HAL
open science

# Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : conception, réalisation, mesures

Sami Hage-Ali

## To cite this version:

Sami Hage-Ali. Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : conception, réalisation, mesures. Autre. Ecole Centrale de Lille, 2011. Français. NNT : 2011ECLI0014 . tel-00638181

**HAL Id: tel-00638181**

**https://theses.hal.science/tel-00638181v1**

Submitted on 4 Nov 2011

**HAL** is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

N° d'ordre: 164

# Ecole Centrale de Lille

## THÈSE

Présentée en vue d'obtenir le grade de

# DOCTEUR

## en Micro et Nanotechnologies, Acoustique et Télécommunications

par


## Sami HAGE-ALI


DOCTORAT DÉLIVRÉ PAR L'ÉCOLE CENTRALE DE LILLE

titre de la thèse:

## Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : Conception, réalisation, mesures

soutenue le 30 septembre 2011 devant le jury d'examen:

| | | |
|---|---|---|
| **Président** | Mr Christian PERSON | Professeur à Télécom Bretagne, Brest |
| **Rapporteur** | Mme Stéphanie LACOUR | Tenure Track Assistant Professor à l'EPFL, Lausanne |
| **Rapporteur** | Mr Christian PERSON | Professeur à Télécom Bretagne, Brest |
| **Examinateur** | Mr Laurent DUSSOPT | Ingénieur de recherche HDR au CEA |
| **Examinateur** | Mr Ronan SAULEAU | Professeur à l'Université de Rennes 1 |
| **Encadrant** | Mr Nicolas TIERCELIN | Chargé de recherche CNRS, IEMN |
| **Directeur de thèse** | Mr Philippe COQUET | Professeur à l'Université de Lille 1 |
| **Directeur de thèse** | Mr Philippe PERNOD | Professeur à l'École Centrale de Lille |
| **Directeur de thèse** | Mr Vladimir PREOBRAZHENSKY | Professeur à l'École Centrale de Lille<br>Directeur de recherche à l'Académie des Sciences de Russie |


Thèse préparée au sein du Laboratoire International Associé LEMAC
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

« *Rester ferme quant aux fins, savoir être souple quant aux moyens* »

L. J.

*À ma famille*

*À Leïla*

# Sommaire

**Remerciements** **9**

**Liste des abréviations** **11**

**Introduction** **13**

**1 Antennes reconfigurables : quels enjeux et problématiques ?** **17**

1.1 Intérêt et paramètres importants des antennes reconfigurables . . . . . 17

1.1.1 Généralités . . . . . 17

1.1.2 Qu'est ce qu'une antenne reconfigurable ? . . . . . 19

1.1.3 Intérêt et applications des antennes reconfigurables . . . . . 20

1.1.4 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables : les paramètres importants . . . . . 21

1.2 Communication dans la bande des 60 GHz et applications . . . . . 23

1.3 Antennes reconfigurables : les technologies et principes de reconfiguration . . . . 27

1.4 Antennes accordables en fréquence . . . . . 29

1.4.1 Commutation . . . . . 29

1.4.2 Charge réactive . . . . . 30

1.4.3 Matériau actif . . . . . 30

1.4.4 Reconfiguration mécanique . . . . . 31

1.5 Antennes à balayage angulaire . . . . . 32

1.5.1 Déphaseurs et réseaux phasés . . . . . 32

1.5.2 Antennes à commutation de faisceau . . . . . 34

1.5.3 Antennes à balayage mécanique . . . . . 35

1.6 Antennes sur substrats souples : synthèse et positionnement du projet de thèse . 37

1.7 Conclusion du chapitre . . . . . 38

**2 Antennes et dispositifs hyperfréquences ultrasouples sur PDMS : quelles techniques de conception, fabrication et mesures ?** **39**

2.1 Le PDMS, un polymère aux propriétés originales pour la reconfiguration mécanique d'antennes . . . 40
2.1.1 Généralités . . . 40
2.1.2 Apport aux MEMS . . . 41
2.1.3 Propriétés structurales et mécaniques . . . 41
2.1.4 Propriétés diélectriques. Etude de lignes de transmission sur PDMS. . . . 46
2.1.5 Conclusion . . . 51
2.2 Conception et modélisation d'antennes sur membrane PDMS . . . 52
2.2.1 Les antennes planaires : quels choix à opérer ? . . . 52
2.2.2 Topologie générale choisie pour les antennes sur PDMS . . . 58
2.2.3 Modélisations numériques . . . 62
2.2.4 Conclusion . . . 65
2.3 Fabrication des antennes sur PDMS : verrous et procédés technologiques développés 66
2.3.1 Fabrication et micro-usinage du PDMS . . . 66
2.3.2 La métallisation épaisse de membranes PDMS, un challenge technologique 71
2.3.3 Développement technologique . . . 75
2.3.4 Conclusion . . . 83
2.4 Caractérisation des antennes : mesures en impédance et rayonnement . . . 84
2.4.1 Impédance . . . 84
2.4.2 Rayonnement . . . 88
2.4.3 Stabilité des propriétés des antennes sur membrane . . . 93
2.4.4 Conclusion . . . 96
2.5 Conclusion du chapitre . . . 97

**3 Antennes et dispositifs hyperfréquences ultrasouples accordables 99**
3.1 Concepts de base : Brevet FR2955319 et extension . . . 99
3.1.1 Problématique . . . 99
3.1.2 Objet de base . . . 100
3.1.3 Applications . . . 103
3.1.4 Conclusion . . . 107
3.2 Antennes accordables sur cavité d'air : éléments de théorie . . . 108
3.3 Choix des techniques et structures d'actionnement . . . 111

3.4 Antenne accordable par actionnement pneumatique . . . . . 114
3.4.1 Conception et fabrication . . . . . 114
3.4.2 Impédance de l'antenne : résultats numériques et expérimentaux . . . . . 116
3.4.3 Rayonnement de l'antenne . . . . . 121
3.4.4 Discussion . . . . . 123
3.4.5 Conclusion . . . . . 125
3.5 Antenne accordable en FePt à actionnement magnétique . . . . . 127
3.5.1 Conception . . . . . 127
3.5.2 Développement technologique : Report de FePt sur PDMS. Validation de l'actionnement . . . . . 129
3.5.3 Caractéristiques hyperfréquences de l'antenne : résultats numériques et expérimentaux . . . . . 136
3.5.4 Discussion et conclusion . . . . . 139
3.6 Conclusion du chapitre . . . . . 141

**4 Antennes et déphaseurs ultrasouples pour le balayage angulaire 143**
4.1 Déphaseurs à membranes ultrasouples . . . . . 143
4.1.1 Déphaseurs à membrane mobile : conception, simulation et fabrication . 143
4.1.2 Actionnement par électromouillage sur diélectrique . . . . . 151
4.1.3 Actionnement électromagnétique . . . . . 157
4.1.4 Conclusion et perspectives . . . . . 161
4.2 Antennes à balayage mécanique . . . . . 163
4.2.1 Conception . . . . . 163
4.2.2 Simulation : Evaluation des effets de la torsion sur une ligne microruban 165
4.2.3 Fabrication . . . . . 166
4.2.4 Mesures . . . . . 168
4.2.5 Techniques d'actionnement : perspectives . . . . . 170
4.2.6 Conclusion . . . . . 172
4.3 Conclusion du chapitre . . . . . 173

**5 Conclusion générale 175**

**Liste des figures 180**

**Liste des tableaux** 187

**Références bibliographiques** 188

**Publications et communications** 205

**Résumé** 208

# Remerciements

Ce travail a été réalisé au sein du Laboratoire intErnational associé en Magnéto ACoustique non linéaire de la matière condensée (LEMAC), laboratoire franco-russe, dont la partie française est située à l'Institut d'Electronique, de Microélectronique et de Nanotechnologies (IEMN, CNRS UMR 8520).

Je remercie la Délégation Générale pour l'Armement (DGA) pour m' avoir témoigné sa confiance en accordant le financement sans lequel cette thèse n'aurait pas pu être poursuivie.

J'adresse tout d'abord mes remerciements à MM. Alain CAPPY et Lionel BUCHAILLOT, qui ont été successivement directeurs de l'IEMN, et MM. Didier STIEVENARD et Gilles DAMBRINE, directeurs-adjoints successifs, pour m'avoir accueilli au sein de leur laboratoire.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à mes encadrants et directeurs de thèse M. Nicolas TIERCELIN, chargé de recherche CNRS à l'IEMN, M. Philippe COQUET, Professeur à l'Université des Sciences et Technologies de Lille, M. Philippe PERNOD et M. Vladimir PREOBRAZHENSKY, professeurs à l' École Centrale de Lille. Ils m'ont fourni direction et soutien quotidiens durant toute la durée de cette thèse, et la richesse des travaux effectués est le fruit de la confiance qu'ils m'ont témoignés.

Je remercie tout particulièrement M. Ronan SAULEAU, professeur à l'Université de Rennes 1, pour son aide, ses conseils et sa réactivité légendaire.

Je remercie également Mme Stéphanie LACOUR et M. Christian PERSON pour avoir accepté de rapporter ce travail ainsi que M. Laurent DUSSOPT pour sa participation au jury de thèse.

Un grand merci à tous mes collègues du LEMAC, en particulier Yannick DUSCH, Yovan ORLIC, Jérémy STREQUE, Huan ZHOU, Christophe FRANCIEWICZ, Pierre-Yves GUERDER, Romain VIARD, Leticia GIMENO MONGE, Vasyl' RUDENKO, Abdelkrim TALBI, Olivier BOU MATAR, Leonid KHRUTIANSKYI, Vladislav ALESHIN, Michaël BAUDOIN, Farzam ZOUESTIAGH, Stephano GIORDANO, Alain MERLEN, Hélène DELSARTE, pour leur amitié, leur aide durant ces trois années de thèse.

Mes remerciements vont à tous les personnels de l'IEMN qui ont permis ces recherches, que ce soit au sein des services communs, de la centrale de technologie, de la centrale de

caractérisation, ou des équipes, en particulier BIOMEMS (Florian LAPIERRE, Maxime HARNOIS, Vincent THOMY, Vincent SENEZ), NAM6 (Emmanuelle ALGRE, Steeve ARSCOTT, Bernard LEGRAND), CSAM (Etienne HERTH, Paul-Alain et Nathalie ROLLAND) et MITEC (Clarisse RICARD, Luc DUBOIS, Pierre-Yves CRESSON, Jean-François LEGIER, Eric PALECZNY, Tuami LASRI). Merci à Jean-Michel MALLET pour sa disponibilité et son aide dans la réalisation de pièces mécaniques.

Merci également à Laurent LE COQ, de l'IETR pour son aide précieuse lors des mesures de rayonnement.

J'ai également une pensée pour les membres du club de judo ASPTT Lille Métropole, en particulier Radu, Nicolas et Vasyl', qui m'ont permis de me défouler mais aussi de garder l'équilibre durant ces années de thèse.

Enfin, merci à mon père Makram, ma mère Marianne, ma soeur Mona et à Leïla pour leur soutien sans faille. Et aussi au bout de chou, mon neveu et filleul Antonin, né en cours de thèse. Futur chercheur ?

# Listes des abréviations

| | |
|---|---|
| CPW | CoPlanar Waveguide : guide d'onde coplanaire |
| EWOD | ElectroWetting On Dielectric : électromouillage sur diélectrique |
| FDTD | Finite Difference Time Domain : différences finies dans le domaine temporel |
| FEM | Finite Element Method : méthode des éléments finis |
| FOM | Figure de mérite d'un déphaseur (en °/dB) |
| FSS | Frequency Selective Surface : Surface Sélective en Fréquence |
| ICP-RIE | Inductively Coupled Plasma - Reactive Ion Etching |
| LOS | Line Of Sight : vue directe |
| LTCC | Low Temperature Cofired Ceramic |
| MIMO | Multi Input Multi Outpout |
| MMIC | Monolithic Microwave Integrated Circuit |
| NLOS | Non Line Of Sight : vue indirecte |
| patch | pastille |
| PDMS | Polydiméthylsiloxane |
| PECVD | Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition |
| PML | Perfectly Matched Layer |
| RF-MEMS | microsystèmes radiofréquences |
| SDR | Software Defined Radio : radio logicielle |
| TBA | tert-butyl alcohol |
| UWB / ULB | Ultra Wide Band / Ultra Large Bande |
| VSM | Vibrating Sample Magnetometer : Magnétomètre à échantillon vibrant |
| WLAN | Wireless Local Area Network |
| WPAN | Wireless Personnal Area Network |

# Introduction

Ces quinze dernières années ont connu un développement sans précédent des communications sans fil, s'accompagnant de profondes transformations sociétales et changeant à la fois notre rapport aux objets qui nous entourent et nos interactions avec nos semblables, pour nous rapprocher toujours plus du « village global ». Toujours connectés à tout et partout, en somme.

Ce développement s'est accompagné d'un besoin pour des débits toujours plus importants, et pour des systèmes de communication et de télédétection toujours plus performants, et complexes. La bande sans licence des 60 GHz [1, 2] permet d'envisager des débits de plusieurs dizaines de gigabits par seconde. Elle suscite un intérêt croissant pour les communications sans fil sécurisées, la distribution multipoint au sein de réseaux locaux/personnels (accès à Internet des ordinateurs/consoles, streaming de vidéos HD, échanges avec un caméscope...), les réseaux de capteurs, les systèmes de transports intelligents ou encore le repérage et le suivi de cibles mobiles.

Pour ces applications en bande millimétrique, il y a à l'heure actuelle un grand besoin d'antennes reconfigurables [3], qui permettent d'obtenir un niveau supérieur de fonctionnalité. Pour lutter contre l'affaiblissement du signal dans le canal à 60 GHz, parer à d'éventuels masquages et mettre à profit les trajets multiples, il est nécessaire de posséder des antennes non seulement directives, mais aussi agiles, avec une capacité de balayage angulaire de manière à optimiser de manière dynamique le bilan de liaison. Pour faire face à d'éventuelles interférences ou dégradation de l'environnement, des antennes accordables peuvent permettre de changer de standard et de maintenir la liaison optimale.

Traditionnellement, les solutions de reconfiguration d'antennes sont basées sur des composants semiconducteurs ou RF-MEMS (microcommutateurs ou capacités variables), mais ces technologies connaissent un coût et une complexité croissante avec la montée en fréquence. En outre, les composants semiconducteurs présentent des pertes très élevées en bande millimétrique et au delà. Quand aux composants RF-MEMS, leur fiabilité dans la bande des 60 GHz est toujours sujette à discussion.

Dans ce cadre, la reconfiguration mécanique ou structurale d'antennes, basée sur des parties mobiles, constitue une alternative prometteuse. Un des points clefs est d'utiliser des matériaux

possédant des caractéristiques électriques et mécaniques appropriées. Des antennes reconfigurables sur polyimide Kapton [4] de module d'Young $E_{Young}$= 5,5 GPa, sur benzocyclobutene (BCB) ($E_{Young}$= 2,9 GPa) [5] et Liquid Crystal Polymer (LCP) ($E_{Young}$= 2,5 GPa)[6] ont été rapportées dans la littérature.

Dans ce travail, nous proposons d'utiliser du polydiméthylsiloxane (PDMS), un élastomère siliconé de module d'Young égal à 2,1 MPa et qu'on peut donc qualifier d' « ultrasouple ». Le PDMS, largement utilisé en microfluidique et pour les bio-microsystèmes, présente un grand nombre de propriétés intéressantes : il est biocompatible, résistant chimiquement, léger, compatible avec des nombreuses techniques de micro-usinage du silicium, et de très bas coût. L'extrême souplesse du PDMS, couplée à des microactionneurs grands déplacements, par exemple de type microsystèmes magnéto-électro-mécaniques (MMEMS) [7, 8] permet d'envisager de reconfigurer de manière significative et au-delà de l'état de l'art des structures mobiles d'antennes millimétriques.

L'objectif de cette thèse est de :

- concevoir, modéliser, développer les techniques de microfabrication et de caractérisation d'antennes et dispositifs millimétrique sur PDMS
- proposer des solutions d'antennes et dispositifs reconfigurables (accord en fréquence et balayage angulaire), grâce au couplage de structures déformables en PDMS avec des microactionneurs grands déplacements, notamment de type MMEMS.

La thématique de recherche de cette thèse entre en résonance avec le mouvement général autour de l'« électronique souple » et étirable, qui vise à terme à obtenir des dispositifs qu'il est possible non seulement de plier, mais aussi de tordre, d'étirer ou de conformer à tout type de surface. Ce type de dispositifs servira dans les applications fortement contraintes dans leur conception par le poids, le volume, l'énergie, la biologie, le coût et la comptabilité avec le développement durable. En particulier les antennes et composants pour la communication sans fil bénéficieront de ce nouveau type de dispositifs [9].

Ces travaux ont été réalisés au sein du LEMAC, Laboratoire intErnational associé en Magnéto Acoustique non linéaire de la Matière Condensée, à l'IEMN, sous la direction des professeurs Philippe Coquet, Philippe Pernod et Vladimir Preobrazhensky, et le co-encadrement du docteur Nicolas Tiercelin, en partenariat avec l'IETR de Rennes (Prof. Ronan Sauleau) et avec le soutien financier de la DGA. Ils sont la poursuite des travaux initiés par N. Tiercelin et Ph. Coquet lors de leur séjour au LIMMS, UMI CNRS 2820 (2003-2005) à l' Université de Tokyo, en collaboration avec R. Sauleau. Ils sont les premiers à avoir proposé l'utilisation du PDMS dans des structures RF [10, 11, 12].

Ce document intitulé « *Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : Conception, réalisation, mesures* » est composé de 4 parties distinctes :

Dans un premier chapitre, nous présenterons le domaine des antennes reconfigurables et de la communication en bande millimétrique. L'intérêt de la reconfiguration d'antennes et quelques unes de ses applications seront discutés. Les enjeux et problématiques liés à l'implémentation de différents types d'antennes reconfigurables seront analysés et l'intérêt *a priori* de la reconfiguration mécanique en bande millimétrique, en particulier grâce aux technologies ultrasouples, sera démontré.

Dans un second chapitre, les connaissances et outils de base de la technologie des antennes sur PDMS seront abordés. Les propriétés du PDMS, en particulier électriques et mécaniques seront détaillées. La conception d'antennes sur PDMS et les outils de modélisation numérique seront ensuite traités. La fabrication des antennes ultrasouples sur PDMS sera explorée, en particulier la problématique liée à la réalisation de métallisations épaisses sur PDMS, et le développement d'un procédé technologique original. Ce procédé technologique sera validé par l'étude d'une antenne pastille microruban et d'une antenne réseau microruban 4x2 éléments, mesurées en impédance et rayonnement de façon complète.

Le troisième chapitre permettra tout d'abord d'appréhender les possibilités d'antennes et dispositifs accordables offertes par la reconfiguration de structure mobiles sur PDMS (brevet FR2955319 et extension internationale WO2011089298). Deux antennes millimétriques accordables sur PDMS utilisant des techniques d'actionnement originales et des procédés technologiques novateurs seront étudiées en intégralité.

Le quatrième chapitre traitera enfin des antennes et composants pour le balayage angulaire

avec deux approches : des déphaseurs (à intégrer au sein de réseaux phasés) et des antennes directives à bras de torsion ultrasouple de type scanner seront étudiés.

La conclusion de ce manuscrit donne l'occasion d'effectuer un rappel des principaux résultats de ce travail, ainsi que de proposer des perspectives.

# 1. Antennes reconfigurables : quels enjeux et problématiques ?

Dans ce chapitre, nous introduisons le domaine des antennes reconfigurables et leur intérêt dans la bande des 60 GHz. Les enjeux et problématiques liés aux différents types d'antennes reconfigurables - en particulier les antennes accordables en fréquence et à balayage angulaire - sont analysés et l'intérêt *a priori* de la reconfiguration mécanique en bande millimétrique, en particulier grâce aux technologies ultrasouples, est démontré.

## 1.1 Intérêt et paramètres importants des antennes reconfigurables

### 1.1.1 Généralités

Une antenne est « un moyen de rayonner ou de recevoir des ondes radios » [13] ou, en d'autres termes, une structure de transition entre espace libre et onde guidée [14].

De manière classique, une antenne est caractérisée par deux types de données : son impédance d'entrée et ses caractéristiques de rayonnement.

#### Paramètres d'impédance

La réponse fréquentielle d'une antenne est caractérisée par l'évolution en fréquence de son impédance d'entrée. L'impédance d'entrée complexe de l'antenne s'écrit $Z_{in}(\omega) = R(\omega) + jX(\omega)$ avec $\omega = 2\pi f$ la pulsation et $f$ la fréquence. On définit ensuite le coefficient de réflexion $\Gamma$ par

$$\Gamma = \frac{Z_{in}(\omega) - Z_0}{Z_{in}(\omega) + Z_0} \tag{1.1}$$

avec $Z_0$ l'impédance caractéristique de ligne.

Les pertes par réflexion $RL$ (en dB) sont alors :

$$RL = -20log|\Gamma| \tag{1.2}$$

Le rapport d'onde stationnaire (ROS) est donné par :

$$ROS = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \tag{1.3}$$

L'impédance d'entrée est généralement tracée sur un diagramme de Smith qui permet d'avoir simultanément les informations sur l'amplitude et la phase, et sur la nature inductive ou capacitive de l'antenne. A la résonance de l'antenne, l'impédance d'entrée de l'antenne est purement réelle et le tracé du diagramme de Smith croise l'axe horizontal.

La bande passante en fréquence est typiquement définie par la bande de fréquence pour laquelle le coefficient de réflexion (en dB) est supérieur à - 10 ou -15 dB, correspondant à des ROS respectifs de 1,5 et 2. Pour les antennes à faible bande passante, on fournit également la bande passante en pourcentage de la fréquence centrale, et pour les antennes larges bandes, on donne le ratio des bornes supérieures et inférieures de la bande.

**Rayonnement**

Les diagrammes de rayonnements sont des représentations graphiques des propriétés de rayonnement de l'antenne en champ lointain et quantifient la capacité d'une antenne à transmettre/recevoir le signal dans une direction particulière [15]. Les diagrammes de rayonnement sont généralement présentés comme l'intensité du rayonnement (égale à la puissance rayonnée pour une unité d'angle solide) normalisée (en dB) en fonction de la direction. A partir des diagrammes de rayonnement, on définit l'ouverture à - 3 dB qui est la plage angulaire pour laquelle la puissante rayonnée est supérieure à la moitié de la puissance rayonnée maximale.

La directivité et le gain sont deux données très importantes pour comparer deux antennes.

D'après [16], la directivité (dBi) est « le ratio de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée avec l'intensité moyennée dans toutes les directions ». De manière simplifiée, la directivité est égale au rapport de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée par rapport à celle d'une source isotrope [14]. Si la direction n'est pas spécifiée, on considère qu'il s'agit de la direction de rayonnement maximal.

Le gain est le ratio de l'intensité de rayonnement dans une direction donnée si la puissance acceptée dans l'antenne était rayonnée de manière isotrope. Dans cette définition, les pertes liées à la désadaptation et la polarisation ne sont pas prises en compte. De manière similaire à la directivité, on considère par défaut la direction de rayonnement maximal.

Le gain (G) et la directivité (D) ne sont égaux que dans le cas sans pertes, où l'ensemble de la puissance acceptée est rayonnée. Les pertes dans les antennes peuvent être de plusieurs natures : pertes ohmiques des conducteurs, pertes capacitives, pertes diélectriques, excitation d'ondes de surface/modes de substrat, rayonnement non désiré des lignes d'accès ou fuite de courants dans les lignes de contrôle/polarisation.

On définit alors l'efficacité radiative ou rendement de l'antenne par :

$$G = \eta D \tag{1.4}$$

Enfin, la polarisation de l'antenne dans une direction donnée est définie par la figure tracée par l'extrémité du vecteur champ électrique en champ lointain et le sens de cette trace quand elle est observée le long de la direction de propagation [14]. Elle peut être linéaire, elliptique ou circulaire. La polarisation est un paramètre important des antennes reconfigurables car elle peut permettre de séparer ou distinguer des signaux dans l'espace, agissant comme un filtre spatial pour les signaux non désirés.

### 1.1.2 Qu'est ce qu'une antenne reconfigurable ?

Le concept d'antenne reconfigurable n'étant pas défini de manière unifiée, nous allons adopter la définition - très large - suivante : une antenne reconfigurable est une antenne capable de changer une de ses caractéristiques fondamentales d'opération par un moyen électrique, mécanique ou autre. La reconfiguration peut être de nature discrète ou continue.

On distingue généralement trois types de reconfiguration d'antennes : la reconfiguration de la réponse fréquentielle, celle du diagramme de rayonnement et celle de la polarisation.

La reconfiguration de la réponse fréquentielle recouvre différentes fonctionnalités : la commutation de fréquence, l'accordabilité en fréquence, le changement de bande passante ou encore des fonctionnalités de filtrage, par exemple la réjection de fréquence.

La reconfiguration du diagramme de rayonnement concerne le balayage angulaire, les changements de directivité/ouverture de faisceau, les fonctionnalités de filtrage spatial, et de manière la plus générale la synthèse d'un faisceau selon des caractéristiques souhaitées.

Enfin la reconfiguration de la polarisation recouvre tous les changements dans la polarisation, par exemple passer d'une polarisation linéaire à circulaire ou changer le sens de la polarisation circulaire.

L'antenne reconfigurable idéale permet de faire varier toutes ces caractéristiques sur une très large plage et de manière découplée, mais c'est souvent loin d'être le cas, et cela pose de vrais défis aux concepteurs d'antennes reconfigurables.

Dans ce travail, nous nous limitons à deux fonctionnalités parmi les plus importantes : **l'accord en fréquence** et **le balayage angulaire**.

### 1.1.3 Intérêt et applications des antennes reconfigurables

L'intérêt principal des antennes reconfigurables réside dans leurs capacités à apporter des fonctionnalités et des degrés de liberté supplémentaires aux systèmes de communication et de télédétection, de manière à améliorer leurs performances.

Par exemple dans le cas d'une liaison entre un dispositif portable et une station de base, l'antenne du dispositif portable est fortement contrainte dans sa conception par l'énergie et la place disponible, ainsi que par les restrictions de coût, et il n'est pas courant que plusieurs antennes puissent être utilisées pour accroître la diversité [15]. Typiquement, le dispositif se trouve dans des conditions imprévisibles ou difficiles et la liaison n'est pas optimale. Dans ce contexte, des antennes reconfigurables peuvent être particulièrement utiles : une antenne accordable va permettre de changer de bande d'opération, de filtrer les interférences ou encore d'accorder la fréquence de résonance de l'antenne pour tenir compte d'un nouvel environnement. Une reconfiguration du diagramme de rayonnement peut permettre de diriger le faisceau vers la station de base, avec pour conséquence une puissance d'émission réduite et donc des économies d'énergie pour la batterie.

Un autre exemple sont les traditionnels réseaux phasés, qui connaissent des limitations bien connues en termes de bande passante et d'angle de balayage : dépasser la structure usuelle basée sur une répartition périodique d'éléments identiques en rajoutant de la reconfigurabilité peut permettre d'améliorer la bande passante instantanée, la plage de balayage angulaire ou la distribution des lobes.

Pour les applications utilisant l'UWB (Ultra Wide Band) qui souffrent de la coexistence avec des bandes étroites (par exemple la bande WLAN 802.11a à 5-6 GHz pour l'UWB 3-10 GHz), des antennes capables d'opérer la réjection de ces bandes étroites [17, 18] ou d'opérer la commutation bande large / bande étroite [19] sont particulièrement utiles.

