522–525. IEEE, 2011.

[176] Sami Hage-Ali, Yovan Orlic, Nicolas Tiercelin, Ronan Sauleau, Philippe Pernod, Vladimir Preobrazhensky, and Philippe Coquet. A millimeter-wave elastomeric microstrip phase shifter. In **Microwave Symposium Digest (MTT), 2012 IEEE MTT-S International**, pages 1–3. IEEE, 2012.

[177] Site officiel : http ://arduino.cc/.

[178] Site officiel : http ://arduino.cc/en/main/arduinomotorshieldr3.

Dispositifs souples de communication à 60 GHz reconfigurables mécaniquement

RÉSUMÉ

Il y a à l ?heure actuelle un grand besoin d ?antennes reconfigurables dans la bande des 60 GHz pour des applications de télédétection et de télécommunication sans fil. Les solutions traditionnelles de reconfiguration sont basées sur des semiconducteurs ou des composants RF-MEMS conventionnels dont le coût, la complexité et les pertes croissent avec la fréquence. Dans cette thèse une approche originale a été développée : elle est basée sur la reconfiguration mécanique d ?antennes et de dispositifs sur substrat élastomère souple PDMS et l ?utilisation d ?actionneurs MEMS grand déplacement. L ?histoire et le contexte de la télécommunication sont abordés pour faire comprendre l ?intérêt récent pour la communication à 60 GHz ainsi que la nécessité de la reconfiguration et l ?avantage de la reconfiguration mécanique à cette fréquence. Le PDMS, polymère ultra-souple de choix est ensuite étudié en détail. Il est caractérisé mécaniquement et diélectriquement. Sont ensuite présenté les applications développées par cette approche : des antennes accordables en fréquence ainsi que des dispositifs permettant un balayage de l ?espace. Différents mode d ?actionnement (pneumatique, magnétique, interaction électro-fluidique) sont explorés.

Mots-Clés :
- antenne
- 60 GHz
- électronique souple
- fréquence
- PDMS
- ondes millimétriques
- reconfiguration
- balayage angulaire

Ultrasoft reconfigurable millimeter-wave antennas and devices based on Magneto-Electro-Mechanical Microsystems (MMEMS) : design, fabrication, measurements

ABSTRACT

There is an increasing need for tunable antennas in the 60 GHz band for remote sensing application and wireless communication. Traditional tuning solutions are based on semiconductor or conventional RF-MEMS but these component face cost, complexity and losses issues at millimeter waves. In this thesis, an original approach was developed : it is based on the mechanical reconfiguration of millimeter wave microstrip antennas and devices printed on ultrasoft elastomeric PDMS substrate, thanks to large displacement MEMS actuators. First, a quick history and context on the telecommunication explain the recent interest toward the 60 GHz band for telecommunication and the need for tenability and advantage of mechanical tenability at this frequencies. The ultrasoft polymeric PDMS is then studied. It is caracterised both mechanically and dielectrially. Then the different applications developed during this thesis are presented : frequency tunable antenna and beam steering systems. Different actuation solution (pneumatic, magnetic, electro-fluidic interaction) are explored.

Keywords :
- antenna
- 60 GHz
- soft electronic
- frequency
- PDMS
- millimeter waves
- tuning
- beam steering