Les techniques multiantennes comme le MIMO (Multi Input Multi Output) [20] bénéficient

également de la diversité apportée par les antennes reconfigurables, puisqu'une condition nécessaire pour le bon fonctionnement du système est que les antennes multiples génèrent des signaux quasi décorrélés [21]. Dans ce contexte une diversité de polarisation et de diagramme de rayonnement, voire de fréquence dans des systèmes MIMO-OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) est particulièrement importante.

Les antennes reconfigurables trouvent aussi leur intérêt dans des systèmes complexes et exigeants en reconfiguration comme la radio logicielle (ou SDR : Software Defined Radio) qui permet de mélanger adaptations matérielles et logicielles avec une grande flexibilité. Plus avancée encore, la radio cognitive permet de rajouter de l'intelligence artificielle et de la conscience de son environnement aux SDRs [22]. La radio cognitive peut éventuellement dialoguer avec une autre radio cognitive, optimiser les liaisons en limitant des interférences avec des utilisateurs proches, ou prendre en compte l'encombrement spectral à un instant donné, en « scannant » une large bande [23].

Les techniques et systèmes précités trouvent leur intérêt pour les applications civiles mais aussi militaires, où l'anti-brouillage, la sécurisation des communications et la reconfiguration dynamique des liaisons pour parer à toutes éventualités sont des fonctionnalités cruciales.

De manière générale, à niveau de fonctionnalité égal, une antenne reconfigurable présente de nombreux avantages sur un système composé de plusieurs éléments à fonction unique : potentiellement elle va permettre un gain de volume, de poids, frais de maintenance, voire de durabilité en s'adaptant à de nouveaux standards.

### 1.1.4 Avantages et inconvénients des antennes reconfigurables : les paramètres importants

Le challenge des antennes reconfigurables consiste non seulement à obtenir le niveau de fonctionnalité nécessaire, mais aussi à intégrer ces fonctionnalités dans des systèmes complets efficaces, raisonnablement complexes et peu coûteux [15]. En conséquence, plusieurs données doivent être analysées précisément pour évaluer une technologie d'antennes reconfigurables.

ll est tout d'abord attendu des antennes reconfigurables qu'elles présentent le niveau de **performance** requis pour une application donnée dans toutes leurs configurations. Les paramètres d'opérations décrits section 1.1.1, notamment l'adaptation, la bande passante, le gain, l'efficacité radiative ou la forme du diagramme de rayonnement doivent être satisfaisants sur

toute la plage de reconfiguration et si possible découplés.

Chaque catégorie de dispositifs a sa figure de mérite :

- une antenne accordable va être évaluée sur sa **plage d'accord**, exprimée en GHz et en pourcentage de la fréquence centrale. Une attention particulière doit être accordée à l'évolution de l'adaptation, de la bande passante et du gain sur la plage d'accord.
- une antenne à balayage angulaire va être jugée sur à la fois sur le **dépointage total**, exprimé en degrés, et sur le **gain de l'antenne en fonction de la direction**, qui est souvent le facteur limitant la plage de balayage angulaire
- les déphaseurs, qui sont des composants utilisés dans les traditionnels réseaux phasés pour introduire un déphasage entre les différents éléments rayonnants de manière à créer un dépointage, sont évalués par la figure de mérite suivante : **le déphasage ramené aux pertes d'insertions du déphaseur**, exprimé en degrés/dB.

Quelle que soit la technologie d'antennes reconfigurable, elle introduit des **pertes**, que ce soit dans les composants semiconducteurs, les lignes de polarisations de composant RF-MEMS, les matériaux actifs ou les matériaux souples. Ces pertes ont un impact direct sur le gain et l'efficacité radiative et augmentent généralement avec la fréquence. Un enjeu majeur du concepteur d'antennes reconfigurables est de limiter ces pertes.

L'ajout de fonctionnalités dans les antennes reconfigurables entraîne inévitablement une **complexité** accrue, non seulement au niveau de l'antenne elle-même, mais aussi au niveau de la commande et de manière générale des circuits. Au final, il faut donc évaluer le **coût total** de l'antenne reconfigurable. Par ailleurs, pour les technologies de rupture, l'**intégration** avec les technologies de circuits existants est à évaluer. De manière similaire, toute nouvelle technique de reconfiguration d'antenne doit démontrer sa **fiabilité** sur grand nombre de cycles. La **vitesse de reconfiguration** est un autre paramètre important et varie de plusieurs ordres de grandeurs selon la technologie de la nanoseconde à la seconde. Enfin pour les systèmes autonomes, la **consommation énergétique** est une donnée critique.

## 1.2 Communication dans la bande des 60 GHz et applications

Il y a à l'heure actuelle pour les applications de communications mobiles, un intérêt croissant pour la bande des 60 GHz [2, 24, 25, 26, 27]. Ceci est dû à plusieurs raisons. Tout d'abord la quantité de bande passante disponible sans licence - 7 GHz entre 57 et 66 GHz selon les zones géographiques - est énorme comparée aux standards actuels à plus basse fréquence (Voir Fig. 1.1). Cela permet d'envisager des débits de plusieurs gigabits voire dizaines de gigabits par seconde, compatibles par exemple avec la transmission en « streaming » de vidéos haute définition non compressées.

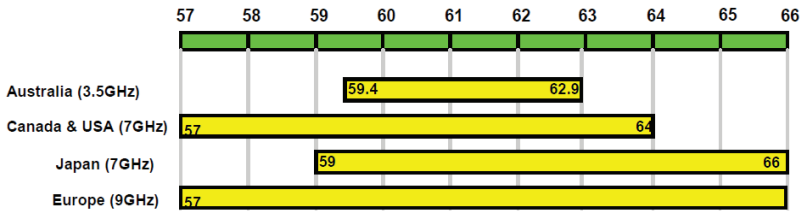



Figure 1.1 – Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques [26]

La puissance autorisée dans le canal à 60 GHz est également importante, puisque l'EIRP (Equivalent Isotropically Radiated Power) moyen autorisé aux Etats-Unis est de 40 dBm, 57 dBm aux maximum en Europe [25]. L'intérêt industriel pour la bande des 60 GHz provient enfin de la réduction des coûts des composants liés au progrès récents des technologies Si et SiGe CMOS/BiCMOS, même si les antennes intégrées sur silicium massif présentent des performances de rayonnement médiocres.

De plus, les fréquences autour de 60 GHz ont un affaiblissement relativement important (lié à l'absorption de l'oxygène) : cela permet de créer des cellules de type « microcells », propices à une meilleure sécurisation /confidentialité des communications. Cela permet également de réaliser des communications « courte-portée » et de faciliter la gestion des réseaux (interférences limitées, réutilisation des fréquences). En revanche pour maintenir un bilan de liaison satisfaisant, il est donc nécessaire d'utiliser des antennes présentant un gain élevé, donc directives. Pour optimiser en permanence la liaison avec un objet mobile et tenir compte d'un éventuel masquage, les antennes doivent non seulement être directives, mais également être adaptatives,

et être capables de réaliser un balayage angulaire/une agilité de faisceau. La liaison peut alors soit fonctionner en vue directe (LOS : Line Of Sight) soit en vue indirecte (NLOS : Non Line of Sight) en utilisant les réflexions et trajets multiples.

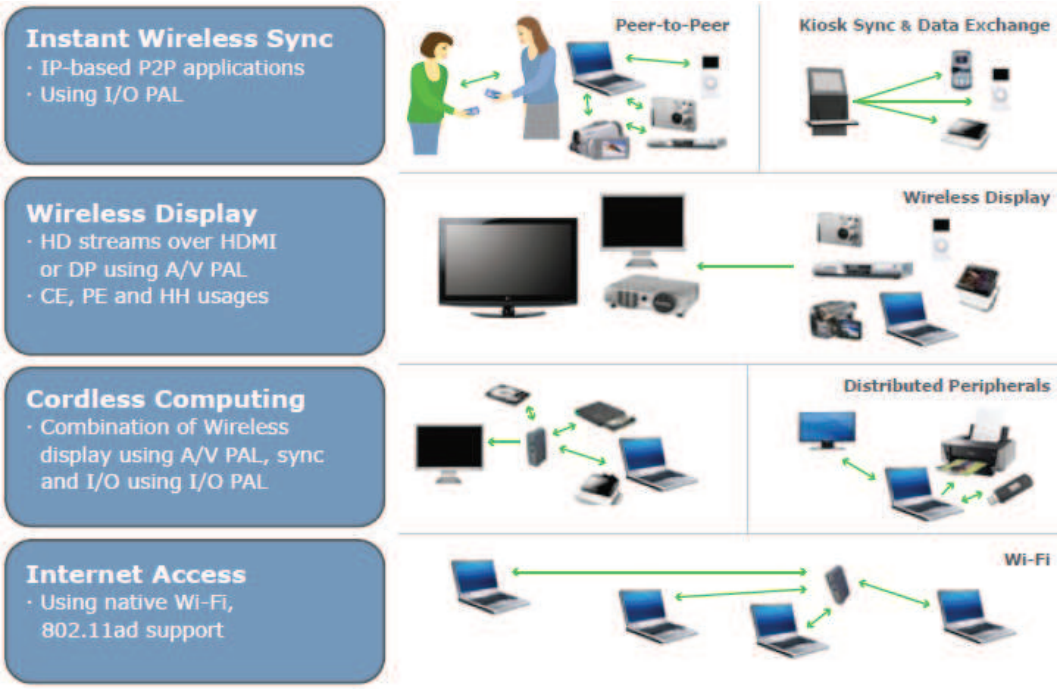
Actuellement, d'importants efforts institutionnels et industriels sont accomplis autour du développement de standards pour la communication à 60 GHz. Pour les institutions on peut citer ECMA TC48, IEEE 802.15.3c et le IEEE 802.11 VHT60 Task Group. Au niveau industriel, deux consortiums réunissant les principaux industriels du secteur sont en concurrence (au moins partiellement) : le WirelessHD (Intel, LG Electronics, Matsushita Electric Industrial (Panasonic), NEC, Samsung, Sibeam, Sony, Toshiba ...) et la Wireless Gigabit Alliance ( AMD, Dell, Intel, Microsoft, NEC, Nokia, Nvidia, Panasonic, Qualcomm, Samsung, Toshiba...).

Parmi les applications dans la bande des 60 GHz, on peut citer :

**Les réseaux locaux et personnels WLAN/WPAN** Différentes utilisations sont listées Fig. 1.2. Il s'agit :

- de l'accès sans fil haut débit à Internet/au réseau local sans fil, idéalement couplé avec des réseaux Wi-Fi à 2,4 et 5 GHz, pour pouvoir passer entre les murs.
- de l'affichage sans fil haut débit sur tout type d'écran par exemple de vidéos haute définition sur un écran de télévision (WHDMI : Wireless High Definition Multimedia Interface)
- des applications de type « sync and go » ou kiosque, où des données sont transférées rapidement d'un dispositif sans fil à un autre, d'un particulier à un autre.
- du « wireless docking / cordless computing » permet enfin de connecter sans fil un ordinateur portable et tous types de périphériques sans fil à une station de base, en supprimant le besoin de câbles entre ordinateurs et périphériques.

**Les réseaux de capteurs :** Un réseau de capteurs est un ensemble de petits dispositifs sans fils autonomes, capables d'effectuer des mesures dans leur environnement (température, mouvement) et de communiquer. Ils peuvent être utilisés pour des applications très variées (localisation, trafic, catastrophes et interventions d'urgence, autonomie des personnes âgées, suivi de marchandises, déploiement sur un champ de bataille). Le passage à la bande des 60 GHz permet notamment de réduire la taille de l'antenne et donc du capteur individuel (noeud). L'utilisation d'antennes directives permet de réduire les puissances d'émissions, ce qui est un




(a)

(b)

Figure 1.2 – (a) Applications WPAN et WLAN grand public [28] (b) Exemple d'utilisation d'un réseau WPAN à 60 GHz une pièce [28]

paramètre critique. Les liaisons radio adaptatives à mettre en oeuvre au sein des réseaux de capteurs passent donc par le développement d'antennes à balayage angulaire car les antennes doivent pouvoir s'adapter de façon dynamique à l'évolution de l'environnement du réseau.

**Les communications véhiculaires:** Les communications véhiculaires à 60 GHz (Voir Fig. 1.3)) peuvent se diviser en trois catégories [2] : les communications intravéhiculaires, les communications intervéhiculaires et les radars véhiculaires. Les communications intravéhiculaires peuvent, dans le cas d'une voiture, se rapprocher d'un réseau WPAN avec des communications

avec des périphériques comme un lecteur DVD à l'arrière. Dans le cas d'un avion, un réseau de bornes sans fils peut permettre de réduire les longueurs de câblages (plusieurs centaines de kilomètres dans un Airbus 380!). Les communications intervéhiculaires à 60 GHz sont également envisagées, bien que présentant des difficultés significatives liées à l'effet Doppler. Enfin, les radars véhiculaires, par exemple pour les autoroutes automatiques et radars anticollision, ont déjà fait l'objet de réalisations en millimétrique, mais plutôt dans la bande des 24 et 77 GHz.

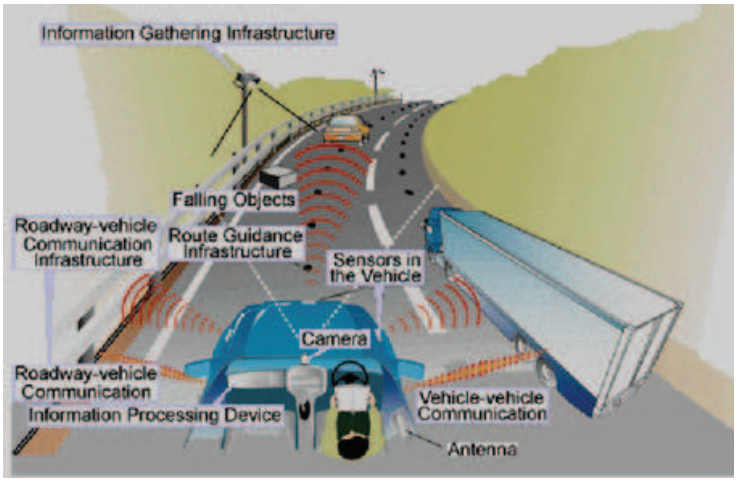



Figure 1.3 – Système de transport intelligent

## 1.3 Antennes reconfigurables : les technologies et principes de reconfiguration

Historiquement, la reconfiguration d'antennes a exploité des composants semiconducteurs en technologie Si, SiGe ou III-V (diodes PIN, transistors FET ou HEMT), qu'il s'agisse d'interrupteurs ou de capacités variables. En millimétrique, les composants III-V, en particulier AsGa, sont les plus performants, notamment en terme de bruit, mais ils restent très chers. Il y a eu récemment de grands progrès dans les technologies Si-CMOS et SiGe BiCMOS dans la bande des 60 GHz, qui font que ces technologies sont les plus à même d'être adoptées pour les applications grand public, car moins coûteuses . Néanmoins les composants semiconducteurs souffrent de plusieurs limitations : leur coût, leur complexité et surtout leurs pertes sont élevés en bande millimétrique et s'accroissent fortement avec la montée en fréquence. Par exemple les commutateurs SDH126 (HEMT) et SD112 (PIN) Velocium de Northrop Grumman présentent des pertes d'insertion élevées respectives de 1,5 et 2,0 dB en bande V (50-75 GHz), mais aussi des vitesses de commutation très faibles (6 ns) [29].

Dans ces conditions, de nombreux travaux de recherche ont été entrepris ces quinze dernières années sur le développement d'interrupteurs, capacités et matrices de commutation RF en technologie MEMS [30, 31]. Les interrupteurs (« switchs ») peuvent être ohmiques (contact métal-métal) ou capacitifs (capacité shunt à deux états). Ce sont ces derniers qui sont les plus performants en millimétrique. Les avantages et inconvénients des composants RF-MEMS commencent à être bien cernés : ils présentent des performances supérieures à leur concurrents électroniques en bande millimétrique en termes de pertes d'insertion, de linéarité (et d'isolation pour les interrupteurs) pour une consommation électrique virtuellement nulle. En revanche ils sont plus lents que les composants électroniques (0,1 - 100 $\mu$s) et si leur fabrication est bien maîtrisée, elle reste assez complexe. De même, si leur fiabilité n'est plus contestée dans la gamme des micro-ondes (Radant MEMS annonce en 2010 des fiabilités de plusieurs trillions de cycles sur des commutateurs ohmiques), elle est encore sujette à caution aux fréquences plus élevées. Les phénomènes de fatigue, stiction, accumulation de charge, auto-commutation à chaud, microsoudures, flambage sont encore en cours d'investigation. En particulier la résistance à des fortes puissances RF est un point critique de cette technologie. Les RF-MEMS restent des objets fragiles, dont le packaging doit être soigneusement maitrisé. Enfin, ils restent encore assez chers : pour exemple un commutateur ohmique Radant MEMS SPST (Single Pole Single

Throw) RMSW101 coûtait en 2010 20 $ au prix d'échantillons (source : memsinvestorjournal). Toutes ces raisons font que les RF-MEMS n'ont pas encore été adoptés massivement par le marché, en particulier en millimétrique.

Que ces soit pour les semiconducteurs ou les composants RF-MEMS, il y a souvent la nécessité de ramener des lignes de polarisations (qui peuvent être résistives) près de la RF et d'intégrer des éléments de découplage entre RF et DC. Cela augmente la complexité globale du système.

D'autres approches de reconfiguration d'antennes fonctionnent grâce à des matériaux actifs, en particulier ferroélectriques [32], magnétiques (ferrites) ou cristaux liquides [33], que ce soit au niveau de varactors ou du substrat de l'antenne. Ces approches sont basées sur la variation de la permittivité (resp. perméabilité) sous l'effet d'un champ électrique (resp. magnétique). Les matériaux actifs présentent en général des pertes rédhibitoires en millimétrique.

Par rapport à toute ces approches, la reconfiguration mécanique/structurale d'antennes - qui se base sur la mobilité mécanique d'une large partie d'une antenne - a fortement attiré l'attention par ses pertes réduites, sa capacité de balayage continu des paramètres de reconfiguration recherchés, son coût réduit et ses capacité de montée en fréquence.

Nous allons à présent effectuer un état de l'art sur deux fonctionnalités de la reconfiguration d'antenne : l'accord en fréquence et le balayage angulaire. Il n'est évidemment pas possible d'être exhaustif - plusieurs milliers de publications au minimum traitent de ces sujets - et une attention particulière sera accordées au caractéristiques d'antennes suivantes :

- le fonctionnement en bande millimétrique (quand cela est possible)
- les antennes planaires et en particulier les antennes pastilles microruban, qui sont étudiées dans cette thèse (Cf. Chapitre 2)
- la reconfiguration mécanique, en particulier grâce à des matériaux souples.

## 1.4 Antennes accordables en fréquence

Les antennes accordables en fréquence peuvent être classées en deux catégories : les antennes à commutation et les antennes continûment accordables en fréquence. Elles sont basées sur un changement de leur longueur électrique effective.

### 1.4.1 Commutation

Les antennes à commutation sont celles qui permettent d'avoir les excursions en fréquence les plus élevées, car il est possible de commuter des sections d'antennes de longueur différentes et de changer la fréquence de résonance de manière inversement proportionnelle à la modification de la longueur. Un des enjeux est de garder des propriétés d'impédance et de rayonnement assez stables.

Dans [34] Panagamuwa *et al.* utilisent des commutateurs optiques photoconducteurs pour changer la longueur des deux bras d'une antenne dipôle (Voir Fig. 1.4) pour faire varier la fréquence de résonance entre 2,16 GHz et 3,15 GHz quand les deux commutateurs sont actifs. La photocommutation permet d'avoir une commande optique et d'éviter la présence de lignes de polarisation. Un topologie similaire à base de commutateurs RF-MEMS est présenté dans [35].

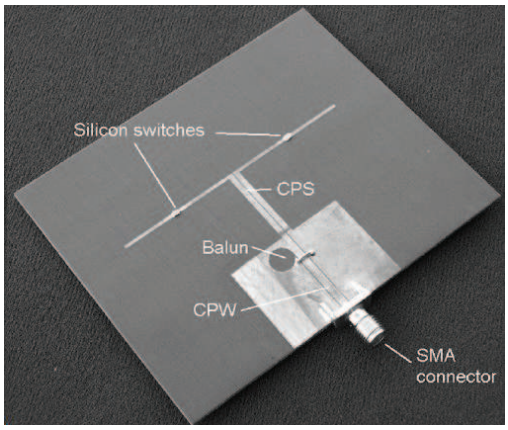



Figure 1.4 – Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photocommutateurs [34]

Des antennes microrubans sont accordées par commutation dans [36] et [37] grâce à des commutateurs RF-MEMS et diodes PIN respectivement. Dans [36] Weedon *et al.* réalisent une antenne 3x3 éléments pouvant fonctionner de la bande L (1-2 GHz) à la bande X (8-12,5 GHz)

alors que dans [37], Le Garrec, Sauleau *et al.* reconfigurent des antennes microruban en forme de H alimentées par fentes en cinq états entre 9,8 et 19 GHz.

On peut enfin citer les travaux d'Anagnostou *et al.* [38] sur la commutation par RF-MEMS d'antennes auto-similaires (fractales) qui présentent des diagrammes très similaires pour différentes positions fréquentielles entre 8 et 25 GHz.

### 1.4.2 Charge réactive

Dès 1982, Bhartia et Bahl [39] proposent l'accord continu d'une antenne microruban en chargeant les côtés par des varactors et obtiennent une plage d'accord de 30 %. Le gain de ce type d'antennes est amélioré avec un structure-multi varactors dans [40].

Dans [41] *et al.* proposent une antenne microruban accordée grâce à un stub coplanaire rendu reconfigurable par des capacités MEMS, tout en éliminant le besoin de ligne de polarisation. L'accord obtenu est de 0,3 GHz entre 15,75 et 16,05 GHz.

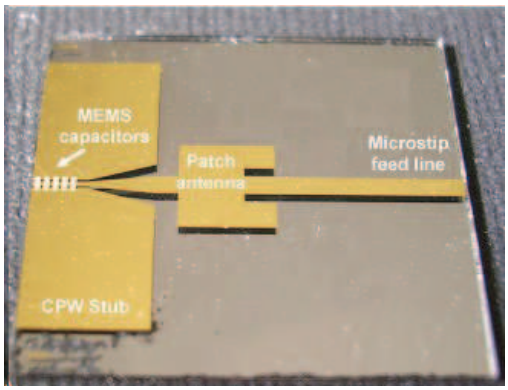



Figure 1.5 – Antenne accordable avec des capacités RF-MEMS reconfigurant un stub CPW [41]

### 1.4.3 Matériau actif

Des antennes continûment accordables basées sur des ferrites [42] (40% d'accord) ou un substrat ferroélectrique [43, 44] ont été proposées. Ce type de matériaux massif présente néanmoins des pertes massives en millimétrique.

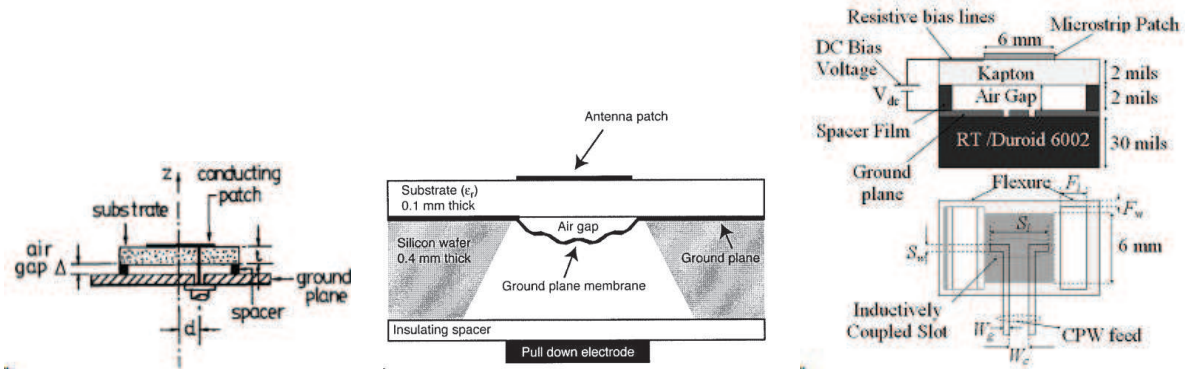
Le BST en couches minces utilisé dans des varactors a fait l'objet d'un intérêt croissant ces dernières années [45].

### 1.4.4 Reconfiguration mécanique

Des antennes reconfigurables mécaniquement par déformation magnétique d'une pastille en Ni-Fe [46] (25,7 - 28 GHz) et par perturbation diélectrique d'un monopole CPW à l'aide d'un actionneur piézoélectrique massif [47] (4, 65 à 4,35 GHz) ont été rapportées dans la littérature.

Au début des années 1980, K.F. Lee [48] propose une technique d'antenne microruban à gap d'air reconfigurable manuellement, de manière à changer la constante diélectrique effective (Fig.1.6(a)). L'antenne proposée par Lee a atteint un accord de 20 % autour de 1,2 GHz, sans ajout de composants actifs ou de matériaux présentant des pertes. En revanche, elle n'intégrait pas d'actionneur.

L'idée a été reprise par Shafaï *et al.* [49, 50] et Jackson *et al.* [51, 4] (Fig. 1.6 (b) et (c)), qui ont implémenté des microactionneurs électrostatiques respectivement sur des plans de masses corrugués et sur des membranes Kapton. Les accords obtenus pour des tensions de plusieurs centaines de volts sont respectivement de 16,8 à 17,82 GHz (6%) [50] et de 16,91 à 16,64 GHz (1,6%) [4]. Ces dispositifs sont à la fois limités par la technique d'actionnement électrostatique et la souplesse limitée des membranes réalisées.




(a) (b) (c)

Figure 1.6 – Implémentations d'antennes à gap d'air : (a) actionnement manuel [48] (b) plan de masse corrugué [50] (c) membrane Kapton [51]

La théorie des antennes accordables sur gap d'air est décrite plus en détail au chapitre 3.

## 1.5 Antennes à balayage angulaire

Les antennes planaires en bande millimétriques à balayage angulaire sont généralement réalisées suivant trois approches :

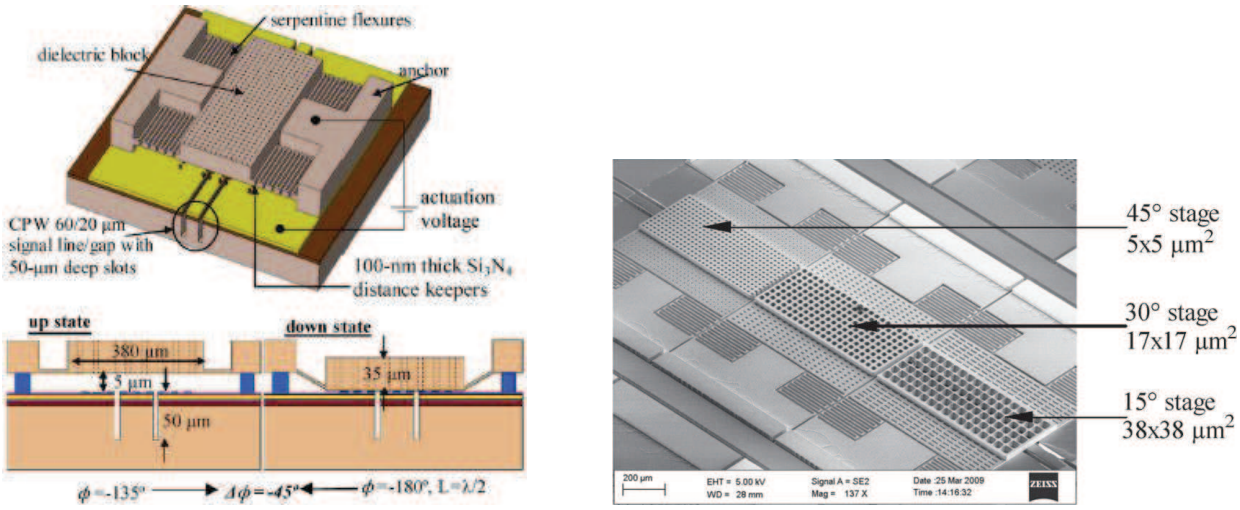
- **les réseaux phasés** sont basés sur l'introduction d'un déphasage (crée par un **déphaseur**) entre les différents éléments rayonnants d'un réseau, générant un dépointage. Les réseaux phasés souffrent en général d'un fort affaiblissement ($\sim$ 5 dB) du gain après un dépointage de 45 °, ainsi que d'un coût et d'une complexité accrue en millimétrique.
- **les antennes à commutation de faisceau** ont pour principe l'alimentation séparée de différents éléments rayonnants, et ne permettent donc pas un balayage angulaire continu.
- **les antennes à balayage mécanique**, en particulier celles de type « scanner » permettent un balayage continu et un gain quasi-constant dans toutes les directions, mais nécessitent l'implémentation d'actionneurs adaptés.

### 1.5.1 Déphaseurs et réseaux phasés

Les déphaseurs conventionnels à retard de phase utilisent des composants semiconducteurs comme interrupteurs pour commuter entre des lignes de différentes longueurs ou bien utilisent des capacités variables pour modifier la constante de propagation sur les lignes de transmission. La consommation de ces composants actifs est faible, leur temps de commutation très rapide, de l'ordre de la nano seconde, mais leurs pertes RF sont importantes et augmentent avec la fréquence. Par exemple un déphaseur 4 bits à base de diodes PIN ou de GaAs FET, présente des pertes de l'ordre de 5 dB en bande X (8-12 GHz) et de l'ordre de 8 dB en bande Ka (26,5-40 GHz) [52].

Dans ces conditions, afin d'essayer de réduire les pertes des déphaseurs, de nombreux travaux de recherche portent sur les déphaseurs à base de RF-MEMS. [53, 54, 55, 56, 57]. Les déphaseurs MEMS peuvent être basés sur la commutation de lignes ou à charge distribuée sur les lignes. Dans ce dernier cas, la ligne de transmission est chargée périodiquement par une série de MEMS capacitifs [53]. Quand le MEMS est actionné à l'état bas, la capacité distribuée augmente, ce qui introduit une différence de phase par rapport à l'état haut. Au delà de 30 GHz, ce sont les déphaseurs MEMS capacitifs qui présentent les meilleures performances en termes de pertes d'insertion comparés aux déphaseurs à interrupteur MEMS [58]. Leur utilisation a été démontrée jusqu'en bande W (75-110 GHz). Les performances obtenues suivant les technologies utilisées,

évaluées par le facteur de mérite, sont de l'ordre de 200 °/dB en bande X, 100 °/dB en bande W et récemment jusqu'à 250 °/dB à 50 GHz [58]. En réponse aux déphaseurs MEMS capacitifs classiques utilisant une membrane métallique pouvant être sujette à dégradations, Somjit *et al.* [59, 60] proposent des déphaseurs MEMS à base de blocs de silicium mobiles perturbant une ligne CPW (Voir Fig. 1.7). Ces déphaseurs présentent une figure de mérite de 71 °/dB et 490 °/cm à 75 GHz avec une forte capacité de résistance à la puissance RF.




(a) (b)

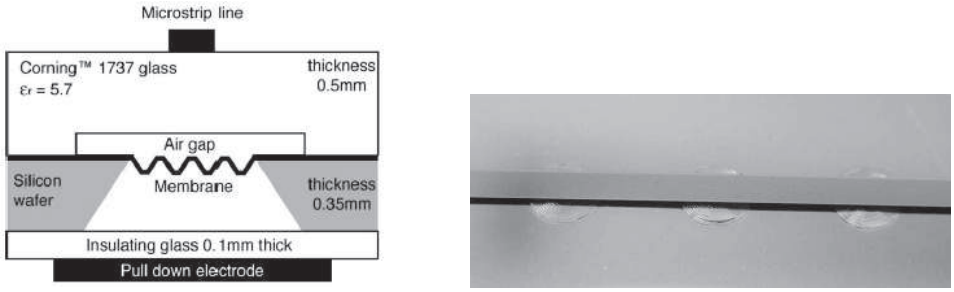
Figure 1.7 – Déphaseurs à blocs de silicium mobiles développés dans [59] [60] (a) Principe (b) Réalisation

Avec les dispositifs MEMS, comparés aux déphaseurs à composants actifs, les pertes d'insertion sont nettement plus faibles. A 30 GHz par exemple, un déphaseur 4 bits présente des pertes de l'ordre de 3dB [61]. Les composants MEMS sont ainsi devenus les meilleurs candidats pour la réalisation de déphaseurs à faibles pertes dans les bandes micro-ondes et millimétriques. Cependant, encore une fois, leur fabrication reste assez complexe [62, 63].

Bien que les interrupteurs MEMS soient technologiquement et commercialement disponibles, il y a encore peu d'exemples de réalisations de réseaux phasés intégrant ces composants. Ceci est dû principalement à leur l'encombrement, à leur système d'alimentation continue qui peut être complexe, aux difficultés d'encapsulation et d'assemblage qui deviennent problématique aux fréquences élevées et en particulier dans les bandes millimétriques. L'essentiel des réalisations, avec des approches hybrides ou monolithiques, se situe ainsi dans la bande des 10-15 GHz avec des angles de dépointage de l'ordre de 20 ° [57, 64, 65]. La réalisation la plus notable concerne un réseau de 0,4 m$^2$ en bande X comportant 25 000 interrupteurs MEMS et offrant un dépointage

de 60° [66]. On note quelques réalisations plus haut en fréquence, en bande Ka (26,5-40 GHz), intégrant jusqu'à 2420 interrupteurs, pour des angles de dépointage de l'ordre de 40° [52, 63].

Tous les travaux précités concernent des implémentations en technologie coplanaires. Or pour réaliser des réseaux phasés d'antennes pastilles microruban, il peut être intéressant d'utiliser des déphaseurs directement en technologie microruban sans à avoir à passer par des transitions. Shafai [67] proposent une technologie de déphaseurs à membranes métalliques corruguées actionnées électrostatiquement et obtiennent un déphasage de 55 ° à 14,25 GHz pour une membrane de 10 mm. En revanche la tension d'actionnement est de 500 V, ce qui montre à nouveau les limitations de l'actionnement électrostatique pour générer de grands déplacements.




(a) (b)

Figure 1.8 – Déphaseur microruban à membrane métallique actionnée électrostatiquement, Shafai *et al.*[67]

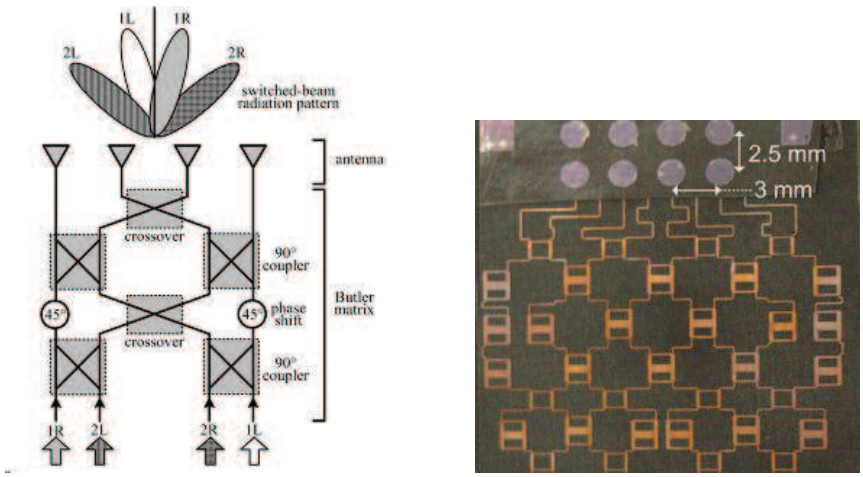
### 1.5.2 Antennes à commutation de faisceau

Des antennes à commutation de faisceau à 60 GHz ont été développées dans [68, 69, 29, 70].

Les antennes développées dans [68] et [69] sont des matrices de Butler 1D et 2D à 60 GHz, respectivement. Les matrices de Butler sont des matrices permettent d'éclairer une direction donnée de l'espace par commutation d'un port.

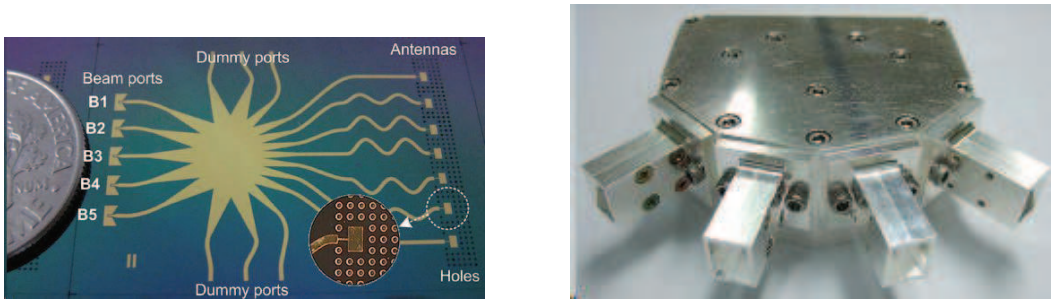
Dans [70], un autre dispositif classique du balayage angulaire est utilisée : la lentille de Rotman décrit Fig. 1.10, qui permet ici un balayage angulaire de +/- 30 °.

Enfin dans [29], une antenne à commutation sectorielle de différents cornets (grâce à des commutateurs commerciaux en technologies PIN et HEMT) est mise en oeuvre : quatre cornets de directivité 15 dB sont commutés pour une excursion angulaire totale de 120 °.




(a) (b)

Figure 1.9 – (a) Principe d'une matrice de Butler pour balayage 1D [68] et (b) Réalisation d'une matrice de Butler pour du balayage 2D [69]




(a) (b)

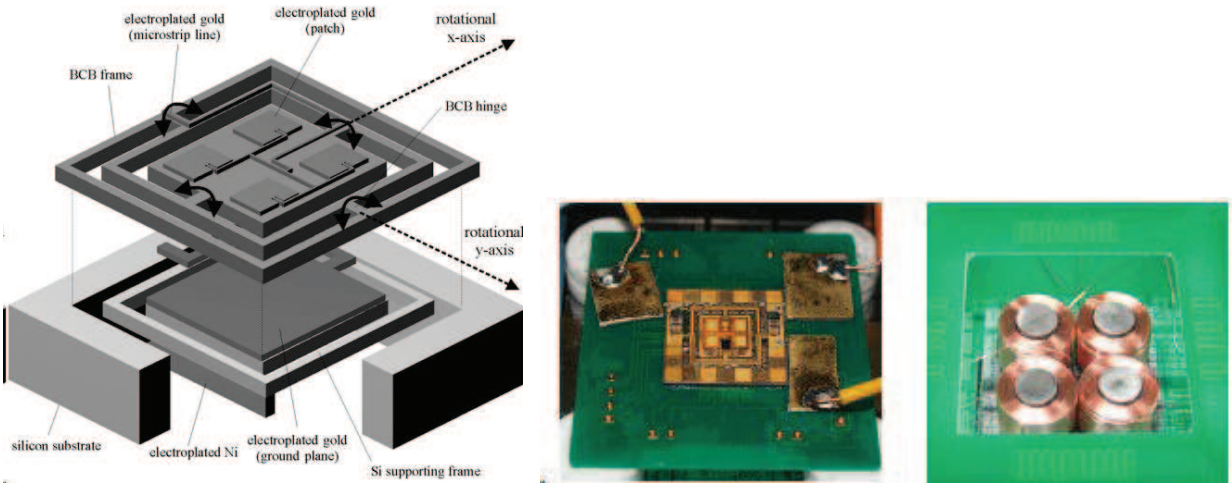
Figure 1.10 – (a) Lentille de Rotman [70] et (b) Antenne à commutation de cornets [29]

### 1.5.3 Antennes à balayage mécanique

Face à toutes les approches nécessitant des composants semiconducteurs ou MEMS, la reconfiguration mécanique d'antennes à l'échelle de l'antenne en entier a fortement attiré l'attention. Dès 1997, Chauvel *et al.* réalisent une antenne à balayage angulaire à base de bras de torsion en $SiO_2$ avec un balayage angulaire de +/- 12 °. Chiao *et al.* démontrent dans [71] la reconfiguration d'une antenne V grâce à des microactionneurs MEMS de type « scratch-drive » avec un dépointage de 45 °.

Pour les antennes de type scanner, ce sont les réalisations de Baek, Kwon *et al.* [5, 72] qui sont les plus significatives. Ils réalisent une antenne scanner 2D 2x2 éléments en bande V à bras de torsion en benzocyclobutène BCB à actionnement électromagnétique (nickel électrolysé /

bobines massives) (Voir Fig.1.11). Le dépointage 2D obtenu en opération est +/- 18 ° et 40 ° à la rupture avec une structure à 2x2 bras de torsion. Cette réalisation est limitée par la fragilité du BCB et par la taille massive des bobines.




(a) (b)

Figure 1.11 – Antenne scanner 2D à bras de torsion BCB (a) schéma de principe [5] et (b) réalisation [72]

Enfin on peut citer les travaux de Costa *et al.*[73] sur une lentille pivotant en élévation et en azimut alimentée par un cornet permettant un balayage 2D de 45° (Voir Fig. 1.12).

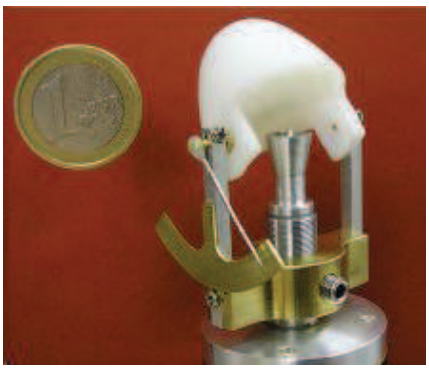


Figure 1.12 – Antenne à lentille développée par Costa *et al.* [73]

## 1.6 Antennes sur substrats souples : synthèse et positionnement du projet de thèse

Historiquement, la recherche de flexibilité mécanique dans le domaine des antennes a commencé avec le micro-usinage de matériaux rigides (silicium dans [71] et $SiO_2$ dans [74]. Différentes équipes ont ensuite travaillé sur des substrats « souples » avec une recherche de matériaux toujours plus flexibles : Polyimide Kapton ($E_{Young}$= 5,5 GPa)[51, 4], PET ($E_{Young}$= 3 GPa) [75], benzocyclobutène (BCB) ($E_{Young}$= 2,9 GPa) [5, 72] et Liquid Crystal Polymer (LCP) ($E_{Young}$= 2,5 GPa)[6]. La résine SU-8 [76] est également utilisée pour ses possibilités dans l'obtention de structures 3D à fort rapport d'aspect.

Tiercelin, Coquet *et al.* sont les premiers à proposer l'utilisation d'un matériau ultrasouple, le Polydiméthylsiloxane PDMS pour la réalisation de structure RF sur membrane, qui plus est dans la bande des 60 GHz [10, 11, 12]. Depuis, plusieurs équipes se sont mis à utiliser ce matériau comme substrat d'antennes avec une accélération ces trois dernières années :

- l'équipe de J. Volakis [77, 78, 79, 80, 81, 82] utilise les PDMS et des composites PDMS-poudres diélectrique, autour du GHz avec pour optique l'obtention d'antennes conformes et résistantes (poids, vibrations)
- les équipes de Dickey, Lazzi *et al.*[83, 84], Whitesides *et al.* [85] et Cheng *et al.* [86, 87] étudient toutes les trois des antennes étirables à base de métal liquide encapsulé dans des canaux PDMS fabriqués par moulage. Les deux premières proposent des antennes filaires accordables en fréquence par élongation à quelques GHz, tandis que Cheng *et al.* réalisent des antennes monopôle pliables autour de 10 GHz. Par leur résolution de fabrication et les matériaux faiblement conducteurs (métal liquide de conductivité utilisés $\sigma$ =$3.10^6$ S/m), ces approches ont peu de chances d'être valables en millimétrique.
- Ford, Lacour *et al.* [88, 89] étudient les antennes étirables sur PDMS à faibles épaisseurs de métal, à quelques GHz, pour les applications de l'électronique souple et les applications biomédicales.

Le projet de thèse est donc bien positionné dans la compétition internationale

- par la bande de fréquence (60 GHz), qu'aucune équipe ne semble proche d'utiliser
- par les procédés technologiques associés aux antennes sur PDMS en bande millimétrique

– par le fait de proposer de la reconfiguration d'antennes (accord en fréquence, balayage) grâce à l'intégration de microactionneurs, et non pas seulement des fonctionnalités de conformabilité, étirabilité ou résistance mécanique.

## 1.7 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons introduit le domaine de la communication dans la bande des 60 GHz et présenté les paramètres critiques des antennes reconfigurables. Les solutions classiques de reconfiguration d'antennes basées sur des composants semiconducteurs, des composants RF-MEMS ou des matériaux actifs présentent toutes de sérieuses limitations en bande millimétrique. L'intérêt de la reconfiguration mécanique apparaît, à la fois pour l'obtention d'antennes continûment accordables en fréquence ou d'antennes à balayage mécanique continu, en particulier grâce à des matériaux toujours plus souples comme l'élastomère PDMS.

La question à laquelle nous tenterons de répondre dans ce manuscrit est la suivante : **est-ce que des solutions de reconfiguration mécanique d'antennes basées sur des matériaux ultrasouples comme le PDMS peuvent concurrencer, voire dépasser les systèmes actuels en termes de performances, coût, compacité, complexité, consommation énergétique et fiabilité, en bande millimétrique ?**

Dans le chapitre suivant, nous nous intéresserons tout d'abord aux techniques de base, en termes de simulation, microfabrication et mesures, liées à la technologie des antennes sur PDMS dans la bande des 60 GHz.

# 2. Antennes et dispositifs hyperfréquences ultrasouples sur PDMS : quelles techniques de conception, fabrication et mesures ?

L'utilisation d'un matériau ultrasouple comme le PDMS dans une technologie d'antenne reconfigurable en bande millimétrique présente un grand nombre d'enjeux et challenges en termes de conception, modélisation, fabrication et mesures. Dans ce chapitre les outils de base de la technologie des antennes sur PDMS sont abordés et validés en première approche, sans traiter directement les aspects liés à la reconfiguration des dispositifs, qui sont étudiés dans les chapitres suivants.

Dans un premier temps, les propriétés mécaniques et électriques du PDMS sont étudiées théoriquement et expérimentalement de manière à valider son intérêt pour la reconfiguration mécanique d'antennes. Dans ce cadre, une étude de lignes de transmission sur PDMS est présentée.

La structure de base choisie pour les antennes (antennes microruban sur membrane) est ensuite explicitée, et la méthode de modélisation discutée. Deux antennes sont étudiées intégralement, numériquement et expérimentalement : une antenne pastille (ou « patch ») microruban et un réseau 4x2 éléments.

La microfabrication des antennes sur PDMS - qui pose des défis importants, notamment celui de la métallisation épaisse du PDMS - est détaillée.

La mesure en impédance et rayonnement des antennes sur PDMS - et ses spécificités - est présentée. La stabilité des propriétés des antennes est enfin démontrée.

## 2.1 Le PDMS, un polymère aux propriétés originales pour la reconfiguration mécanique d'antennes

### 2.1.1 Généralités

Le Polydiméthylsiloxane (PDMS) est un organopolymère siliconé de formule $[Si-(CH_3)_2-O]_n$. Il est utilisé sous de nombreuses formes (huiles, gommes, pâtes, graisses, résines, élastomères) dans différentes applications aussi variées que les cosmétiques, les agents anti-moussants (additif E 900), les fluides pour amortisseurs ou encore l'encapsulation de circuits électroniques. Le PDMS est utilisé depuis la fin des années 90 en microtechnologies [90], notamment en microfluidique ou pour les bio-MEMS. La formulation la plus couramment utilisée est l'élastomère *Sylgard 184* de Dow Corning [91].

Les propriétés avantageuses du PDMS sont les suivantes :

- transparence
- faible coût
- faible poids
- inertie chimique
- biocompatibilité
- perméabilité à certains gaz
- hydrophobicité (angle de contact : 110 °)
- compatibilité avec de nombreuses techniques de micro-usinage du silicium
- épaisseurs disponibles : quelques micromètres à quelques centaines de micromètres en enduction
- réalisation de structure en 3D facile par moulage
- extrême souplesse (voir Figure 2.1)

Le PDMS présente également des limitations :

- il est difficile à graver
- il présente une perméabilité à certains produits chimiques [92]

Les principales propriétés du PDMS *Sylgard 184* sont données Tableau 2.1

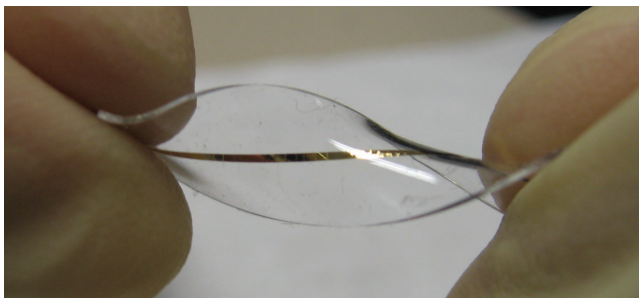


Figure 2.1 – Démonstration de l'extrême flexibilité du PDMS sur une ligne imprimée sur PDMS d'épaisseur 700 $\mu$m

Tableau 2.1 – Propriétés générales du PDMS

| Propriété | Valeur | Référence |
|---|---|---|
| Couleur | transparent | [91] |
| Conductivité thermique ($W.K^{-1}m^{-1}$) | 0,2 | [91] |
| Coefficient d'expansion thermique ($K^{-1}$) | 312 x $10^{-6}$ | [91] |
| Module d'Young équivalent (MPa) | 1,82 | [93] |
| Masse volumique ($kg.m^{-3}$) | 1030 | [91] |
| Constante diélectrique (100 Hz) | 2,7 | [91] |
| Constante diélectrique (100 kHz) | 2,7 | [91] |
| tan δ (100 Hz) | <0.001 | [91] |
| tan δ (100 kHz) | <0.001 | [91] |
| Résistivité volumique DC (ohm.cm) | 1,2 x $10^{14}$ | [91] |
| Rigidité diélectrique ($kV.mm^{-1}$) | 21,2 | [91] |

### 2.1.2 Apport aux MEMS

Grâce aux avantages cités le PDMS est utilisé dans un nombre varié d'applications microtechnologiques, notamment en fluidique (valves [7], pompes [94], circuits microfluidiques [95, 96]), optiques (lentilles adaptatives [97, 98, 99], miroirs à torsion [100]), capteurs et actionneurs (accéléromètres [101], capteurs et actionneurs tactiles [102, 8], capteurs chimiques [103]) et microsystèmes biologiques et médicaux (laboratoires sur puces, capteurs implantables) [95]

### 2.1.3 Propriétés structurales et mécaniques

#### Théorie

La structure interne d'un élastomère est constituée d'un réseau macromoléculaire tridimensionnel, dans lequel des chaînes moléculaires sont reliées à des points de jonction appelés noeuds

de réticulation (Fig. 2.2). Chaque chaîne est flexible, plus ou moins longue et forme des enchevêtrements aléatoires en l'absence de déformation sous l'effet de l'agitation thermique. Quand une contrainte est appliquée puis retirée, les molécules reviennent rapidement à leur état initial grâce à la présence des noeuds de réticulation.

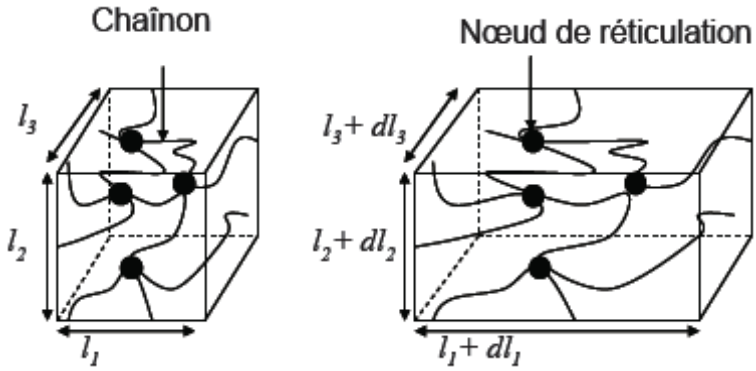



Figure 2.2 – Matrice élastomère non déformée (à gauche) et déformée (à droite) [104]

Les caractéristiques mécaniques des élastomères dépendent de la température : on peut en général distinguer 3 états (Fig. 2.3) :

- T<$T_g$ l'état vitreux, où le comportement est analogue à celui d'un solide, avec un faible domaine élastique
- $T_g$< T<$T_f$ : l'état caoutchoutique, caractérisé par un domaine élastique grand, et des paramètres d'élasticité variables.
- T> $T_f$ : l'état fluide

La température de transition vitreuse du PDMS $T_g$ est environ -125 °C. Le domaine caoutchoutique s'étend au-delà de 200 °C. Dans l'état caoutchoutique, l'élastomère est amorphe et peu réticulé, ce qui permet de grands déplacements à l'état microscopique et par conséquent une grande élasticité à l'état macroscopique.

Dans le domaine caoutchoutique, la loi contrainte-déformation peut-être déterminée par une approche thermodynamique ([104], annexe 1) aux petites déformations.

$$\sigma_n = E(\lambda - \frac{1}{\lambda^2}) \tag{2.1}$$

avec $\sigma_n$ la contrainte, E le module d'Young, et $\lambda = 1 + \frac{l-l_0}{l} = 1 + \varepsilon$ le taux d'allongement, et $\varepsilon$ la déformation.

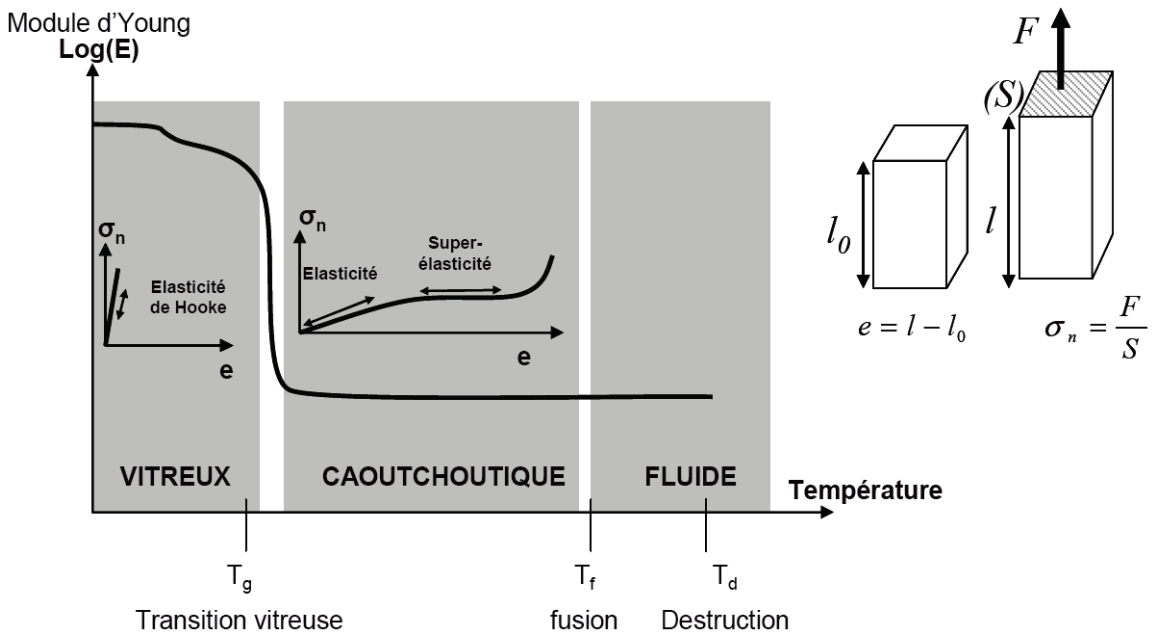



Figure 2.3 – Etat des polymères et effets de la température sur l'élasticité (avec $e = l - l_0$ l'allongement et $\sigma_n$ la contrainte normale associée au déplacement [104]

On constate que la loi contrainte-déformation n'est pas une loi d'Young, il s'agit d'une loi de déformation caoutchoutique non linéaire [105]. Néanmoins, pour des faibles déformations $\varepsilon$, par développement limité sur $\varepsilon$ au premier ordre, on obtient une loi d'Young classique :

$$\begin{cases} \sigma_n = 3E\varepsilon = E_{eq}\varepsilon \\ E_{eq} = 3E \end{cases} \tag{2.2}$$

Pour les élastomères, on peut donc considérer - pour de faibles déplacements - un module d'Young équivalent $E_{eq}$ égal à 3 $E$.

### En pratique

Deux silicones ont été étudiés : le *Sylgard 184* et le *Silastic (R) S*, tout deux produits par *Dow Corning*. Si le premier est bien connu en microtechnologies, le deuxième est initialement prévu pour des applications de réplication par moulage. Le *Sylgard 184*, en dépit de tous ses avantages, présente une faible résistance au déchirement. Dans le cas où de larges et fines membranes élastomères sont considérées, cela peut constituer un problème. Le *Silastic (R) S* offre plus de garanties au niveau de la résistance mécanique, mais sa compatibilité avec les

microtechnologies est *a priori* à prouver. Il est à noter que ce dernier est non transparent et de couleur verte, et sa biocompatibilité n'est pas établie. Par la suite on utilisera la terminologie PDMS pour désigner le *Sylgard 184* et VPDMS pour désigner le *Silastic (R) S*.

Les caractéristiques mécaniques données par le fabricant [91] sont données dans le tableau 2.2. Le VPDMS est annoncé comme ayant une résistance au déchirement neuf fois supérieure à celle du PDMS.

Tableau 2.2 – Propriétés mécaniques du PDMS et du VPMDS annoncées par le fabricant.

| Propriété | PDMS | VPDMS |
|---|---|---|
| Limite élastique à la traction (MPa) | 7,1 | 7 |
| Elongation à la rupture (%) | 140 | 850 |
| Résistance au déchirement (kN/m) | 2,6 | 23 |

Au sein de notre groupe de recherche, R. Viard [106] a mené une étude expérimentale sur les propriétés élastiques du PDMS *Sylgard 184* et du VPDMS *Silastic (R) S* sur des éprouvettes de traction d'épaisseur 2mm (voir Fig. 2.4 et Fig.2.5). Les valeurs d'élongation à la rupture mesurées, 180 % et 830 % sont du même ordre que les caractéristiques typiques données par le fabricant. On notera également que le domaine élastique est très grand et la plasticité très faible. Les modules d'Young sont extraits à partir de ces caractéristiques (Tableau 2.3).

Tableau 2.3 – Modules d'Young et coefficient de Poisson du PDMS et du VPDMS. Le VPMS est trois fois plus souple que le PDMS.

| Propriété | PDMS | VPDMS |
|---|---|---|
| Module d'Young $E$ (MPa) | 0,69 | 0.23 |
| Module d'Young équivalent $E_{eq}$ (MPa) | 2,07 | 0,69 |
| Coefficient de Poisson | 0,5 | NC |

Les valeurs obtenues pour le PDMS sont proches de celles de la littérature [93, 107], qui annoncent 1,8 et 1,65 MPa respectivement.

Pour de faibles épaisseurs (quelques dizaines de micromètres), la reproductibilité des mesures des propriétés élastiques est difficile à obtenir [105, 107], même pour des échantillons préparés à l'identique. On peut faire l'hypothèse que la réticulation se produit différemment d'un échantillon à l'autre, influant sur les propriétés élastiques.

Le PDMS possède par ailleurs des propriétés viscoélastiques, c'est à dire qu'il présente des effets à la fois élastiques et visqueux. On peut accéder aux propriétés viscoélastiques par un essai

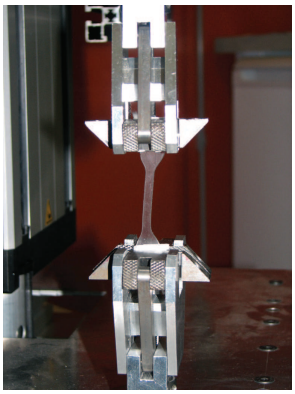


Figure 2.4 – Banc d'essai en traction de l'Ecole Centrale de Lille

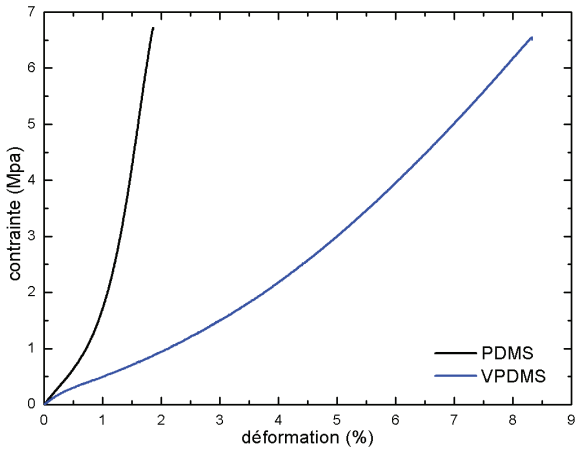



Figure 2.5 – Mesures des caractéristiques déformation - contrainte du PDMS et du VPDMS jusqu'à la rupture [106]

de fluage ou de relaxation, par analyse de la dépendance temporelle respective de la déformation (fluage) ou de la contrainte (relaxation), alors que l'autre paramètre est fixé [93, 108]. On peut également observer la viscoélasticité en procédant à un essai de traction cyclique [106] (voir Fig. 2.6 )

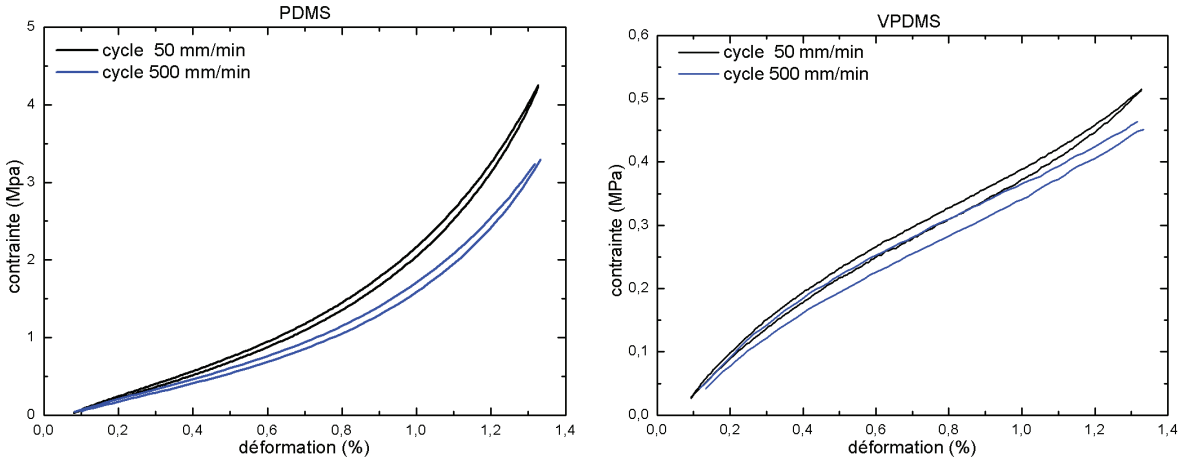



Figure 2.6 – Essai de traction cyclique en petite déformation sur le PDMS et le VPDMS à 50mm/s et 500mm/s.

Ces courbes montrent une faible hystérésis, ce qui est caractéristique d'un comportement peu visqueux. Ceci est en cohérence avec les valeurs du facteur de pertes mécaniques tan δ du PDMS, qui est inférieur à 0,001 pour des sollicitations de fréquences inférieures à 30 Hz [90].

**Synthèse**

Le PDMS présente une extrême souplesse, ainsi qu'une bonne résistance et une très grande plage élastique : il est donc d'un grand intérêt pour la réalisation de structures mobiles résistantes à faible coût énergétique. Toutefois certaines de ses propriétés (non linéarité, reproductibilité difficile aux petites épaisseurs, viscosité) incite à considérer l'intégration d'éléments de contrôle (par exemple des jauges) lors de la conception de systèmes reconfigurables mécaniquement.

### 2.1.4 Propriétés diélectriques. Etude de lignes de transmission sur PDMS.

**Préliminaire**

Les propriétés diélectriques basses fréquences (DC - MHz) de différents élastomères PDMS ont été étudiées dans [109, 110].

Pour le *Sylgard 184*, le fabricant annonce $\varepsilon_r = 2{,}7$ et tan $\delta = 0.001$ à 100 Hz et 100 kHz (Cf. Tableau 2.1). Aucune donnée du fabricant n'est disponible à plus haute fréquence.

Les caractéristiques diélectriques hyperfréquences du PDMS ont été mesurées pour la première fois par N. Tiercelin, P. Coquet et R. Sauleau dans [11, 12]. Deux types de mesures ont été effectuées en collaboration avec le LEST de Brest : par insertion d'un tore de PDMS dans un câble coaxial dans la bande 1-12 GHz et par une mesure quasi-optique en espace libre dans la bande 72-82 GHz [111] . Les données extraites sont résumées Tableau 2.4

Tableau 2.4 – Propriétés diélectriques du PDMS

| Méthode de mesure | Bande [GHz] | Partie réelle de $\varepsilon_r$ | tan $\delta$ |
|---|---|---|---|
| Ligne de transmission coaxiale | 1- 12 | Max : 2,89 [1 GHz]<br>Min : 2,52 [11 GHz] | Min : 0,028 [1 GHz]<br>Max : 0,077 [9 GHz] |
| Espace libre | 72 - 82 | Min : 2,658 7<br>Max 2,677 | Min : 0,039<br>Max 0,042 |

En bande 72 - 82 GHz, les propriétés diélectriques sont stables. Les valeurs du coefficient de pertes tan $\delta$ (environ 0.04) sont élevées par rapport aux substrats usuels comme le RT/Duroïd 5880 ($\varepsilon_r = 2,23$, tan $\delta = 2.10^{-3}$) et le LCP ($\varepsilon_r = 3,2$, tan $\delta < 2.10^{-3}$) ou le quartz ($\varepsilon_r = 3,80$, tan$\delta = 5.10^{-4}$).

Par la suite nous considérerons les valeurs suivantes dans la bande d'intérêt 50-60 GHz :

$\boxed{\varepsilon_r = 2,68 \text{ et } \tan\delta = 0,04}$

**Lignes microruban 50 Ohms sur PDMS et VPDMS plein**

Une étude expérimentale basée sur la mesure des paramètres de ligne de transmission dans la bande 50-60 GHz a été menée pour confirmer les valeurs des paramètres diélectriques du PDMS et du VPDMS et étudier les pertes dans ces matériaux.

Des lignes microruban d'impédance 50 Ohms et de longueur 15 et 30 mm ont été fabriquées sur des substrats PDMS et VPDMS, puis mesurées. La description détaillée des techniques de simulation, fabrication et caractérisation est donnée dans les sections suivantes.

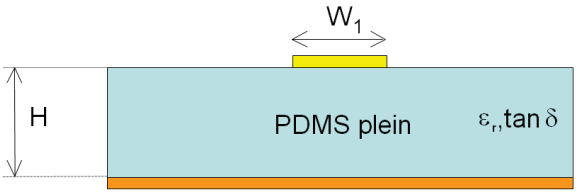



Figure 2.7 – Ligne microruban $W_1 = 540\mu m, H = 200\mu m$

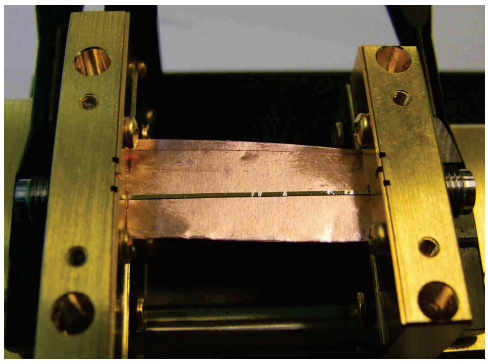
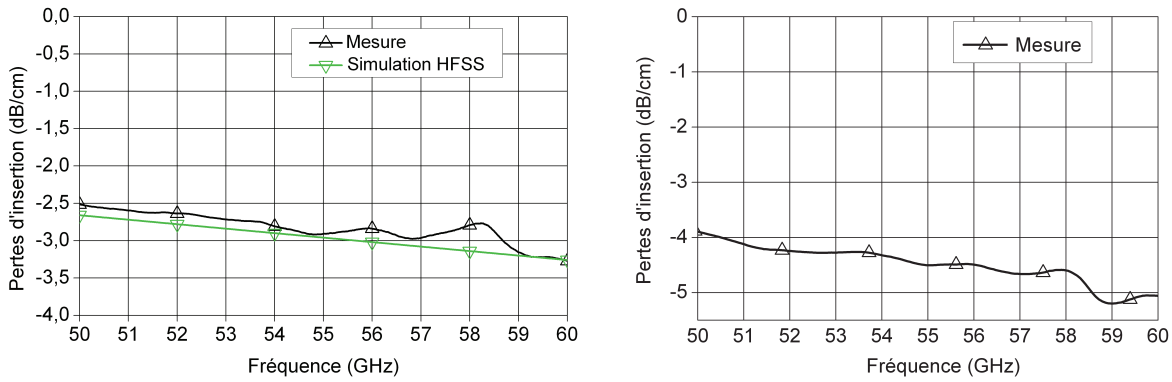


Figure 2.8 – Ligne microruban insérée dans une cellule de mesure Anritsu (longueur : 30 mm)

Les dimensions des lignes microruban sont données Fig. 2.7 et un prototype de ligne sur PDMS est montré Fig. 2.8. Les pertes d'insertion simulées et mesurées des lignes sur PDMS sont présentées Fig. 2.9(a). On observe un très bon accord entre simulation et mesure, ce qui valide les propriétés diélectriques indiquées plus haut. Les pertes d'insertion des lignes microruban sur PDMS sont d'environ 3 dB/cm dans la bande 50-60 GHz. Les pertes sont donc importantes, ce qui était à prévoir au vu du tan δ élevé.

Les lignes sur VPMS (Fig. 2.9(b)) présentent des pertes encore plus importantes, autour de 4,5 dB dans la bande 50-60 GHz, ce qui correspond à un tan δ de 0,06 (à supposer qu' $\varepsilon_r$ soit environ égal à 2,68). Ces pertes supplémentaires par rapport au PDMS peuvent provenir de la composition de l'élastomère, du catalyseur (pour la polymérisation) ou du colorant.

En conclusion, les pertes dans le PDMS (et le VPDMS) massif sont trop importantes en




(a) (b)

Figure 2.9 – Pertes d'insertion des lignes sur (a) PDMS : simulation et expérience (b) VPDMS : expérience

ondes millimétriques pour l'utiliser directement : il faut donc le micro-usiner pour réduire le volume effectif de diélectrique.

### Lignes microruban sur membrane PDMS

Plusieurs approches ont été utilisées pour réduire les pertes effectives d'un diélectrique : par réalisation de trou par micro-perçage ou micro-usinage [112], ou par micro-usinage du substrat (par exemple Si ou GaAs) pour réaliser des dispositifs sur membrane [113, 114].

En raison de la relative simplicité de la réalisation de structures multicouches en PDMS, c'est une technologie de membrane qui a été développée (voir Fig. 2.10). La ligne microruban repose sur une membrane PDMS d'épaisseur h. Cette membrane est supportée par un « cadre » également en PDMS, qui est évidé pour former une cavité d'air sous la membrane. Ainsi, le substrat effectif est composé en majorité d'air.

Il faut ensuite déterminer l'épaisseur optimale de la membrane. Pour une distance interconducteurs H de 200 $\mu$m, les pertes d'insertion de lignes 50 $\Omega$ ont été simulées avec différentes valeurs de h comprises entre 0 et 40 $\mu$m dans la bande 50 - 110 GHz (Fig. 2.11, [11]). À 60 GHz, les pertes sont comprises entre 0,2 et 0,55 dB/cm. Pour h=20 $\mu$m, elles sont d'environ 0,35 dB/cm. Expérimentalement, on constate que des membranes d'épaisseur 10 $\mu$m sont très fragiles, tandis que des membranes d'épaisseur 20 $\mu$m ou supérieure sont raisonnablement manipulables, même pour des superficies de plusieurs cm$^2$, quand elles sont supportées par un cadre. Une épaisseur de membrane de **20 $\mu$m** apparaît donc comme un bon compromis entre résistance

mécanique et pertes diélectriques. **C'est l'épaisseur de membrane qui sera choisie pour l'ensemble des travaux présentés**.

Un prototype de ligne 50 Ω est présenté Fig. 2.12. Au niveau des accès, la membrane est supportée par de la mousse hyperfréquence très faibles pertes. Ce prototype a été simulé et mesuré dans la bande 50-60 GHz : les pertes simulées sont comprises entre 0,3 et 0,4 dB/cm tandis que les pertes expérimentales sont en moyennes autour de 0,55 dB/cm (Fig. 2.13. Les ondulations dans les pertes sont liées aux conditions expérimentales : il est difficile de faire des mesures directement sur membrane. Les pertes sont comparables à celles de lignes 50 Ω sur RT/Duroïd 58800, environ 0,45 dB/cm et supérieures à celles de lignes sur quartz (0,20 dB/cm), ce qui est très satisfaisant. L'approche par technologie membrane est donc validée.

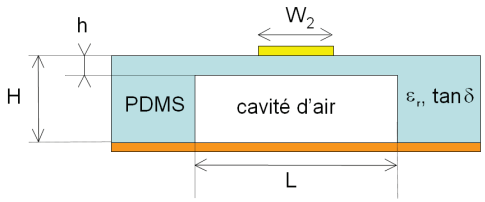



Figure 2.10 – Schéma de principe d'une ligne microruban suspendue sur une membrane PDMS

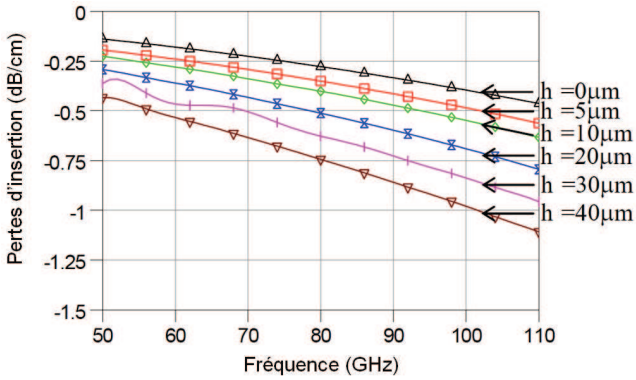



Figure 2.11 – Pertes d'insertion de lignes 50 Ω en fonction de h

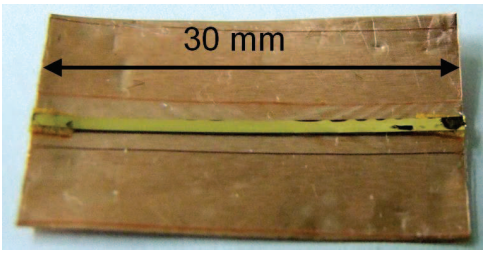



Figure 2.12 – Ligne 50 Ω sur membrane PDMS de dimension $W_2 = 931\mu m, H = 200\mu m, h = 20\mu m, L = 3mm$

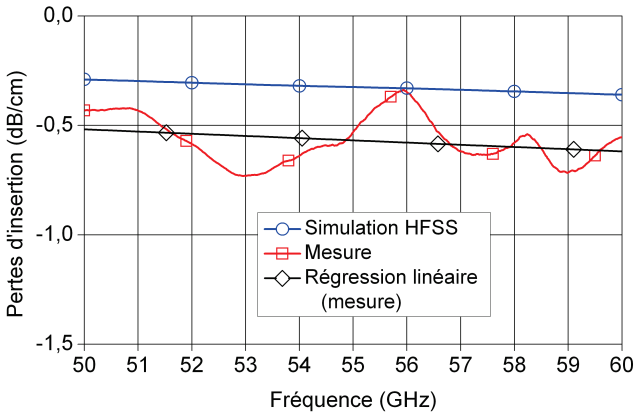



Figure 2.13 – Pertes d'insertion de la ligne sur membrane PDMS : simulation et expérience

### Caractérisation large bande des propriétés diélectriques du PDMS : lignes CPW et lignes microruban

Un travail sur la caractérisation large bande des propriétés diélectriques du PDMS est actuellement mené en collaboration avec l'équipe MITEC de l'IEMN (Pierre-Yves Cresson, Jean-François Legier, Eric Paleczny, Tuami Lasri)

Différents jeux de lignes coplanaires d'impédances caractéristiques différentes de 50 Ohms sur PDMS massif ont été réalisés (Voir Fig. 2.14). Ces lignes ont fait l'objet de des mesures de transmission sous pointes entre 1 et 60 GHz, en plaçant les échantillons sur un substrat GaAs de propriétés hyperfréquences très bien connues. Des lignes microruban sur PDMS massif ont également été mesurées sur une cellule Anritsu (Cf section 2.4) dans la bande 1-60 GHz. Le travail d'extraction des propriétés diélectriques du PDMS et la comparaison des résultats sur les deux types de lignes et méthodes de mesures est en cours.

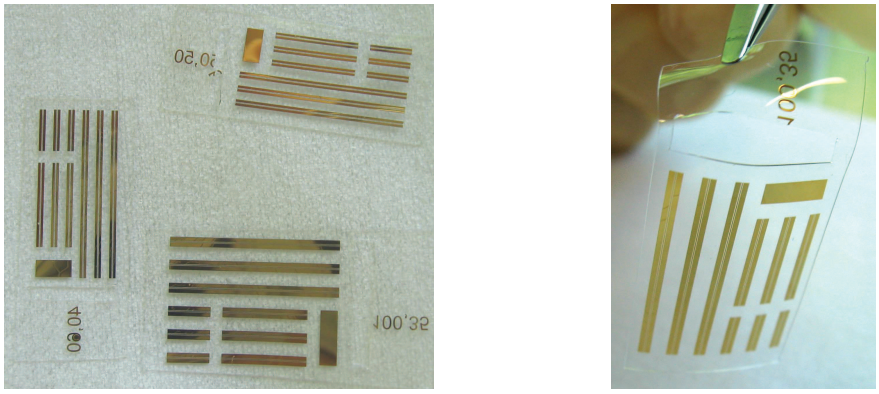


Figure 2.14 – Lignes coplanaires sur PDMS

### Pour conclure

Le PDMS massif présente une constante diélectrique de $\varepsilon_r = 2,68$ et un coefficient de pertes $\tan\,\delta = 0.04$ élevé dans la bande 50 - 60 GHz. Si les pertes dans le PDMS massif peuvent être acceptables pour une utilisation autour du GHz, elles sont en revanche trop élevées en millimétriques. Pour diminuer ces pertes, une technologie de membrane a été développée : le substrat équivalent est composé d'une membrane de PDMS suspendue au-dessus d'une cavité d'air : dans ces conditions les pertes mesurées de lignes microruban 50 Ω sont d'environ 0,5 dB/cm, ce qui est comparable à des substrats commerciaux usuels.

### 2.1.5 Conclusion

En conclusion, les propriétés du PDMS rendent ce matériau très attractif pour la reconfiguration d'antennes en bande millimétrique par déformation mécanique : il est bas coût, transparent, léger, compatible avec nombre de techniques de microfabrication et biocompatible. Son extrême souplesse est caractérisée par un module d'Young équivalent de $E_{Young} = 2{,}1$ MPa, trois ordres de grandeur en dessous de substrats « souples » comme le LCP ou le BCB et cinq ordres de grandeur en dessous du silicium, ce qui en fait un matériau de choix pour la reconfiguration mécanique à faible coût énergétique. Le PDMS présentant des pertes importantes en bande millimétrique, il est nécessaire de le micro-usiner, en utilisant une technologie de membrane. Dans ces conditions les pertes dans les structures microruban sont tout à fait acceptables, ce qui ouvre la voie à une filière technologique pour les antennes. Nous allons à présent voir quelles sont structures d'antennes les plus adaptées à notre étude.

## 2.2 Conception et modélisation d'antennes sur membrane PDMS

### 2.2.1 Les antennes planaires : quels choix à opérer ?

Les antennes imprimés ou plaquées ont connu un intérêt croissant car elles présentent un faible encombrement, sont peu coûteuses à fabriquer et faciles à réaliser par gravure chimique ou mécanique.

#### Avantages et inconvénients des différents type d'antennes

Les différents types d'antennes planaires sont données Tableau 2.5

Les antennes pastilles, appelées communément antennes patch, sont très populaires depuis les années soixante-dix et trouvent leurs applications dans de nombreux systèmes télécoms. Elles présentent des atouts de choix en bande millimétrique : elles sont faciles à réaliser, de faible poids, de faible coût, de faible encombrement, intégrables en réseaux et avec des MMIC et naturellement miniaturisées en bande millimétrique. En revanche leur bande passante est faible (typiquement inférieur à 10 %), le gain est moyennement élevé pour un patch simple, la pureté de la polarisation est faible. Les antennes patchs trouvent leur application dans des applications de communication mobile, sans fil (Wifi, Bluetooth), spatiales ou de télédétection (radar) pour des fréquences allant que quelques centaines de MHz aux fréquences millimétriques.

Dans notre étude, nous avons donc choisi d'étudier les antennes patch, le critère déterminant étant la simplicité de leur structure, au vu de la bande d'étude.

#### Techniques d'alimentation des antennes patch

Plusieurs techniques sont couramment utilisées pour alimenter les antennes patch. On distingue les techniques d'alimentation par contact et sans contact (Fig. 2.15). Les techniques d'alimentation par ligne microruban, sonde coaxiale, fente et couplage de proximité sont les plus populaires.

*A priori*, toutes ces techniques sont dignes d'intérêt dans le cadre de l'étude d'antennes ultrasouples, et présentent chacune avantages et inconvénients :

- l'alimentation par l'intermédiaire d'une ligne microruban qui vient contacter le patch est la plus immédiate, notamment pour des raisons technologiques : la ligne et le patch sont

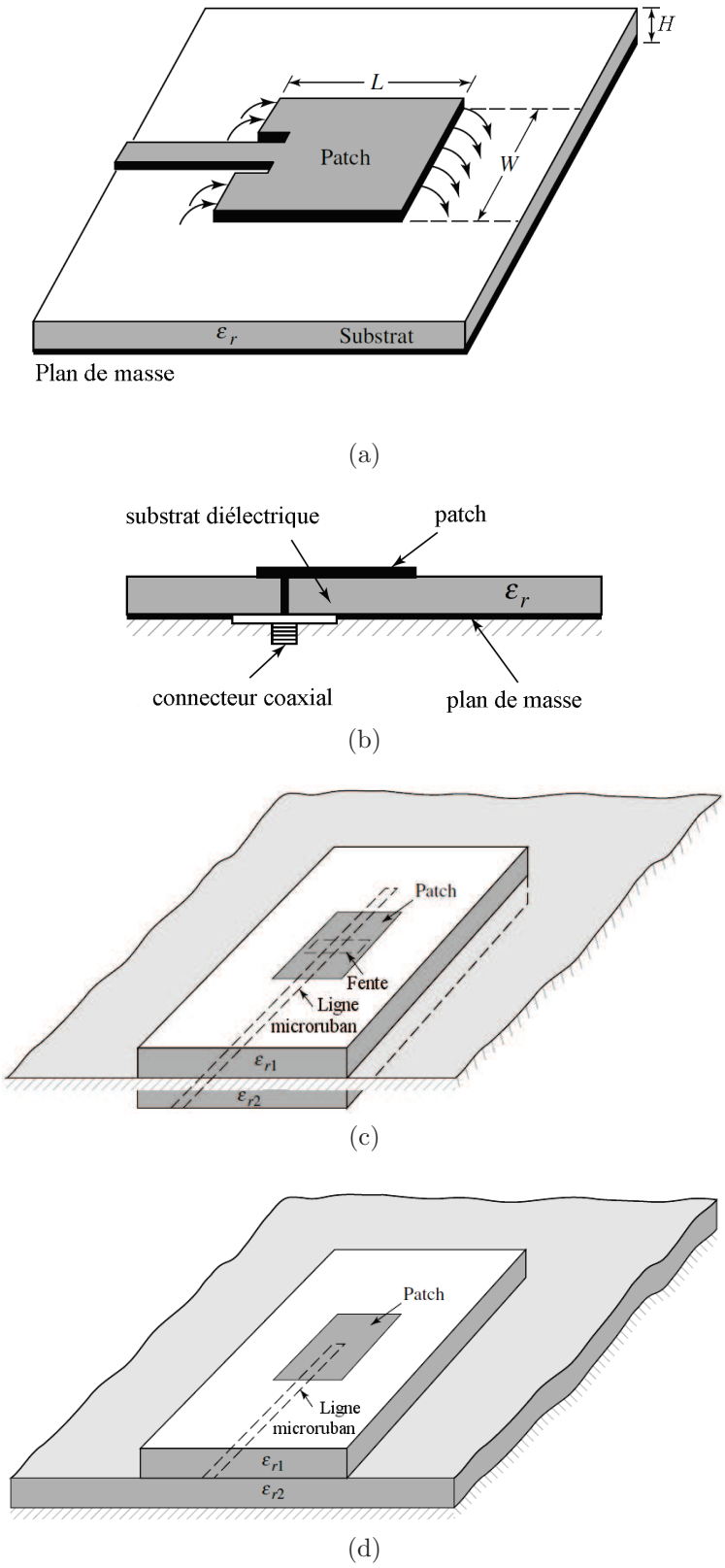



Figure 2.15 – Techniques d'alimentation d'antennes patch. Par contact : (a) Ligne microruban. (b) sonde coaxiale. Sans contact : (c) Alimentation par fente (d) Couplage de proximité. Adapté de [14]

Tableau 2.5 – Type d'antennes planaires [115]

[1] Broadside : le rayonnement est orthogonal au plan de l'antenne, [2] Endfire : le rayonnement est dans le plan de l'antenne

| | | Diagramme de rayonnement | Directivité | Polarisation | Bande passante | Commentaires |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Patch | | Broadside[1] | Moyenne | Linéaire Circulaire | Faible | Très facile à réaliser |
| Fente | | Broadside | Faible Moyenne | Linéaire | Moyenne | Bidirectionnelle |
| Cercle | | Broadside | Moyenne | Linéaire Circulaire | Faible | Difficile à alimenter |
| Spiral | | Broadside | Moyenne | Linéaire | Large | Balun pour l'alimentation |
| Papillon | | Broadside | Moyenne | Linéaire | Large | Balun pour l'alimentation |
| Vivaldi | | Endfire[2] | Importante | Linéaire | Large | Transition (fente/microruban ou coplanaire) pour l'alimentation |
| Yagi fente | | Endfire | Moyenne | Linéaire | Moyenne | Deux niveaux de métallisation |
| Quasi-Yagi | | Endfire | Moyenne Importante | Linéaire | Large | Uni planaire et compact |
| Log-périodiques | | Endfire | Moyenne | Linéaire | Large | Deux niveaux de métallisation |

réalisés dans le même motif métallique. L'alimentation microruban est relativement aisée à modéliser, et il est simple d'adapter l'antenne. Néanmoins la ligne microruban engendre des rayonnements parasites, ainsi que l'apparition d'ondes de surface.

– l'alimentation par sonde coaxiale, où le conducteur interne de la sonde est connecté au patch, et le conducteur externe est connecté au plan de masse, est également très utilisée et occasionne peu de rayonnements parasites. Si ce type d'alimentation est simple à mettre en oeuvre à basse fréquence par perçage du substrat et soudure, l'intégration 3D est beaucoup plus difficile en millimétrique, en particulier sur substrat souple. Dans le cas des antennes PDMS, le développement complet d'une technologie de trous métallisés serait nécessaire.

Ces deux techniques d'alimentation présentent une dissymétrie inhérente à leur géométrie, ce qui entraîne l'apparition de modes d'ordres supérieurs qui font émerger des composantes croisées du rayonnement. Des techniques d'alimentation sans contact ont donc été développées.

– l'alimentation par fente permet de séparer sur deux couches de substrat différentes lignes d'alimentation (microruban ou CPW) et élément rayonnant, couplés entre eux via une fente. Généralement on choisit pour le substrat de la ligne un substrat haute permittivité, tandis que celui qui supporte l'élément rayonnant est basse permittivité, de manière à minimiser le rayonnement de la ligne et maximiser celui de l'élément rayonnement. Il y a donc beaucoup de degré de liberté pour la conception optimisée de l'alimentation de l'antenne et également pour son adaptation. Néanmoins l'alimentation par fente présente un rayonnement arrière, une faible bande passante et une certaine difficulté de fabrication liée à la structure multicouche.
– l'alimentation par couplage de proximité est constituée d'un « stub » couplé au patch. Tout comme dans le cas de l'alimentation par fente, on peut optimiser indépendamment la ligne (qui peut être microruban, mais aussi de type CPW ) et l'élément rayonnement. Cette alimentation présente une très bonne bande passante. L'alimentation par couplage de proximité, tout comme celle par fente, présente l'avantage d'être facilement intégrable avec des MMIC.

Sur ces quatre techniques d'alimentation, seule la sonde coaxiale paraît vraiment difficile à mettre en oeuvre, tandis que l'alimentation par ligne microruban apparaît comme la plus simple.

Par ailleurs, ces techniques d'alimentation sont à replacer dans le contexte général d'antennes ultrasouples qui doivent connaître de fortes déformations géométriques dans le but de reconfigurer leurs paramètres d'opération :

– Si le dipôle rayonnant en lui-même est reconfiguré et fortement mobile, par exemple pour

réaliser une antenne accordable en fréquence, une alimentation par contact de type ligne microruban permet de suivre au mieux les variations géométriques de l'antenne (Voir Chapitre. 3)

– Si c'est l'antenne en entier qui doit être mobile et la ligne d'accès déformée, par exemple en torsion pour fournir une fonctionnalité de balayage angulaire (voir Chapitre 4), les trois techniques d'alimentation par ligne microruban, fente ou couplage de proximité sont envisageables.

Du fait de sa simplicité en termes de rayonnement et de couplage, c'est l'alimentation par ligne microruban qui est privilégiée dans cette étude, sans néanmoins fermer la porte à d'autres options.

#### Techniques de micro-usinage de substrat

L'intérêt du micro-usinage du substrat apparaît dans [116]. Dans cette communication, D.M. Pozar décrit l'évolution du rendement et de la bande passante d'une antenne patch, en fonction de l'épaisseur du substrat ramené à la longueur d'onde, et ce pour différentes valeurs de permittivité (Voir. Fig. 2.16). Il en ressort plusieurs informations importantes : l'efficacité radiative et la bande passante augmentent quand la permittivité diminue, ce que est logique, les champs sont moins confinés. Le micro-usinage est par conséquent favorable au rayonnement de l'antenne. De plus si la permittivité effective est réduite, l'excitation des ondes de surface est réduite. Par contre, si les ondes de surfaces sont diminuées, le rayonnement parasite des lignes microruban sur substrat micro-usiné est accru.

Deux types de techniques de micro-usinage sont utilisés dans le but de réduire soit les pertes et/ou la permittivité effective du substrat.

**La surélévation des antennes :** des travaux assez similaires de Georgia Tech [117] et du Korea Advanced Institute of Science [118] introduisent une technologie d'antennes surélevées sur un substrat haute permittivité. Dans les deux cas l'alimentation de l'antenne se fait par une ligne CPW raccordée au patch par un pilier métallisé de plusieurs centaines de micromètres de haut, ce qui est assez lourd technologiquement et coûteux (Voir Fig. 2.17 et 2.18). De très bons résultats sont obtenus avec ces structures. Dans [117], l'antenne, à 25 GHz, présente une directivité de 9.5 dBi, une bande passante à -10 dB de 10,5%, et une efficacité radiative simulée de 94%. Le réseau de 2 patchs résonant à 60 GHz de [118] présente une bande passante de 14,5%

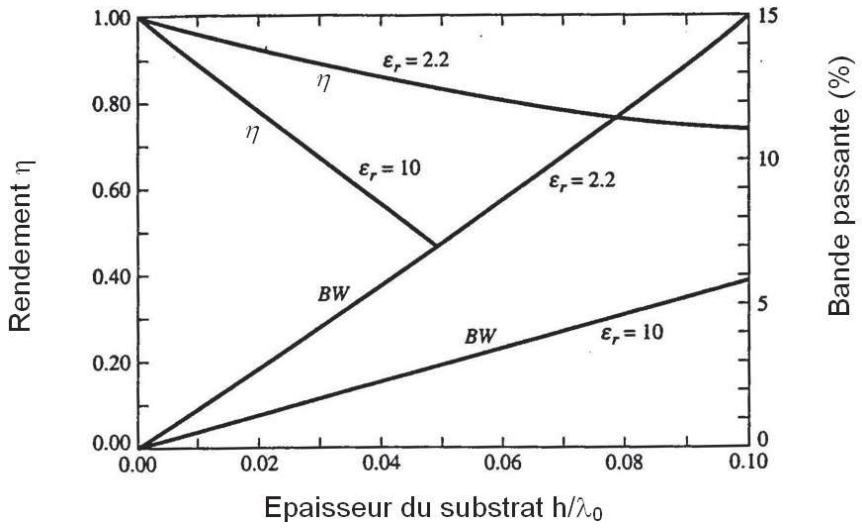
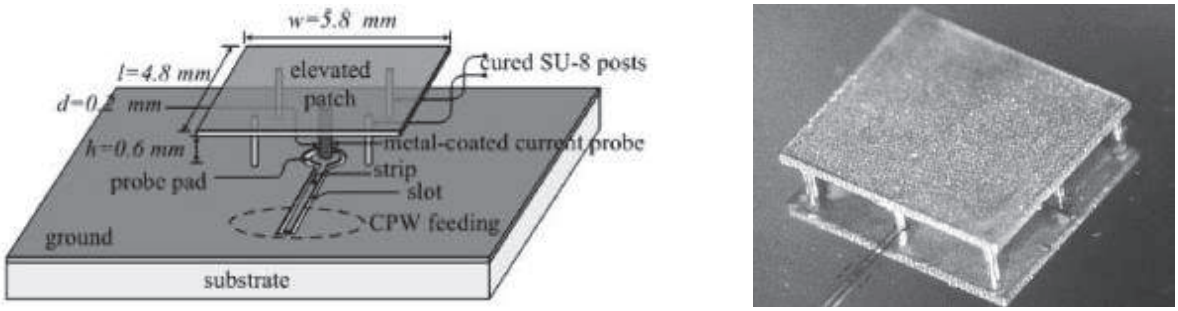



Figure 2.16 – Rendement et bande passante d'une antenne patch rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat. Adapté de [116]




(a) (b)

Figure 2.17 – Antenne surélevée [117] (a) Schéma de principe (b) Prototype

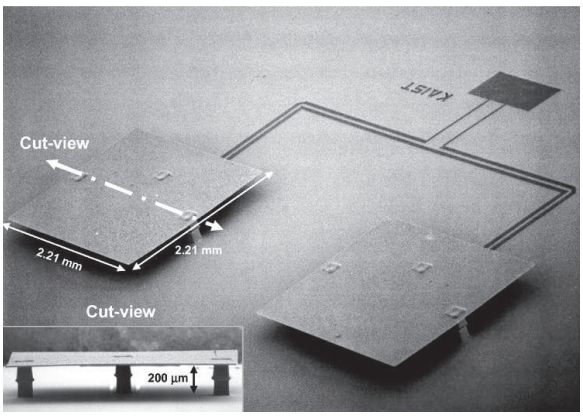



Figure 2.18 – Réseau d'antennes surélevées [118]

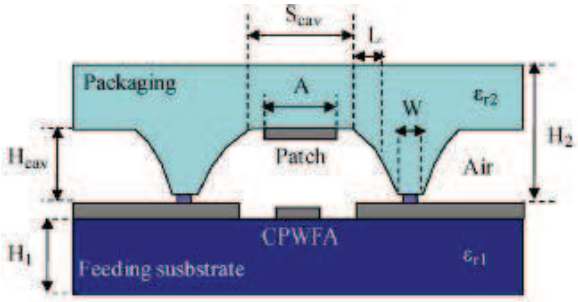



Figure 2.19 – Antenne encapsulée dans du quartz [119]

et une efficacité radiative simulée de 94%. Le micro-usinage permet donc l'obtention d'antennes relativement large bande et efficaces.

Dans [119], Herth&*al* développent une technique d'antenne encapsulée dans du quartz. L'élément rayonnant est imprimé au fond d'une cavité micro-usinée dans le quartz et l'alimentation est assurée par couplage de proximité avec un ligne CPW (Cf. Fig. 2.19). L'antenne est intégrée au packaging et le procédé de type « above IC » est compatible MMIC.

**Le micro-usinage « direct » du substrat:** dans [112], le substrat est percé périodiquement (Voir Fig. 2.20, tandis que dans [114] et [113] des substrats de silicium et d'AsGa sont micro-usinés par gravure chimique (Voir Fig. 2.21). Pour [113], le substrat d'AsGa est entièrement gravé et l'élément rayonnant repose sur une membrane de $SiN_x$, dont la contrainte doit être optimisée. Le substrat effectif est donc essentiellement composé d'air.

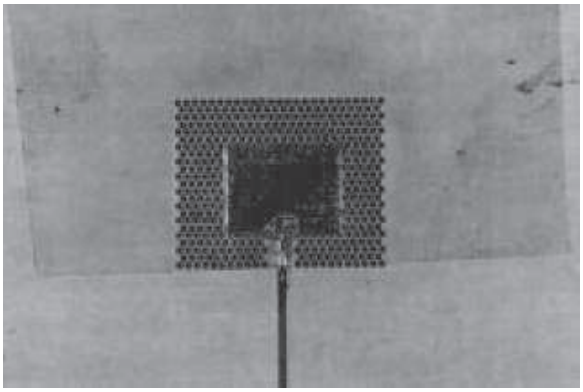


Figure 2.20 – Antenne micropercée [112]

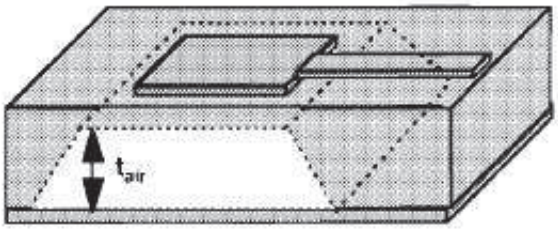



Figure 2.21 – Antenne reposant sur une cavité micro-usinée[114]

Pour des raisons de simplicité technologique et de coût, c'est une technologie d'antenne sur membrane alimentée par ligne microruban qui est retenue.

### 2.2.2 Topologie générale choisie pour les antennes sur PDMS

La structure générale choisie pour les antennes est décrite Fig. 2.22. Elle reprend les travaux de Tiercelin *et al.* [12]. Comme discuté précédemment, c'est une structure d'antenne microruban sur membrane : le ou les éléments rayonnants sont supportés par une membrane de PDMS, au-dessus d'une cavité d'air. La membrane est supportée par un « cadre » également en PDMS. L'antenne est alimentée par une ligne microruban, tout d'abord d'impédance 50 Ohms sur PDMS massif d'épaisseur 200 $\mu$m, puis sur membrane d'épaisseur 20$\mu$m au-dessus de la cavité

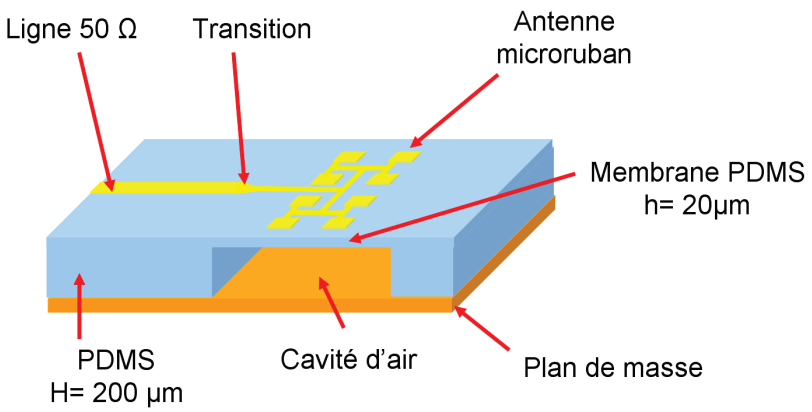



Figure 2.22 – Schéma 3D de l'antenne microruban sur membrane

d'air de 180$\mu$m. Les sections sur PDMS massifs et sur membrane PDMS sont reliées par une transition spécialement optimisée [120]. Les métallisations des lignes et éléments rayonnants sont en or d'épaisseur 1,5 $\mu$m et le plan de masse en cuivre d'épaisseur 40 $\mu$m.

Deux antennes de ce type, initialement conçues par N. Tiercelin, P. Coquet et R. Sauleau sont étudiées dans ce chapitre : une antenne à patch unique et une antenne réseau directive 4x2 éléments. Leurs dimensions sont données Fig. 2.23 et 2.24 et les prototypes montrés. Fig. 2.37

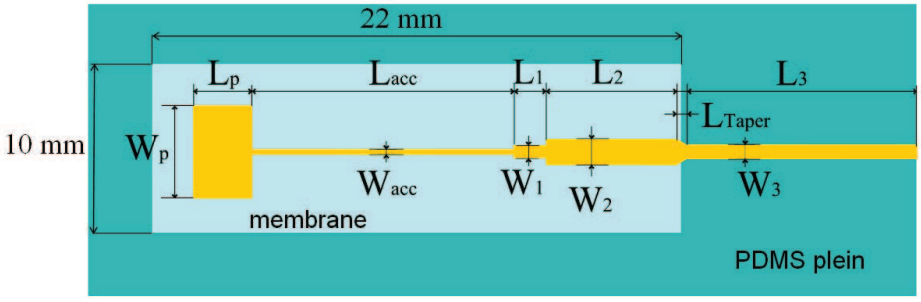



Figure 2.23 – Structure de l'antenne patch sur membrane. $W_p = 3350\mu m, L_p = 2250, W_{acc} = 195\mu m, L_{acc} = 9960\mu m, W_1 = 465\mu m, L_1 = 1245\mu m, W_2 = 931\mu m, L_2 = 4980\mu m, L_{taper} = 360\mu m, W_3 = 525\mu m, L_3 = 9500\mu m$

Nous allons à présent discuter point par point les éléments importants de la structure de ces antennes :

**Paramètres du substrat :** Le choix de l'épaisseur H du substrat est le résultat d'un compromis entre rendement et bande passante de l'antenne (Voir. Fig. 2.16). A 60 GHz, 200 $\mu$m

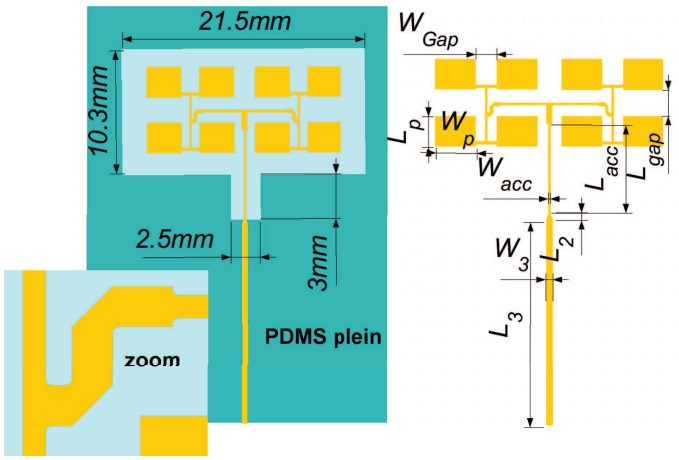
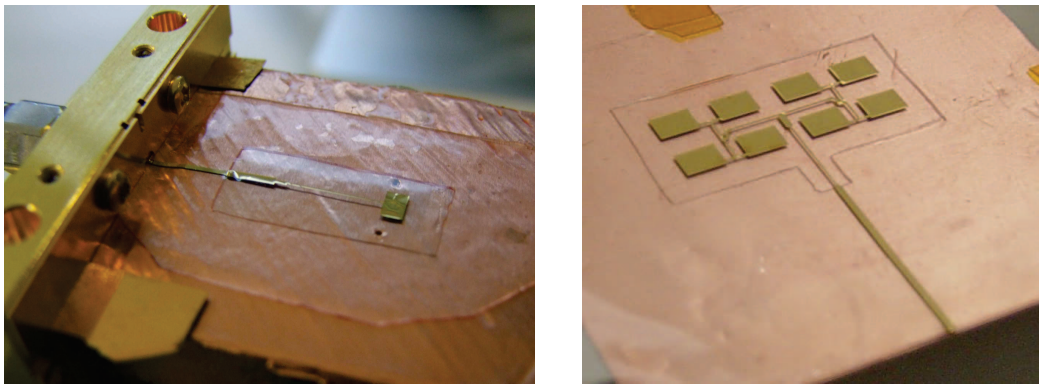



Figure 2.24 – Structure du réseau microruban. $W_p = 3100\mu m, L_p = 2225\mu m, W_{acc} = 170\mu m, L_{acc} = 4544\mu m, L_2 = 470\mu m, W_3 = 540\mu m, L_3 = 14732\mu m, L_{gap} = 1855\mu m, W_{gap} = 1600\mu m$



(a) (b)

Figure 2.25 – Prototypes (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments

d'épaisseur de substrat correspond à $H/\lambda_0 = 0,4$ : cette épaisseur est donc convenable et en conformité avec l'épaisseur usuelle des substrats dans cette bande de fréquence.

L'épaisseur de la membrane résulte également d'un compromis, entre pertes diélectriques et tenue mécanique. L'étude sur les lignes sur membrane (Section 2.1.4) a démontré qu'une épaisseur h de 20 $\mu$m était la plus appropriée.

**Alimentation :** Dans le but de a) garder tous les motifs métalliques sur une seule couche b) et avoir une alimentation pouvant supporter une reconfiguration géométrique, c'est l'alimentation par ligne microruban qui est choisie (Voir section 2.2.1). La ligne microruban 50 Ω est d'abord

imprimée sur PDMS massif dans le but de faciliter la connexion avec les connecteurs V utilisé pour les mesures. Dans la mesure du possible, la longueur de la section sur PDMS massif doit être réduite, les pertes s'élevant à 3 dB/cm, comme montré section 2.1.4. La ligne microruban passe ensuite sur membrane 20 $\mu$m au-dessus d'une cavité d'air de 180 $\mu$m, jusqu'aux éléments rayonnants. La transition entre les sections sur PDMS massif et membrane a été optimisée dans [120].

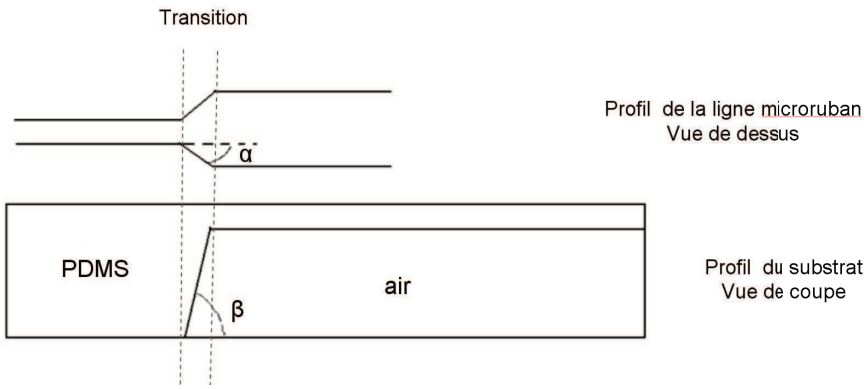



Figure 2.26 – Structure de la transition microruban PDMS massif à membrane PDMS

La structure générale de la transition est décrite Fig. 2.26. Les deux tronçons de ligne microruban sont reliés par un « taper » de forme trapézoïdale de paramètre angulaire $\alpha$. Le passage du PDMS massif à la section sur membrane peut se faire de manière plus ou moins abrupte : ceci est paramétré par l'angle $\beta$. La configuration optimale est obtenue pour $\alpha = 30°$ et une transition « abrupte » $\beta$=90° localisée au milieu de la section trapézoïdale. En pratique, on raccorde de manière linéaire les 2 tronçons de ligne sur une longueur de quelques centaines de micromètres. Pour une transition à impédance constante 50 $\Omega$ entre W=540 $\mu$m sur PDMS massif et W= 931 $\mu$m sur membrane, les pertes s'élèvent à environ 0,2 dB, dont 0,1 dB de pertes purement diélectriques.

**Taille de la membrane :** La partie membranaire doit être suffisamment petite pour ne pas s'affaisser et suffisamment grande pour que le cadre qui la supporte ne perturbe pas le rayonnement. Ici on prend comme critère un éloignement entre les éléments rayonnants et le cadre de plus de sept fois l'épaisseur du substrat, qui est convenable d'après [121].

**Métallisations :** Les métallisations sont réalisées en or de conductivité 3,9x$10^7$ S.m$^{-1}$. Si l'or est moins conducteur que le cuivre ($\sigma_{Cu}$=5,7x$10^7$ S.m$^{-1}$), il ne s'oxyde pas. L'épaisseur des métallisations est typiquement comprise entre 1,3 et 1,7 $\mu$m, ce qui correspond à quelques épaisseurs de peau (300 nm dans l'or à 60 GHz). Les métallisations sur membrane peuvent s'avérer fragiles au niveau des angles droits, qui sont des lieux de concentration de contraintes, et toute fissure dans le motif aura tendance à se propager. (Voir Fig. 2.35 . Conformément à une stratégie usuelle en mécanique, les angles sont légèrement arrondis pour répartir la contrainte (Voir zoom Fig. 2.24)

Le plan de masse des antennes doit pouvoir être contacté « par le dessous » pour être compatible avec les méthodes de caractérisation de dispositifs microruban (Voir section 2.4). Le plus simple est d'utiliser un ruban ou une plaque métallique. Plusieurs types de plans de masse on été testés : du cuivre électrolysé d'épaisseur 30$\mu$m, du cuivre en plaque d'épaisseur 300$\mu$m, du cuivre laminé commercial d'épaisseur 40$\mu$m. Le cuivre électrolysé s'est avéré trop rugueux, et l'épaisseur de la plaque d'épaisseur 300 $\mu$m problématique pour les mesures d'impédance. Le cuivre laminé commercial présente un bon état de surface et une souplesse pouvant être utile : c'est donc le plan de masse qui est retenu.

### 2.2.3 Modélisations numériques

#### Choix de la méthode de modélisation

En électromagnétisme, pour un problème de géométrie arbitraire, il n'est en général pas possible de trouver une solution analytique. On fait donc appel à des méthodes de calcul numériques pour calculer les champs $\vec{E}$ et $\vec{H}$. Il existe deux grandes classes de méthodes qui peuvent être soit temporelles soit fréquentielles : les premières sont basées sur une formulation intégrale des équations de Maxwell (par exemple la méthode des moments) tandis que les secondes font appel aux équations aux dérivées partielles. Dans cette deuxième catégorie, les plus populaires dans le domaine des antennes sont les codes FDTD (Finite Difference Time Domain, Différences finies dans le domaine temporel) et FEM (Finite Element Method : méthode des éléments finis). Chacune de ces méthodes possède ses avantages et ses inconvénients :

- La méthode FDTD, basée sur la méthode de Yee [122] est facile à implémenter dans sa forme la plus basique. Etant une méthode temporelle, elle permet de couvrir un large spectre de simulation dans la même cession de simulation. Elle est en général basée sur

une grille orthogonale.

– La méthode des éléments finis, dont les premiers développements sont traités dans [123], vise à trouver une approximation locale numériquement stable des équations aux dérivées partielles. Elle permet de traiter naturellement des géométries et des conditions aux limites complexes.

Si l'on souhaite une grande précision fréquentielle, un code FEM consommera plus de ressources de calcul qu'un code FDTD. On considère parfois qu'un code FEM fourni une approximation plus précise qu'un code FDTD, mais cela dépend très fortement du problème et de nombreux contre-exemples existent.

Au vu de notre étude, la capacité à traiter des géométries complexes est un critère décisif : c'est le code FEM commercial Ansoft HFSS qui est utilisé.

**Paramètres de simulation et résultats numériques**

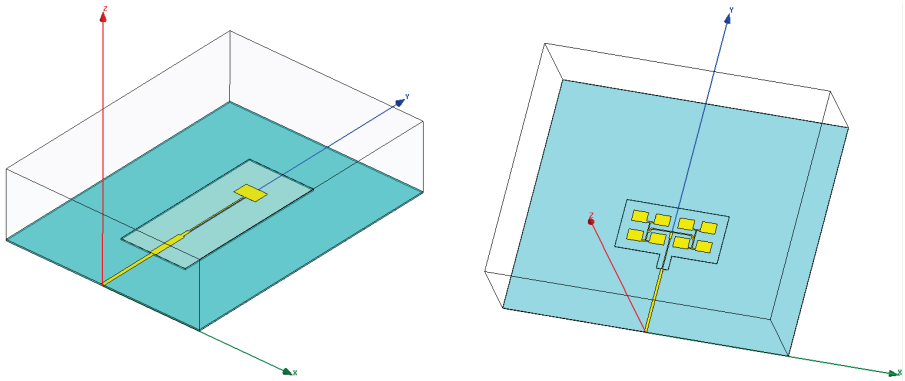
Les antennes patch et réseau 4x2 éléments sont simulées sur le logiciel HFSS 11. La procédure de simulation se fait en plusieurs étapes :

La géométrie est tout d'abord définie et les matériaux sont choisis. L'antenne est placée dans une « boîte » parallélépipédique suffisamment grande (Voir Fig. 2.27), dont les surfaces sont dotées de conditions aux limites. La surface du bas qui représente le plan de masse des structures microruban est soit simulée comme un conducteur parfait (condition « *Perfect E* »), soit adossée à un conducteur de conductivité finie. Les cinq autres surfaces sont dotées d'une condition de type radiatif, qui est une condition absorbante surfacique. Dans le cas des antennes « broadside », la surface supérieure de la boîte - et donc la condition absorbante - est placée à une distance de $\lambda_0/4 + k.\lambda_0/2$ de l'antenne à la résonance, dans un « ventre » de l'onde rayonnée. Il est à noter l'existence de conditions absorbantes volumiques plus efficaces de type PML (Perfectly Matched Layer) [124] , mais qui se sont pas forcément utiles ici. L'antenne est excitée par un port de type « Wave Port » qui est adossé à la surface du parallélépipède qui vient couper la ligne microruban. Un « Wave Port » émule un guide d'onde semi-infini de même section et de mêmes propriétés électriques que la surface définissant le port. Lors du calcul des paramètres S, HFSS suppose que la structure est excitée par le mode naturel associé à la section, ici un mode quasi-TEM. Le « Wave Port » doit être de taille suffisante pour englober les champs entourant le guide d'onde.

HFSS possède un mailleur adaptatif intégré au logiciel. Il fonctionne par passes successives

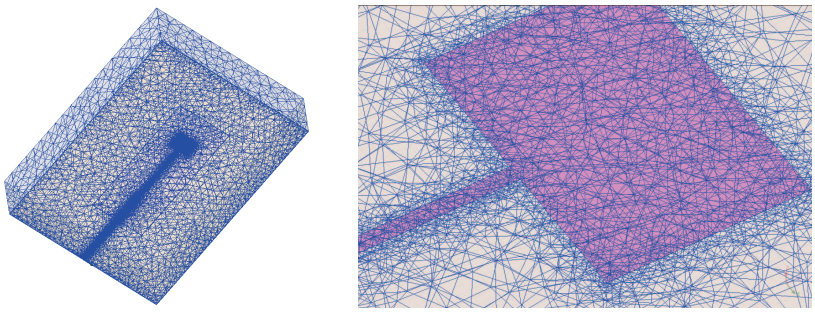
jusqu'à satisfaction d'un critère convergence ΔS, typiquement 0,02 ou 0,01. L'élément de base est un tétraèdre à base triangulaire. Pour l'antenne patch, le maillage calculé par HFSS est représenté Fig. 2.28. Il contient 170000 éléments et le calcul requiert 4.65 Go de mémoire vive. Pour le réseau, le maillage fait 500000 éléments et requiert 21 Go de mémoire.

Les coefficients de réflexion simulés de l'antenne patch et l'antenne réseau sont montrés Fig. 2.29. L'antenne patch résonne à 55,5 GHz et le réseau à 56,2 GHz. En première approche, on valide une simulation en comparant différents codes : l'antenne réseau a été simulée initialement à l'IETR sur un code FDTD « maison », avec une résonance à 56,5 GHz, ce qui est très proche. La comparaison entre simulation et expérience est décrite section 2.4.



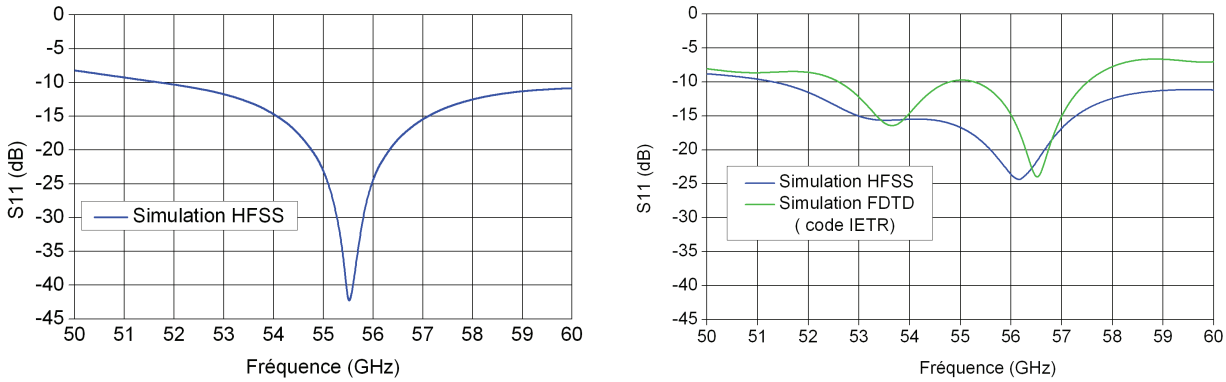
(a) (b)

Figure 2.27 – Configuration de simulation HFSS (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments



(a) (b)

Figure 2.28 – Maillage de l'antenne patch sur membrane (a) Vue générale (b) Zoom sur l'élément rayonnant




(a) (b)

Figure 2.29 – Coefficient de réflexion simulé (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments

### 2.2.4 Conclusion

Le choix des antennes à étudier s'est porté sur des antennes microruban sur membrane PDMS alimentée par ligne microruban, dont la structure a été explicitée en détail, avec pour critère essentiel de garder la structure la plus simple possible, tout en maintenant *a priori* un bon niveau de performance et de fortes potentialités de reconfiguration mécanique. Les modélisations numériques sont effectuées sur le logiciel éléments finis commercial Ansoft HFSS, qui est bien adapté à l'étude. La fabrication des antennes peut à présent être abordée.

## 2.3 Fabrication des antennes sur PDMS : verrous et procédés technologiques développés

Les deux verrous principaux dans la réalisation d'antennes sur membrane PDMS telles que décrites Fig. 2.22 sont :

a) le micro-usinage du PDMS de manière à former des membranes au-dessus d'une cavité d'air

b) la réalisation de métallisations épaisses de bonne qualité sur PDMS.

### 2.3.1 Fabrication et micro-usinage du PDMS

**Préparation de l'élastomère**

Le PDMS *Sylgard 184* de Dow Corning se prépare à partir d'un kit comprenant 2 éléments : la base monomère et un agent curant. L'agent curant a pour but d'initier le procédé de réticulation, transformant le liquide visqueux en élastomère. Les deux éléments sont mélangés dans un ratio 10 pour 1, puis placés dans une enceinte sous vide pour dégazer les bulles qui apparaissent lors de l'opération.

Le PDMS est ensuite enduit à la tournette sur un wafer (plaque) de silicium 3" (opération communément appelée « spin-coat » ou « spin-cast »), dans un délai contrôlé après mélange pour maintenir constante la viscosité du liquide visqueux. L'épaisseur dépend essentiellement de la vitesse du spin-coat, de la viscosité et de manière moindre, de la durée et de l'accélération. Quelques paramètres du spin-coat du PDMS sont donnés Tableau 2.6. La mesure de l'épaisseur s'effectue de manière optique sur la tranche du polymère, le profilomètre à pointe échouant à fournir des mesures fiables sur un matériau aussi ductile. Pour des épaisseurs importantes ($> 100$ $\mu$m), l'épaisseur de PDMS n'est pas homogène sur le wafer ; il y a à la fois des effets de bord importants et un îlot central, résultant de la faiblesse de la force centrifuge face à la viscosité. Le profil typique est donné Fig. 2.30. Une bonne stratégie pour augmenter la surface d'épaisseur homogène est de procéder à l'enduction sur un wafer plus grand, par exemple 4 ou 5 pouces. Par ailleurs on peut obtenir des épaisseurs de l'ordre du micron en diluant le PDMS par un solvant approprié comme de l'hexane ou du TBA [125].

Après enduction, le PDMS est recuit sur une plaque chauffante pour accélérer la polymérisation. D'après [91], on peut utiliser les paramètres suivants : $\sim$ 48 heures à température

ambiante, 45 minutes à 100 °C, 20 minutes à 125 °C, 10 minutes à 150 °C. Sous l'effet de la température, le PDMS se dilate pendant le recuit, puis se rétracte, ce qui génère une contrainte dans le polymère à l'interface avec le substrat. Celle-ci est relaxée si le polymère est détaché du substrat.

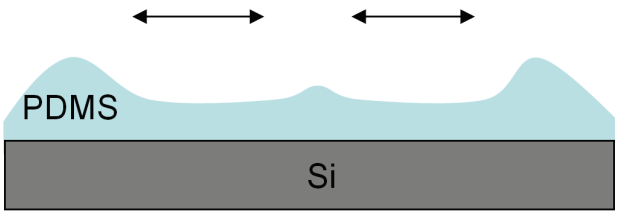



Figure 2.30 – Profil typique d'une enduction épaisse de PDMS ($\sim$ 200 $\mu$m). Les zones pouvant être considérées comme homogènes sont indiquées par des flèches

Tableau 2.6 – Epaisseur du PDMS en fonction de la vitesse. Temps après mélange : 30 mn. Temps d'accélération : 1 sec. Temps de l'enduction : 60 secs

| Vitesse (tr/min) | Epaisseur ($\mu$m) |
|---|---|
| 320 | 180 |
| 3000 | 20 |
| 6000 | 8 |

### Modification de surface et collage

Dans son état naturel, le PDMS est hydrophobe (son angle de contact est environ égal à 110°) et présente une faible énergie de surface. Le PDMS possède une qualité essentielle : il est très facile de modifier son état de surface par oxydation, soit par traitement UV-Ozone [126, 127], soit par plasma $O_2$ [128, 129], de manière à le faire coller à une autre surface, et en particulier sur lui-même et sur de la silice $SiO_2$. Le traitement par plasma $O_2$ est plus efficace, plus court et plus doux que le traitement par UV/Ozone, c'est donc celui qui est étudié.

De manière simplifiée, le traitement provoque l'oxydation des groupes méthyles -$CH_3$ non polaires reliés au squelette en silicium, causant la production de composés volatils CO et $CO_2$. Au final, une partie des groupes méthyles est remplacée par des groupe hydroxyles (-OH) pour former des groupes silanols (-SiOH) en combinaison avec les atomes de silicium. Par essence, les groupes silanols sont polaires et rendent la surface très hydrophile, ce qui est mis en évidence

par des angles de contacts très faibles ($< 10°$ ). Le traitement plasma $O_2$ est réversible : on assiste à un retour à l'état hydrophobe après quelques heures, voire moins.

Si on met en contact le PDMS traité (donc présentant en surfaces des groupes Si-OH) avec lui-même ou de la silice, on assiste à la formation de liaisons covalentes Si-O-Si après perte d'une molécule d'eau. Ces liaisons covalentes sont la base d'un collage (en anglais « bonding ») irréversible entre les couches mises en contact [95]. Une étude détaillée des angles de contact et de la force de collage en fonction du type de bâti, de la durée, de la puissance et de la pression du plasma $O_2$, est disponible dans [129] pour les collages PDMS-PDMS et PDMS-$SiO_2$. Il y a deux conclusions : premièrement les angles de contact minimums et la force de collage PDMS-PDMS maximum sont obtenus dans un bâti ICP-RIE par plasma $O_2$ pour des pressions élevées (700 mT), une puissance faible (20 W) et un temps de 30 sec. Ces valeurs sont probablement à optimiser pour chaque bâti. Deuxièmement, pour toutes les autres variations de paramètres, la force de collage varie dans un rapport de 1 à 6 uniquement : on peut obtenir une adhésion satisfaisante pour un large spectre de paramètres.

Typiquement, si on doit procéder à l'alignement de deux surfaces traitées au plasma $O_2$ avant collage, on procède à la lubrification de l'interface avec une faible quantité de méthanol, en faisant attention à minimiser la formation possible de bulles de solvant.

Pour conclure, la technique de bonding plasma $O_2$ permet de réaliser facilement par simple plasma des structures multicouches en PDMS (à comparer avec les multicouches LTCC) ou de réaliser une adhésion à n'importe quelle surface sur laquelle on aura déposé de la silice, ce qui constitue un puissant instrument d'intégration 3D hétérogène.

#### Micro-usinage et mise en motif PDMS

Le PDMS est un matériau très résistant chimiquement [92] et non photosensible. Il est également visqueux avant polymérisation. Sa mise en motif est donc un challenge, selon le type de géométrie désirée. Plusieurs stratégies ont été proposées dans la littérature :

- Gravure sèche [130, 131, 132]
- Gravure humide [130, 131, 133]
- Combinaison de gravure sèche et humide [134]
- Ablation laser [135, 136]
- Photosensibilisation du PDMS [137, 138]
- Enduction sur résines épaisses [132, 139]

– Moulage et « soft lithography » [95, 96, 140]
– Découpe / Collage [12]

Pour rappel, nous cherchons à mettre en forme le PDMS avec une forme de larges membranes de 20 $\mu$m d'épaisseur, soutenues par un cadre en PDMS de 180 $\mu$m d'épaisseur pour former une cavité (Voir Fig. 2.22). La résolution latérale de la cavité est peu importante. Il faut donc enlever de 180 $\mu$m de PDMS sur une grande zone ($\sim$ cm$^2$) tout en gardant une membrane bien définie.

Les techniques de gravures sèches sont peu rapides (vitesse $<<$ $\mu$m/mn) [130, 131, 132], tandis que la gravure humide est difficile à mettre en oeuvre [133] et dégradante pour le matériau [131]. La combinaison des deux rapportés dans [134] reste lente (10 $\mu$m en 30 mn). Ces techniques de gravure sont donc plutôt adaptées pour de faibles épaisseurs. Elles peuvent être intéressantes au besoin pour traverser une membrane.

L'ablation par laser femtoseconde focalisé, développée dans [135], donne des résultats impressionnants avec des rapports d'aspect de 800 et une résolution de de 0,5 $\mu$m. Néanmoins c'est une méthode non collective et lourde à mettre en oeuvre.

La photosensibilisation du PDMS est une stratégie intéressante si la résolution latérale n'est pas critique [138]. Néanmoins les propriétés du matériau risquent d'être altérées, notamment les propriétés électriques et la biocompatibilité.

L'enduction sur résine épaisse permet de réaliser des trous dans le PDMS [132, 139] en réalisant un spin-coat sur des plots, éventuellement suivie d'une gravure sèche. Cette méthode est réservée aux épaisseurs faibles, de l'ordre de la dizaine de microns et présente des effets de bord importants.

Les techniques de « soft lithography » [95, 96, 140] permettent de réaliser un moulage du PDMS sur une résine, de l'échelle nanométrique à plusieurs centaines de microns. Par contre, on ne contrôle pas de manière précise l'épaisseur de PDMS au-dessus du moule de résine.

Dans l'absolu, il semble possible de réaliser la forme recherchée par moulage, par exemple dans du silicium micro-usiné, mais l'expérience montre qu'il est très difficile de mouler une épaisseur de 20 $\mu$m de silicone sur une grande surface.

Au final, la méthode la plus simple est décrite par Tiercelin *et al.* [12]. On réalise la membrane de 20 $\mu$m sur un premier wafer. Sur un deuxième wafer on réalise une couche épaisse de PDMS de 180 $\mu$m. Celle-ci est évidée au scalpel avec une résolution de l'ordre de la centaine de microns pour former le cadre de PDMS. Le cadre de PDMS est décollé de ce wafer et collé par plasma

$O_2$ sur la membrane. Par cette méthode on réalise une membrane soutenue par un cadre en PDMS comme souhaité.

### 2.3.2 La métallisation épaisse de membranes PDMS, un challenge technologique

La métallisation du PDMS est un problème critique pour deux raisons : la forte dilatation thermique ($\alpha$ =3,12x10$^{-4}$) et la faible adhésion du métal, ce qui rend les méthodes standard (évaporation, pulvérisation) difficiles à appliquer, en particulier pour de fortes épaisseurs. Pour exemple, le résultat d'une pulvérisation d'aluminium sur PDMS est donné Fig. 2.31 [141]. La faible adhésion du métal au PDMS est d'ailleurs mise à profit dans un grand nombre de techniques de micro/nanoimpression [142, 143].

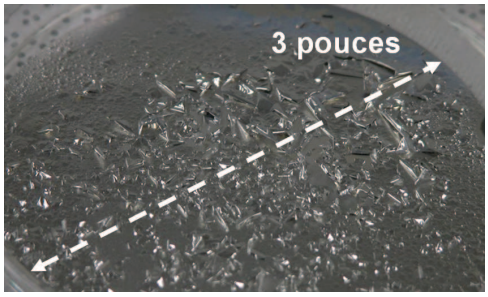



Figure 2.31 – Pulvérisation d'aluminium sur PDMS : la métallisation présente fissures et décollements

De manière générale, la métallisation du PDMS est un sujet important pour l'électronique souple (par exemple pour les applications de type « peau électronique » [144] et les interconnexions étirables [145]) et l'ingénierie biomédicale (pour les électrodes implantables [132, 146, 147]).

Un certain nombre d'approches ont été proposées dans la littérature pour métalliser le PDMS :

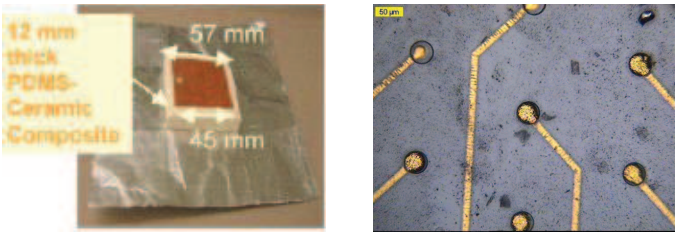
- l'évaporation [148, 146, 149, 144, 150, 12], éventuellement suivie d'une électrolyse [132, 78]
- l'implantation [151]
- le dépôt autocatalytique après impression de microcontacts[152] ou activation laser [147]
- les nanocomposites à base de nanotubes de carbone [153, 9] et l'impression de nanotubes de carbone [82]
- l'encapsulation de métal liquide [154, 87, 83, 85]
- l'encapsulation d'alliages fondant à base température (« microsolidique ») [155]
- l'impression de nanorubans métallisés [156]

– le report de métallisation [12, 157, 158, 159, 160] et la métallisation sur polyimide encapsulé dans du PDMS [145, 161]

Ici, nous cherchons à réaliser des motifs métalliques présentant une haute conductivité (> 20-30 x $10^6$ S.m$^{-1}$), d'épaisseur supérieure à 1 $\mu$m et avec une résolution micronique.

Pour les applications millimétriques, le critère de conductivité élimine toutes les approches ne faisant pas appel à des métaux fortement conducteurs, comme les nanotubes de carbone [153, 9], le métal liquide [154, 87, 83, 85] et aux alliages [155]. De même un certain nombre de méthodes ne démontrent pas une résolution micronique [147, 154, 87, 83, 85, 155].

La métallisation directe du PDMS par évaporation d'or a été explorée en premier par l'équipe du Pr. Whitesides [148], qui remarqua la formation de structures ordonnées - de type plissure ou ride - liées au contraintes générées par la dilatation thermique, puis en détail par Maghribi [146] et surtout Lacour *et al.* [149, 144, 150]. Dans toutes ces publications, ainsi que dans d'autres approches [151, 152], l'épaisseur de métal est inférieure à 150 nm. Des épaisseurs supérieures peuvent conduire à des microfissures [142]. Pour obtenir de plus grandes épaisseurs, il est possible de procéder à un épaississement électrolytique après évaporation [78, 132], mais la qualité des métallisations semble faible (Voir Fig. 2.32).




(a) (b)

Figure 2.32 – (a) Cuivre électrolysé sur composite PDMS-céramique [78] (b) Or électrolysé [132]

Tiercelin *et al.* [10, 12] proposent un procédé de métallisation directe du PDMS d'épaisseur 1,3 $\mu$m par évaporation de couches successives de cuivre, entrecoupées de pauses pour laisser refroidir, à travers un « shadow mask » en silicium (voir Fig. 2.33). L'ajout d'une couche intermédiaire de perfluoropolymère CYTOP entre le PDMS et le cuivre permet de réduire les plissures du métal lors de la rétractation du PDMS, en jouant un rôle de « tampon » de module d'Young. Néanmoins la méthode est longue ( $\sim$ 4h) et relativement coûteuse.

.

Figure 2.33 – Evaporation de cuivre d'épaisseur 1.3 $\mu$m sur PDMS [162]

De manière générale la métallisation directe du PDMS reste donc difficile et la mise en forme des motifs par shadow masking ou photolithographie peu aisée.

Pour pallier aux difficultés de la métallisation directe du PDMS, un certain nombre de procédés de report de métallisations ont été développées. Le report se fait soit sur du PDMS [163, 12, 158, 159, 160], soit sur du polyimide encapsulé dans du PDMS [145, 161]. Le principe de base est de réaliser la métallisation sur un autre substrat supportant bien les techniques conventionnelles de métallisation (par exemple du silicium) et de la transférer sur le PDMS, en s'affranchissant d'une couche sacrificielle (pouvant être le substrat lui-même). L'adhésion du métal au PDMS est éventuellement assurée par une couche spécifique.

Les différents procédés de report de la littérature sont décrits Tableau 2.7. La plupart présentent des faiblesses importantes : certains procédés impliquent de mettre en contact le PDMS avec des produits chimiques pouvant l'endommager (toluène [163], acide fluorhydrique tamponnée [BHF] [159]), d'autres ne prévoient pas de couches d'adhésion entre PDMS et métal ([160, 157]). Le procédé 1 développé dans [158] n'est pas compatible avec les solvants et prévoit, tout comme celui de [145], un peeling manuel de la couche métallique, ce qui peut l'endommager. Dans [145, 161], c'est une fine couche de polyimide qui est métallisée, puis encapsulée dans du PDMS, ce qui constitue une astuce intéressante - les polyimides comme le Kapton sont faciles à métalliser - mais pas forcément bienvenue ici, car nous souhaitons garder toute la structure ultrasouple.

Tableau 2.7 – Comparaison de différents procédés de report de métallisations sur PDMS

| Référence | Métal | Epaisseur | Méthode de métallisation / mise en motif | Substrat initial | Couche Sacrificielle | Gravure de la couche sacrificielle | Couche d'adhésion | Remarque |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Gray *et al.* 2004 [163] | Au | NC | Electrolyse dans un moule de résine | Si | Résine S1813/Ti 5nm / Ag 100 nm | Résine : Toluène/ Acétone / Ethanol Ag : acide nitrique | 92-023 adhesion primer, Dow Corning | Epaisseur d'or non précisée. Toluène dans la solution de gravure |
| Tiercelin *et al.* 2005 [10, 12] | Cu | 1.3 $\mu$m | Evaporation / shadow mask | Si | Al 100 nm | TMAH | $Cr/SiO_2$ | Membranes |
| Lee *et al.* 2005 [158] | Au | 100 nm | Evaporation / lift-off, proc (1) gravure chmique, proc. (2) | Si ou quartz concave | TFOS, proc. (1)/ aucune, proc. (2) | Peeling manuel | Monocouche autoassemblée de MPT | TFOS : couche anti adhésion. Procédé compatible surfaces non planes |
| Lim *et al.* 2006 [159] | Au | 300 nm | Evaporation / lift-off | Si | Au 150 nm /Ti 50 nm /Au 5nm | Gold Etchant (TFA) + Ti etchant (BHF + $H_2O_2$ + $H_2O$ | MPT | HF dans la solution de gravure |
| Hu *et al.* 2006 [160] | Au ou Pt | 10 $\mu$m | Frittage de nanopoudres / remplissage de canaux par une suspension de nanopoudres | Quartz micro-usiné | Aucune | Aucune | Aucune | Rapport d'aspect = 0,1 -> métal encapsulé. Conductivité même que massif |
| Brosteaux *et al.* 2007 [157] | Au / Ni | 4$\mu$m / 2$\mu$m | Electrolyse dans un moule de résine | Feuillet de cuivre | Feuillet de cuivre | NC | Aucune | Métal encapsulé entre 2 couches de PDMS |
| Ahn *et al.* 2008 [161] | Au | 145 nm | Evaporation sur polyimide 1,2 $\mu$m / Gravure chimique | Si ? | PMMA | Acétone | Cr 5nm | Composants MOS sur polymide encapsulé dans le PDMS |
| Huyghe *et al.* 2008 [145] | Cu | NC | Feuillet Cu sur polyimide + ablation laser | Céramique | Aucune | Peeling manuel | Aucune | Métal sur polyimide encapsulé dans le PDMS. Résolution > 25 $\mu$m |
| Hage-Ali *et al.* 2009 [164]. Procédé 1 | Au | 1,3 $\mu$m | Electrolyse dans un moule de résine | Si | Mo 100 nm | $H_2O_2$ | Ti 50 nm / $SiO_2$ 50 nm | Solution de gravure « douce » |
| Hage-Ali *et al.* 2010 [165]. Procédé 2 | Au | 1,3 $\mu$m | Pulvérisation / Lift - off | Si | TiW 200 nm | $H_2O_2$ | Ti 50 nm / $SiO_2$ 50 nm | A priori biocompatible |

Dans [10, 12] Tiercelin *et al.* développent au LIMMS à Tokyo une technologie d'antennes sur membrane PDMS. Le cuivre évaporé d'épaisseur 1,3 $\mu$m sur une couche sacrificielle d'aluminium est mis en motif par shadow-masking puis reporté sur PDMS par sous-gravure au TMAH de la couche d'aluminium. L'adhésion est assurée par une bicouche Cr 50nm / $SiO_2$ 50 nm. Un prototype d'antenne est montré Fig. 2.34.

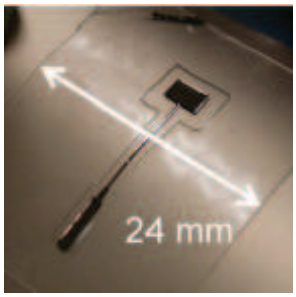



Figure 2.34 – Prototype d'antennes sur membrane PDMS [12]

.

### 2.3.3 Développement technologique

Lors du transfert du procédé à l'IEMN, il a fallu procéder à de nouveaux développements, dans le but notamment d'obtenir des antennes directives sur de larges membranes comme le réseau 4x2 éléments présenté précédemment. Les évaporations répétées de couche d'épaisseur micronique de métal (or ou cuivre) étant jugées trop coûteuses, les premiers développements sont réalisés en utilisant du cuivre pulvérisé dans le bâti Leybold Z550. Les premières métallisations sur PDMS se sont révélées peu fiables et notamment pour de larges membranes et motifs métalliques, car le cuivre pulvérisé est contraint : les motifs métalliques ont de grandes chances de rupture, en particulier sur les « angles droits » qui sont des sites de concentration de contrainte. (Voir photo Fig. 2.35).

#### Procédé 1

Partant de ce constat, nous sommes passés à des métallisations en or électrolysé, plus ductile, moins contraint et moins coûteux. La couche sacrificielle, initialement de l'aluminium dans le procédé utilisant du cuivre, est également modifiée, puisque que l'or et l'aluminium forment

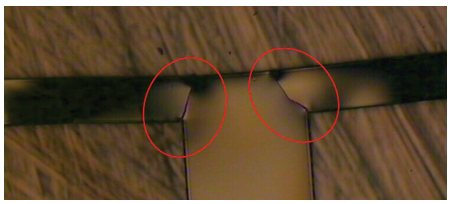


Figure 2.35 – Rupture de cuivre pulvérisé transféré sur PDMS. Les fissures sont indiquées en rouge.

des composés non souhaités (« peste pourpre » et « peste blanche »). C'est du molybdène, rapidement gravé à l'eau oxygénée $H_2O_2$ qui est choisi.

Pour rappel nous étudions des antennes et lignes sur PDMS massif (Fig. 2.7 et 2.8) et sur membrane (Fig. 2.22 et 2.37).

Le procédé technologique développé - appelé procédé 1 - pour fabriquer les antennes sur PDMS massif et membrane PDMS est décrit de manière synthétique Fig. 2.36.

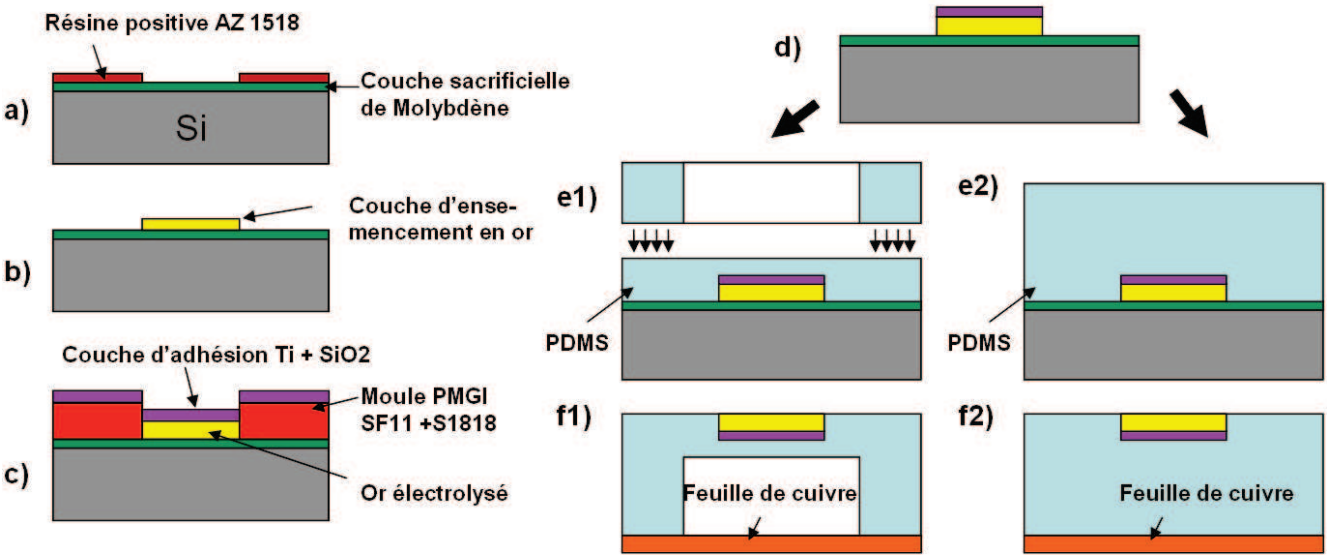



Figure 2.36 – Procédé technologique n°1 : étapes principales pour la réalisation de lignes et d'antennes sur membrane PDMS (étapes e1 et f1) et PDMS massif (étapes e2 et f2)

Le procédé développé est le suivant :

a) b) Sur un wafer de silicium 3", une couche sacrificielle de 100 nm de molybdène est évaporée ou pulvérisée. Une couche d'ensemencement d'or est mise en motif par une procédure de « lift-off »: une couche de résine positive AZ1518 est ouverte par photolithographie. La

résine subit préalablement un traitement chimique de surface de manière à obtenir un profil « casquette ». Une couche de 40 nm d'or est ensuite évaporée (après etching argon qui améliore l'adhésion), puis la résine est « stripée » (c'est à dire éliminée) dans un solvant approprié, de manière à faire apparaître le motif métallique.

c) On définit ensuite un moule pour l'électrolyse d'or avec deux couches de résine PMGI SF11 et une couche de résine S1818 formant un profil casquette. Environ 1,5 $\mu$m d'or sont électrolysés, puis la couche d'accroche est déposée : il s'agit tout d'abord de 50 nm de titane pulvérisé puis de 50 nm de $SiO_2$ déposé par PECVD à 80 °C.

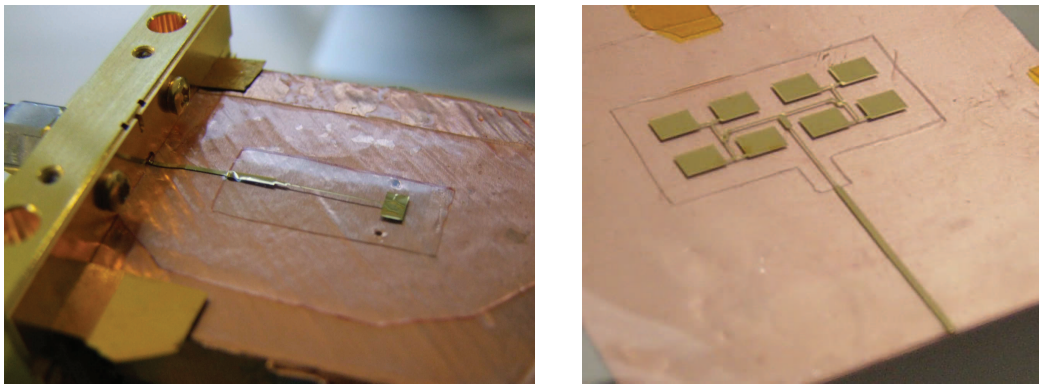
d) La résine est ensuite stripée de manière à mettre en motif la couche d'accroche par lift-off

e1) Dispositifs sur membrane : Une couche de 20 $\mu$m de PDMS est déposée sur le wafer et polymérisée à température ambiante pendant 48h ou à 35 °C pendant 24h, de manière à éviter tout écart de dilatation entre le PDMS et la couche métallique. Sur un autre wafer 3", on dépose une couche anti adhésive, soit du $C_4F_8$ dans un bâti d'ICP-RIE , soit du perfluoropolymère CYTOP dilué que l'on enduit à la tournette. On dépose ensuite 180 $\mu$m de PDMS, recuit à 110 °C pendant une heure. Cette couche de 180 $\mu$m est évidée et découpée au scalpel de manière à former un cadre. Le cadre est ensuite séparé du wafer et collé sur la membrane par plasma $O_2$ comme décrit section 2.3.1. Une des arêtes du cadre est alignée au milieu de la section trapézoïdale sur le motif métallique de manière à former la transition PDMS massif à membrane PDMS (Cf. section 2.2.2).

e2) Dispositifs sur PDMS massif : Il y a deux manières de procéder : soit on procède comme à l'étape e1) par enduction et polymérisation à basse température d'une couche de 20 $\mu$m de PDMS, suivie d'un collage d'une couche de 180 $\mu$m de PDMS préparée préalablement, soit on procède à l'enduction d'une couche de 200 $\mu$m, suivie d'une polymérisation à température ambiante qui peut prendre plusieurs jours si on souhaite minimiser les contraintes liées à la dilatation.

f1)f2) Le wafer est plongé dans de l'eau oxygénée $H_2O_2$ et l'antenne relâchée du substrat par sous-gravure de la couche sacrificielle de molybdène, qui dure quelques heures. On finalise l'antenne ou la ligne microruban en disposant sa partie supérieure sur un plan de masse en cuivre laminé d'épaisseur 40 $\mu$m. Pour les dispositifs sur membrane, la membrane est étirée manuellement lors de cette dernière opération de manière à la garder plane.

Des prototypes d'antennes sur membrane (patch et réseau 4x2 éléments) fabriquées à l'aide de ce procédé sont présentés Fig. 2.37.



(a) (b)

Figure 2.37 – Prototypes (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments

### Discussion sur le procédé

**Fiabilité et types de motifs** Le procédé décrit s'est révélé fiable et a permis de fabriquer plusieurs dizaines de dispositifs millimétriques. Etant donné que la métallisation est initialement préparée sur un wafer de silicium, on a la liberté de transférer des motifs sur une grande plage d'épaisseur - de quelques nanomètres à quelques dizaines de microns - et de taille - du micron au wafer complet - et avec tout type de formes permises par la photolithographie.

**Résolution** La précision des motifs d'épaisseur micronique réalisés ici est de quelques microns. Cela est lié à l'imprécision de la révélation de la casquette épaisse PMGI SF11 - S1818 dans laquelle l'or est électrolysé à l'étape c). Cette précision n'a que peu d'impact sur l'impédance des lignes microruban qui sont au minimum large de 170 $\mu$m.

**Sous-gravure et relâchement des métallisations** La sous-gravure de la couche sacrificielle de molybdène par de l'eau oxygénée à l'étape f) est particulièrement adéquate pour différentes raisons :

- La gravure directe du Mo par du $H_2O_2$ concentré à 30% est rapide (100 nm/mn).
- Le PDMS est perméable à l'eau oxygénée, donc le molybdène peut être gravé à travers la couche de polymère
- La sous-gravure est accélérée par trois facteurs mécaniques : a) l'or adhère très faiblement au molybdène b) plus la couche d'or est contrainte, plus elle sera relâchée rapidement c) la gravure du molybdène par l'eau oxygénée produit un dégagement gazeux d'oxygène -

des bulles - qui ont tendance à écarter localement les métallisations déjà sous-gravées du wafer

De plus la gravure de la couche sacrificielle est faite avec de l'eau oxygénée dont on sait qu'elle va se transformer avec le temps en eau désionisée. Il s'agit donc d'une procédure « douce » qui n'engage pas de produit chimique dangereux, pouvant endommager le PDMS ou l'imprégner durablement (comme le HF tamponné dans [159]), et ne nécessite pas de procédure de nettoyage du PDMS à la fin du procédé.

**Dilatation du PDMS par rapport aux métallisations** La polymérisation du PDMS se fait à température ambiante ou presque pour éviter une dilatation du PDMS trop importante par rapport aux pistes d'or. Le coefficient de dilatation thermique du PDMS est $\alpha$ =3,12x10$^{-4}$, ce qui signifie que le PDMS a une expansion thermique de 1% tous les 32 °C. Lorsque le dispositif est libéré du wafer à l'étape f) les contraintes à l'interface entre métal et polymère sont partiellement relaxées, qu'il s'agisse des contraintes initiales de la couche métallique ou des contraintes liées à la dilatation thermique du PDMS. Cette relaxation peut se traduire a) par des déformations type « rides » sur le métal [148] b) un effet de type bilame à l'échelle macroscopique si la surface de métal est importante. Pour exemple de ce deuxième effet, une métallisation d'or d'épaisseur 2$\mu$m « pleine plaque » a été reportée sur PDMS d'épaisseur 180 $\mu$m recuit directement à 110 °C sur le wafer (Voir Fig. 2.38). Il résulte un effet d'enroulement du bilame PDMS / métal lorsqu'il est relâché du substrat de manière à minimiser son énergie. Pour conclure, si la dilation du PDMS par rapport aux couches métalliques - considérée dans un premier temps comme un facteur négatif - est limitée en polymérisant à température ambiante, elle peut aussi fournir des solutions de structuration 3D par recuit à température élevée, de manière globale ou locale, grâce au jeu des contraintes thermiques.

**Adhésion** Dans la littérature, les couches d'adhésion proposées sont a) un bicouche Cr/$SiO_2$ [12] b) une monocouche autoassemblée de 3-mercaptopropyl trimethosilane (MPT) [158, 159]. Nous utilisons ici un bicouche Ti / $SiO_2$ : le titane remplace avantageusement le Cr de [12] car il est biocompatible. Cette méthode est aussi probablement bien moins chère que le dépôt du silane MPT [158, 159] qui se fait en phase gazeuse. De manière classique, le titane adhère bien à l'or, et s'oxyde également en surface de manière à former du $TiO_2$, qui lui adhère bien à la silice $SiO_2$. La polymérisation du PDMS se fait directement sur le $SiO_2$, ce qui génère une forte

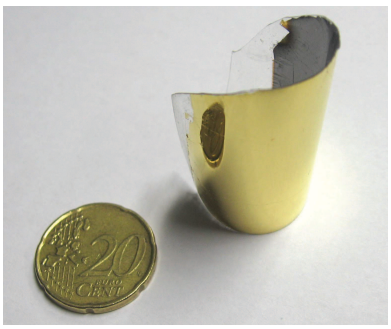


Figure 2.38 – Effet bilame sur un échantillon Or 2 $\mu$m / PDMS 180$\mu$m recuit à 110 °

accroche, probablement due à la formation de liaisons Si-O-Si. La méthode classique du scotch test a été appliquée avec succès.

Alternativement, un bicouche Cr/$SiO_2$ [12] et une monocouche autoassemblée de 3-mercaptopropyl trimethosilane (MPT) [158, 159] ont été proposés comme couche d'adhésion.

**Versatilité** Le procédé est validé avec des métallisations en or, mais est aussi *a priori* compatible avec des métaux ou alliages métalliques s'oxydant faiblement (i.e. compatible avec l'eau oxygénée utilisée dans le procédé) comme le nickel, le platine ou le fer-platine. Par contre, il est incompatible avec le cuivre, celui-ci réagissant fortement avec l'eau oxygénée.

**Budget thermique** Le procédé utilise une température maximale de 170 ° C, c'est donc un procédé « froid » dont le budget thermique est compatible CMOS.

**Biocompatibilité** Les métallisations sur PDMS développées dans ce premier procédé ne sont pas a priori biocompatibles pour deux raisons : a) la solution d'électrolyse d'or est cyanurée b) des traces d'oxyde de molybdène non biocompatible [166] sont présentes dans la solution finale de gravure.

**Report de métallisations pleine plaque** Pour procéder au report de métallisations « pleine plaque » on va utiliser préférablement de l'or préparé rapidement par pulvérisation cathodique sur une cible 6 pouces, en remplacement des étapes a) à c).

### Procédé 2

Pour accroître la rapidité de la fabrication des dispositifs, et pour répondre aux enjeux éventuels de biocompatibilité, un procédé alternatif a été développé (Voir Fig. 2.39).

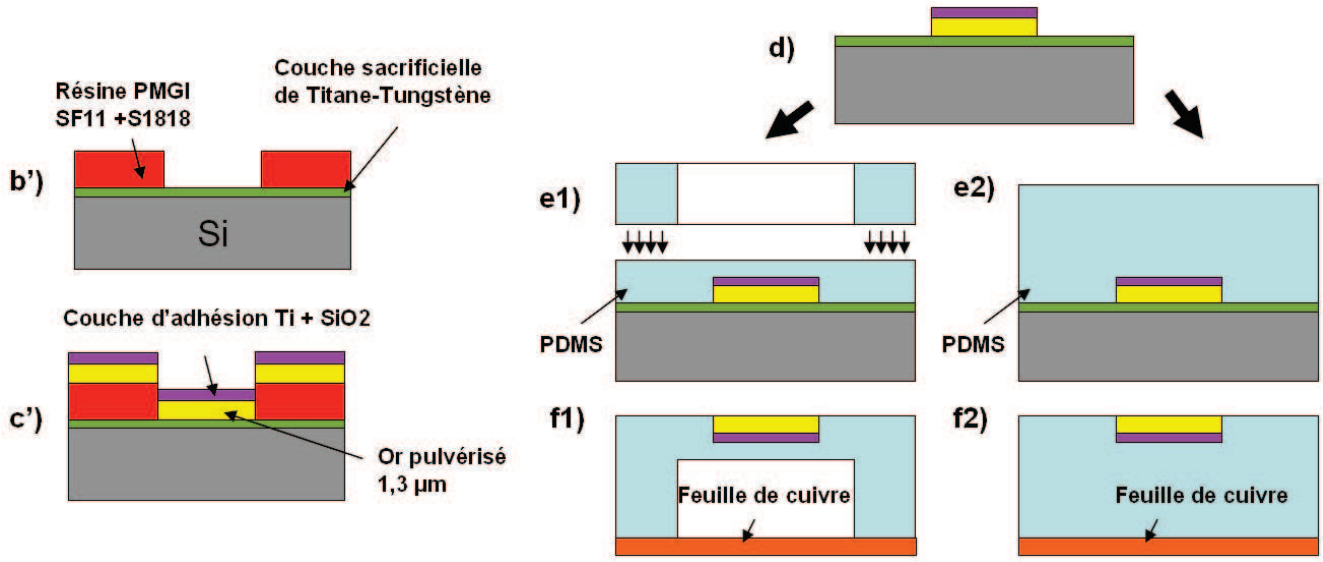



Figure 2.39 – Procédé technologique n°2 : étapes principales de dispositifs sur membrane PDMS (étapes e1 et f1) et PDMS massif (étapes e2 et f2)

Les étapes a), b), c) du procédé n°1 sont remplacées par les étapes b') et c'). Le procédé est le suivant :

A l'étape b'), une couche de 100 nm de TiW est préparée par pulvérisation et suivie de la réalisation d'une casquette tricouche - en résines PMGI SF11x2 et S1818 - identique à celle du procédé 1. Une couche d'or d'1,3 $\mu$m est ensuite réalisée par pulvérisation cathodique RF magnétron dans un bâti Alliance Concept 6". Pour éviter d'endommager la couche supérieure de S1818 par surchauffe, on procède à un dépôt fractionné par passes successives de 77,5 secondes, correspondant à 120 nm d'or, suivies de 300 secondes de pause pour refroidir l'échantillon sur le porte substrat refroidi. Le temps total de dépôt est d'environ une heure. Le bicouche Ti/$SiO_2$ est ensuite déposé et l'ensemble est mis en motif par lift-off. (Etape d). Le PDMS est ensuite préparé comme précédemment (étape e1 ou e2) et le dispositif relâché par sous gravure du TiW par de l'eau oxygénée (étapes f1 ou f2).

La différence avec le procédé n°1 réside tout d'abord dans la méthode de métallisation, la pulvérisation, qui permet de réaliser la couche métallique en une seule étape. Cela permet

d'économiser quelques jours dans la fabrication par rapport à la séquence d'évaporation, lift-off et électrolyse du procédé 1. Nous avons dans un premier temps essayé de réaliser cette pulvérisation sur la couche sacrificielle de Mo, mais l'or pulvérisé, adhérant faiblement au molybdène s'est décollé lors de l'opération de lift-off.

Nous sommes donc passés à une couche sacrificielle en titane-tungstène, qui présente une meilleure adhésion à l'or et qui est gravée à l'eau oxygénée de manière similaire au molybdène. Le titane-tungstène présente également l'avantage d'être biocompatible, car le titane, le tungstène et leurs oxydes le sont [167]. L'or pulvérisé l'est également.

La biocompatibilité finale d'un dispositif est une notion difficile à appréhender. Une définition a été proposée par Williams dans [168], pour qui la « *la biocompatibilité est la capacité d'un matériau à opérer avec une réponse adéquate de l'hôte dans une application spécifique* ». En pratique la biocompatibilité d'un dispositif biomédical est testée grâce à la norme ISO-10993 « Évaluation biologique des dispositifs médicaux ». Un des tests (ISO-10993-5) évalue la cytotoxicité des biomatériaux par culture de différents types de cellules [169].

Nous n'avons pas mené ici cette étude, mais l'ensemble des matériaux considérés, le PDMS, l'or, le titane, la silice, le titane-tungstène et l'eau (produit final de la transformation de l'eau oxygénée) sont biocompatibles, ce qui doit conduire à la biocompatibilité de l'ensemble. Le seul problème pourrait venir de résidus (solvants ou résines incrustés).

Un exemple de prototype réalisé grâce au procédé 2 est montré Fig. 2.40.

Figure 2.40 – Prototype de lignes CPW réalisées avec le procédé n°2

### 2.3.4 Conclusion

Un procédé simple pour la fabrication d'antennes et dispositifs sur membranes PDMS et PDMS massif a été développé. La métallisation du PDMS est difficile car il se dilate fortement et présente une faible adhésion. Ces problématiques ont été résolues par le développement d'un procédé de report de métallisations épaisses (en or électrolysé), d'un wafer de silicium vers le PDMS, par sous-gravure d'une couche sacrificielle de molybdène. L'adhésion entre l'or et le PDMS est assurée par un bicouche Ti/ $SiO_2$. Les membranes PDMS sont réalisées par une procédure de collage plasma $O_2$. Le procédé développé permet de reporter des motifs métalliques sur une grande plage, de taille et d'épaisseur, à l'aide d'une procédure « douce » pour le matériau et s'est révélé fiable sur plusieurs dizaines de dispositifs. Le procédé est enfin rendu plus rapide (par utilisation de la pulvérisation) et biocompatible en remplaçant la couche sacrificielle de molybdène par du titane-tungstène.

## 2.4 Caractérisation des antennes : mesures en impédance et rayonnement

Des prototypes d'antennes à patch rectangulaire uniques et réseau 4x2 éléments ont été fabriqués grâce aux procédés développés. Ces antennes ont été caractérisées intégralement en impédance et en rayonnement.

### 2.4.1 Impédance

#### Méthode de mesure

Pour l'ensemble des résultats présentés, les mesures en impédance ont été réalisées à l'aide d'une cellule de mesure Anritsu (anciennement Wiltron) Universal Test Fixture 3680 V associée à un analyseur de réseau Agilent E8361A. (Fig. 2.41 et 2.42. La cellule est pourvue de deux connecteurs V, dont le fonctionnement est garanti jusqu'à 60 GHz et utilisable jusqu'à 65 GHz. Elle assure la transition du câble coaxial de l'analyseur vers l'antenne microruban. La ligne d'accès microruban est pincée dans une des mâchoires de la cellule : le microruban est connecté au *pin* du connecteur V sur la partie supérieure de la mâchoire tandis que le plan de masse est connecté sur la partie inférieure de la mâchoire.

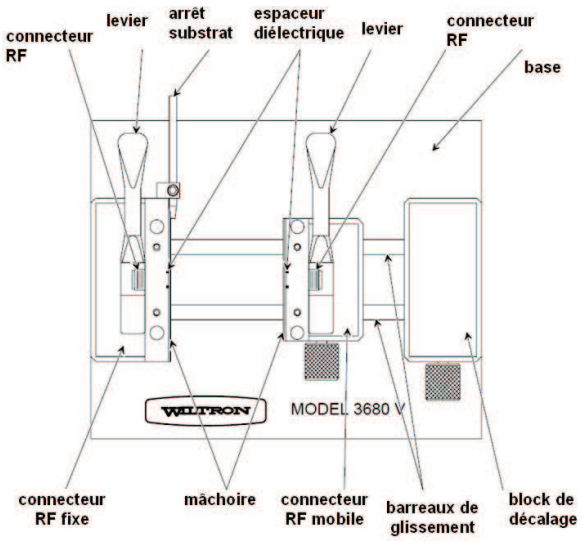



Figure 2.41 – Composantes de la cellule Anritsu 3680 V

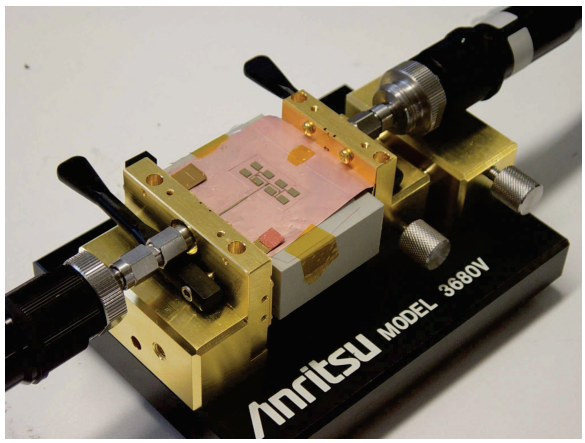



Figure 2.42 – Cellule Anritsu connectée à une antenne réseau 4x2 éléments sur membrane

La cellule Anritsu est calibrée avec une méthode de type TRL (*Thru - Reflect - Line*) - LRL

(*Line - Reflect - Line*) qui a été évaluée comme étant la plus efficace [170]. Les deux ports de la cellule de mesure sont calibrés à l'aide d'un kit de calibrage microruban à base de lignes sur alumine. Par cette méthode, on s'affranchit de la réponse des connecteurs V de la cellule.

#### Les spécificités des mesures sur de dispositifs sur PDMS

De manière générale, les mesures d'antennes imprimées en bande millimétrique sont assez délicates à réaliser. La très grande souplesse du PDMS ajoute à la difficulté des mesures.

La prise de contacts électriques par pression de lignes métallisées sur PDMS est problématique car les connecteurs s'enfoncent dans le substrat, exerçant une déformation locale d'autant plus importante que le connecteur est petit, à force égale. Les mesures sous pointes de lignes coplanaires sont par exemple très ardues, les lignes se déformant localement de manière très importante pouvant aller jusqu'à la rupture du motif métallique.

La cellule Anritsu 3680V est bien adaptée face à cette problématique pour deux raisons. Premièrement, la déformation est largement réduite par le fait que l'effort vertical est reparti sur toute la longueur de l'interface mâchoire/antenne et pas uniquement au niveau de l'interface connecteur V / ligne microruban. Deuxièmement, le connecteur V est suffisamment large (500 $\mu$m, plus de deux fois l'épaisseur du substrat) pour ne pas créer une déformation très importante au niveau du contact.

Néanmoins, même dans ces conditions structurellement favorables, le PDMS est déformé sous l'action de la mâchoire : la ligne subit une pression au niveau du connecteur V et une tendance au décollement du plan de masse en sortie du conducteur. On place donc des cales rigides en silicium d'épaisseur égale à celle du substrat PDMS sur les deux côtés de la mâchoire, ce qui réduit considérablement la déformation du PDMS (voir Fig. 2.42). On peut également procéder au collage plutôt qu'au simple report de la ligne sur le plan de masse en cuivre pour éviter toute déformation de la ligne en aval du connecteur V.

Sous ces conditions, nous pouvons à présent effectuer des mesures reproductibles.

#### Antenne patch

Pour une antenne patch sur membrane (voir Fig. 2.43), le coefficient de réflexion mesuré est présenté dans la bande 50 - 60 GHz figure 2.44 et comparé à la simulation HFSS. La fréquence de résonance expérimentale est 55,35 GHz et l'antenne est bien adaptée à la résonance. Sa

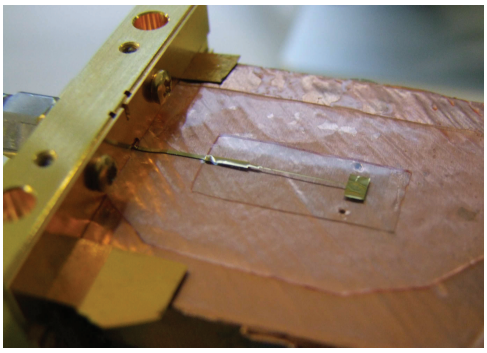


Figure 2.43 – Prototype mesuré

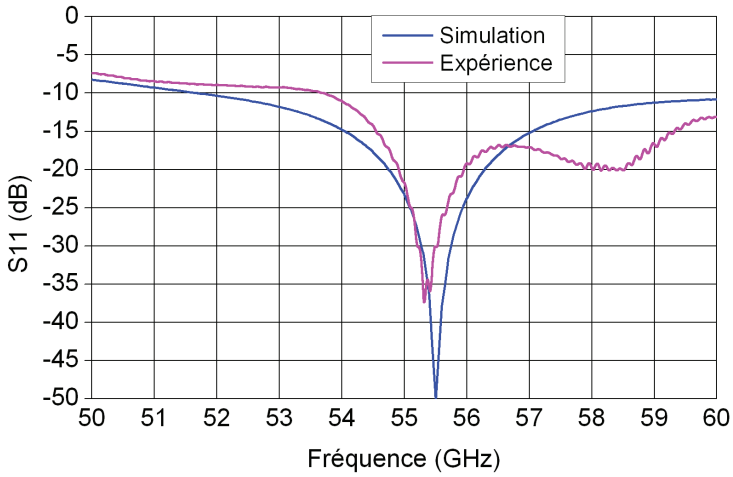



Figure 2.44 – Coefficient de réflexion de l'antenne patch: simulation HFSS et expérience

bande passante à -15 dB est de 4,8 GHz. On observe un très bon accord entre simulation et expérience.

Les paramètres en impédance de l'antenne (simulés et mesurés) sont regroupés Tableau 2.8

Tableau 2.8 – Paramètre d'impédance de l'antenne patch

| Données | Fréquence de résonance (GHz) | S11 à la résonance (dB) | Bande passante à -15 dB (GHz) |
|---|---|---|---|
| Simulation | 55,5 | - 50,35 | 3,0 (5,4 %) |
| Expérience | 55,35 | -37,5 | 4,8 (8,7 %) |

Le léger pic parasite à 58,5 GHz peut provenir de deux effets sur la géométrie de l'antenne : la pression sur la ligne d'alimentation et la légère torsion au niveau du taper ligne sur PDMS plein / membrane perceptible Fig. 2.43.

### Antenne réseau 4x2 éléments

Un réseau 4x2 éléments (voir Fig. 2.45 ) est également mesuré en impédance dans la bande 50 - 60 GHz (Fig. 2.46 et 2.47). La résonance mesurée de l'antenne se situe à 56,35 GHz pour un niveau d'adaptation supérieur -50 dB. On constate un très bon accord avec la simulation HFSS qui place la résonance à 56,2 GHz (moins que 0,3 %). La simulation FDTD (réalisée sur un code « maison » IETR) donne une résonance à 56,5 GHz. La bande passante expérimentale est de 4,4 GHz. Les caractéristiques en impédance sont regroupée Tableau 3.1.

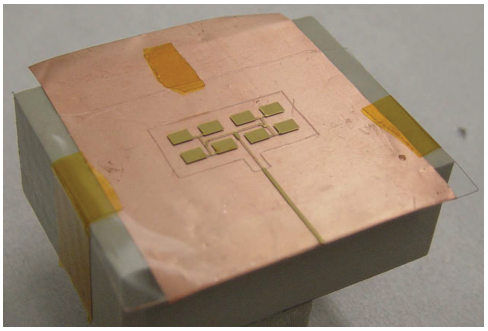


Figure 2.45 – Prototype mesuré

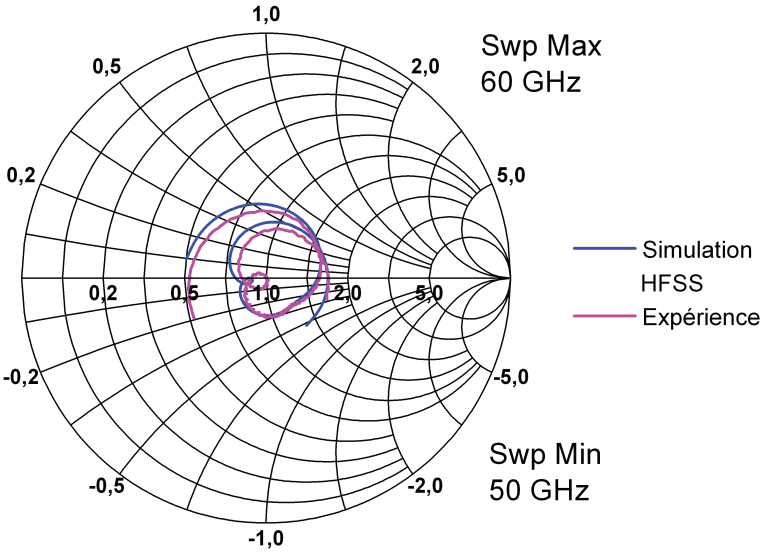



Figure 2.46 – Diagramme de Smith de l'impédance d'entrée du réseau : simulation HFSS et expérience

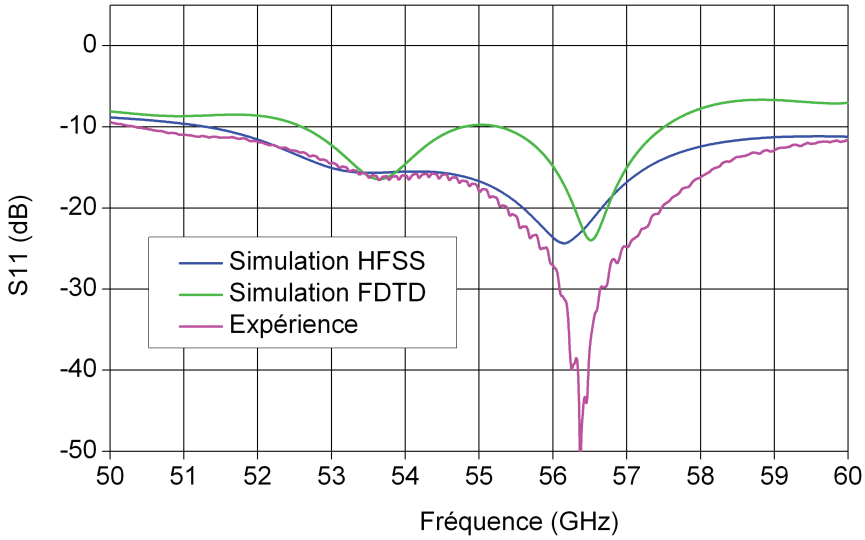



Figure 2.47 – Coefficient de réflexion du réseau : simulation HFSS et expérience

Tableau 2.9 – Paramètre d'impédance de l'antenne réseau

| Données | Fréquence de résonance (GHz) | S11 à la résonance (dB) | Bande passante à -15 dB (GHz) |
|---|---|---|---|
| Simulation HFSS | 56,2 | -24,4 | 5,0 (8,8 %) |
| Simulation FDTD | 56,5 | - 24,0 | 1,0 (1,8 %) |
| Expérience | 56,35 | -52 | 4,4 (7,8 %) |

#### Conclusion

Le très bon accord simulation / mesure permet de conclure que le procédé de fabrication est tout à fait validé, car les caractéristiques en impédance de l'antenne fabriquée sont bien conformes à ce qui est attendu en simulation.

### 2.4.2 Rayonnement

#### Méthode de mesure

Les mesures de diagrammes de rayonnement et de gain des antennes ont été réalisées dans la chambre anéchoïde millimétrique de l'IETR. Le système de mesure est composé de trois parties principales (Fig. 2.48) :

- la motorisation : un mât de réception contrôlé sur quatre axes et un mât d'émission contrôlé sur un axe pour définir la polarisation de la source d'émission
- le système de mesure qui inclut un analyseur de réseau, un amplificateur, un bloc de contrôle du mélangeur, un mélangeur et un multiplieur.
- une interface logicielle dédiée qui permet de contrôler toutes les mesures.

Les caractéristiques de rayonnement de l'antenne sont mesurées sur différents plans par balayage azimutal pour différentes positions de roulis de l'antenne sous test. La source est un cornet standard polarisé linéairement et l'antenne sous test joue le rôle de récepteur. La puissance transmise est mesurée pour deux polarisations linéaires orthogonales appliquées à l'onde incidente.

Pour les antennes polarisées linéairement on définit deux plans de mesure : le plan E et le plan H. Le plan E est colinéaire à la polarisation de l'antenne, tandis que le plan H est orthogonal à celle-ci (voir Fig. 2.50).

Le gain est mesuré par comparaison du bilan de puissance d'un cornet étalon et de l'antenne sous test. Il est également possible de remonter à la polarisation de l'antenne en post-traitement.

Le montage utilisé est représenté Fig. 2.49 : les antennes sont montées sur une semelle en aluminium reliée électriquement au plan de masse des antennes. Celles-ci sont connectées à un connecteur V, puis à une transition coaxiale - guide d'onde WR-15.

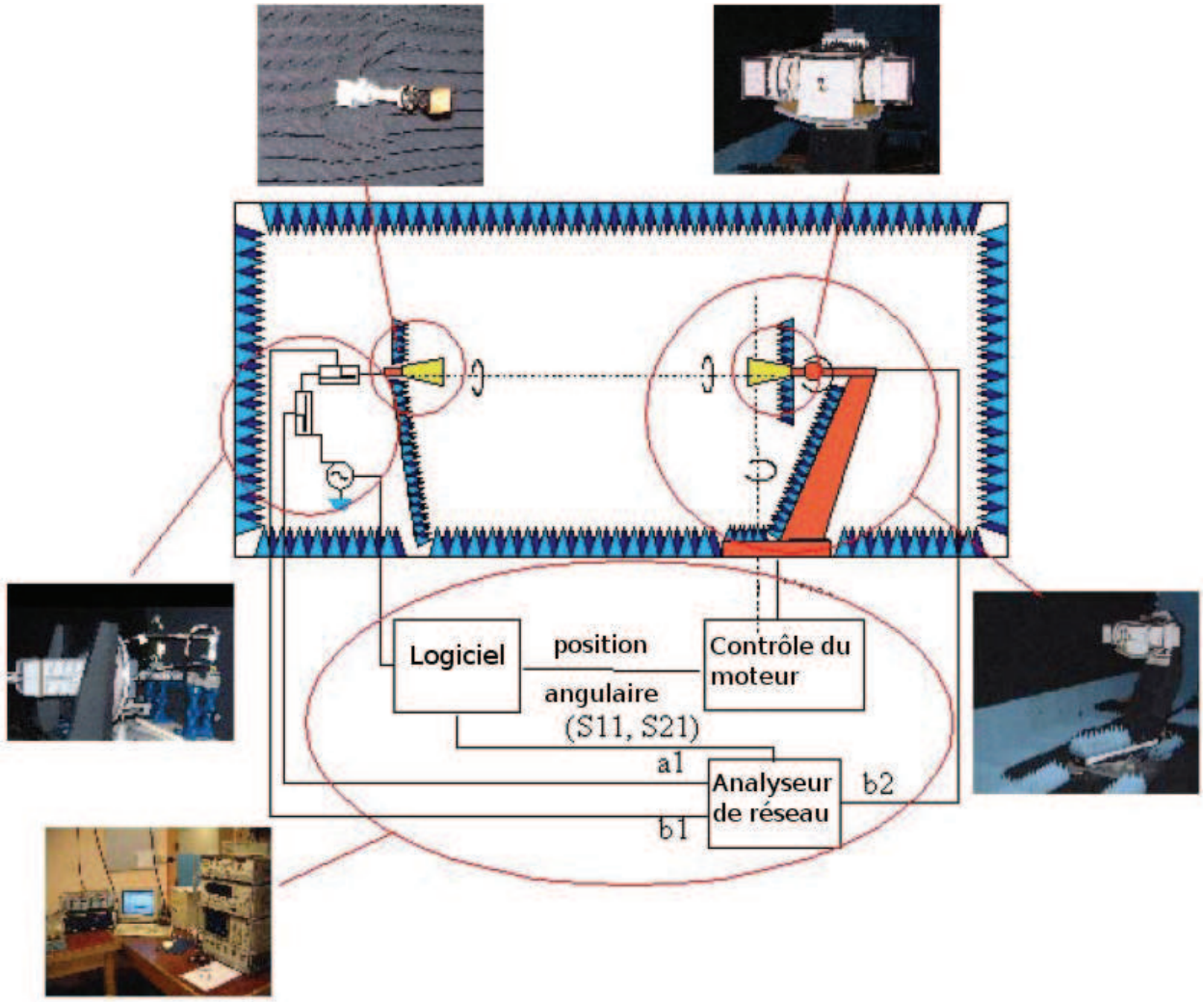



Figure 2.48 – Chambre anéchoïde : installations [171]

### Antenne patch

Les diagrammes de rayonnement mesurés et calculés sont présentés Fig. 2.51 pour le plan H et Fig. 2.52 pour le plan E. Les mesures sont effectuées à la fréquence où le gain est maximal.

La composante principale du plan H est symétrique et son ouverture théorique à -3 dB est 60 °. On observe un bon accord entre simulation et mesure. La composante croisée est théoriquement nulle dans l'axe (angle de gisement nul). En pratique elle est inférieure à -20 dB.

Dans le plan E, l'ouverture théorique est de 48 °. La composante principale est dissymétrique ce qui est dû à la dissymétrie de la structure elle-même. La composante croisée est théoriquement nulle (et inférieure à -45 dB en simulation) sur l'ensemble du plan E car l'antenne est

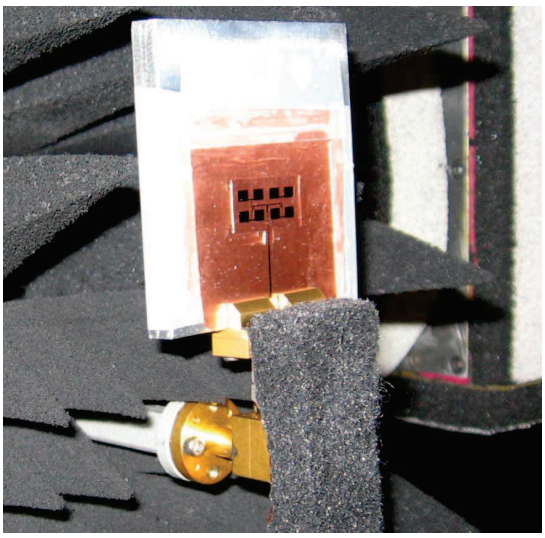


Figure 2.49 – Montage des antennes pour les mesures de rayonnement

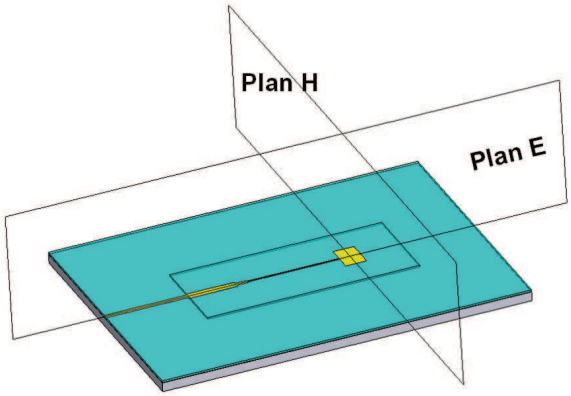



Figure 2.50 – Représentation des plans de mesure

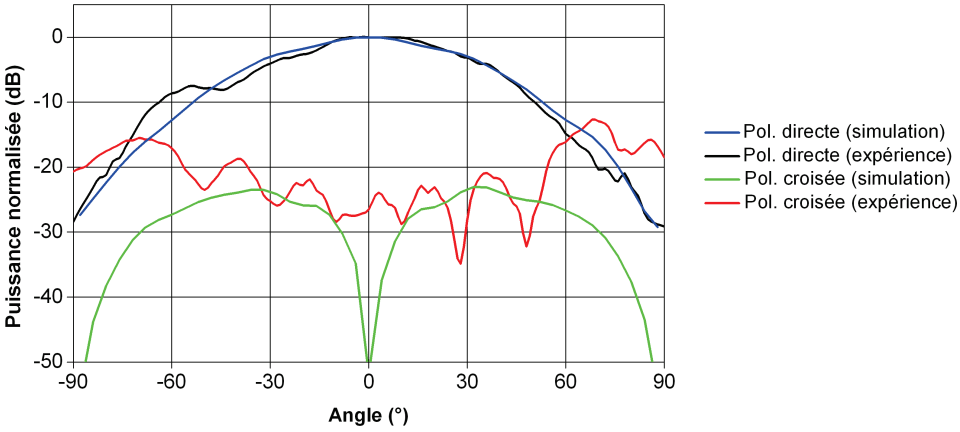



Figure 2.51 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne patch dans le plan H : polarisation directe et croisée

parfaitement symétrique par rapport à la ligne d'alimentation. Les courants responsables de la composante croisée ont leurs rayonnements qui s'annulent entre eux dans l'axe de l'antenne. En pratique les composantes croisées sont inférieures à -18 dB. Quant à la composante principale, elle est en pratique très différente des calculs. Ceci est dû à deux effets liés au connecteur qui sont illustrés 2.53. Les oscillations prononcées pour des angles négatifs sont causées par les effets de réflexion et de diffraction sur le connecteur V et s'accentuent à mesure qu'on approche des -90 °, position pour laquelle le cornet fait face au connecteur. Pour des angles supérieurs à 40 °, la chute de niveau est quant à elle due au masquage de l'antenne par le connecteur et

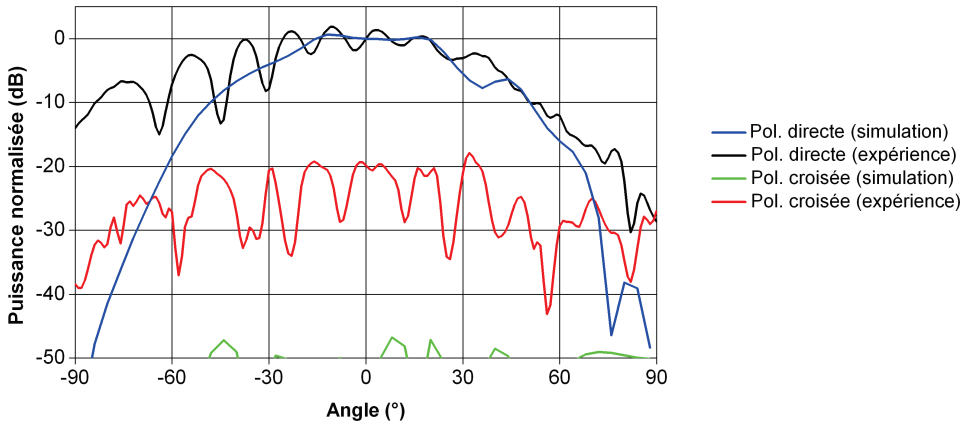



Figure 2.52 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne patch dans le plan E : polarisation directe et croisée

l'absorbant.

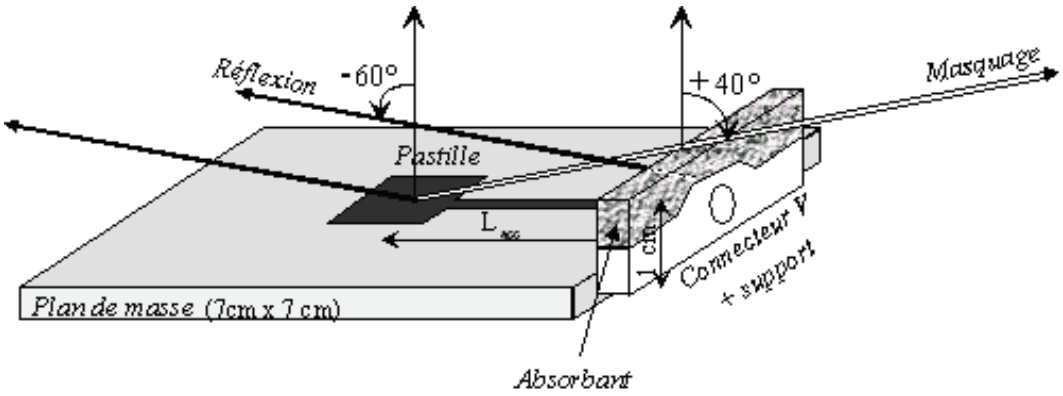



Figure 2.53 – Influence du connecteur sur le diagramme de rayonnement [170]

Le gain brut de l'antenne à 55 GHz est de 5,0 dB. En tenant compte des pertes des connecteurs évaluées à 1 dB et des pertes par désadaptation évaluées à 0,08 dB, le gain corrigé est 6,08 dB. La directivité théorique est 9,76 dB et l'efficacité radiative correspondante est 43 %.

Cette efficacité relativement faible est à expliquer par le design de la ligne d'alimentation de l'antenne (voir Fig 2.23) : une partie importante des pertes a lieu dans le le tronçon de ligne d'accès sur PDMS plein de 9,75 mm de long, qui perd 2,8 dB. Les pertes dans la transition PDMS plein / membrane sont évaluées à 0,17 dB.

Si à présent nous corrigeons le gain des pertes dans la section sur PDMS massif, le gain de l'antenne devient $6,08 + 2,8 = 8,88$ dB. Dans ce cas l'efficacité radiative correspondante est de

82%, ce qui est comparable à l'efficacité d'autres antennes patch sur membrane [114].

Structurellement parlant, si la souplesse de la ligne d'accès n'est pas une nécessité, il est également envisageable d'utiliser un cadre supportant la membrane qui soit rigide et faibles pertes (par exemple du quartz ou de l'alumine), de manière à avoir un accès « en dur » à l'antenne et qui ne génère pas de pertes excessives.

#### Antenne réseau 4x2 éléments

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne réseau à 55 GHz sont présentés Fig. 2.54 pour le plan H et Fig. 2.55 pour le plan E. De manière similaire à l'antenne patch, la composante principale du plan H est symétrique, tandis que celle du plan E ne l'est pas. On retrouve également dans le plan E les effets de réflexion sur le connecteur, et de masquage.

Dans le plan H, l'accord entre simulation et mesures est excellent. L'ouverture à 3dB est 14°. La réjection des lobes secondaires est satisfaisante : inférieure à -19 dB en simulation, et inférieure à -13 dB expérimentalement. La composante croisée expérimentale ne monte pas au-dessus de -15dB, ce qui est également satisfaisant.

Dans le plan E, on retrouve les effets de réflexion sur le connecteur, et de masquage. L'ouverture à -3 dB calculée est 27°. La composante croisée, théoriquement nulle, reste inférieure à 30 dB expérimentalement.

Le gain brut de l'antenne à 55 GHz est 11,25 dB. En tenant compte des pertes dans les connecteurs (1dB) et par désadaptation (0,05 dB), le gain corrigé s'élève à 12,3 dB, tandis que la directivité théorique est 17,7 dB. L'efficacité radiative correspondante est 28%.

Cette faible efficacité est en grande partie due à la ligne d'accès de cette antenne conçue pour les applications de balayage mécanique (voir 2.24), notamment la section $L_3$ de longueur 14,7 mm sur PDMS plein. De manière similaire à l'antenne patch, si nous corrigeons des pertes dans cette section, le gain de l'antenne devient $12,3dB + 2,8 * 1,47dB = 16,41dB$ avec 12,3 dB le gain de l'antenne réelle, 2,8 dB/cm les pertes linéiques dans une ligne de transmission sur PDMS plein. L'efficacité radiative correspondante est alors 74 % ce qui est comparable à des réseaux sur quartz fondu [172].

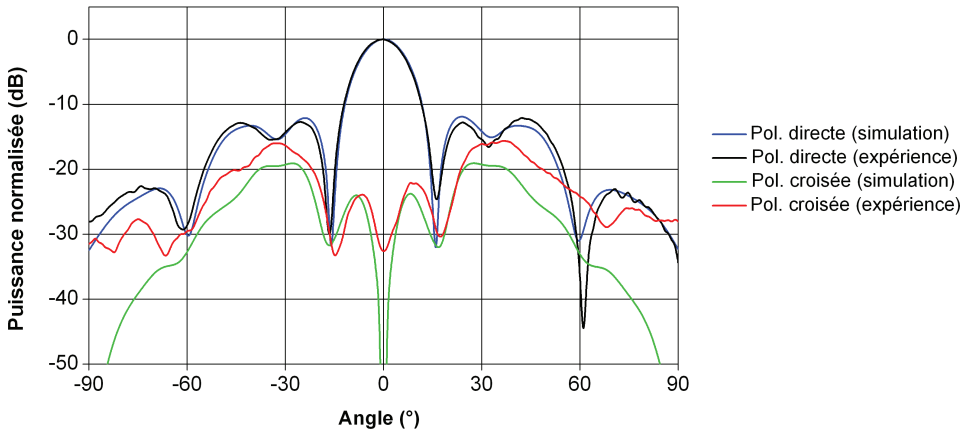



Figure 2.54 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan H : polarisation directe et croisée

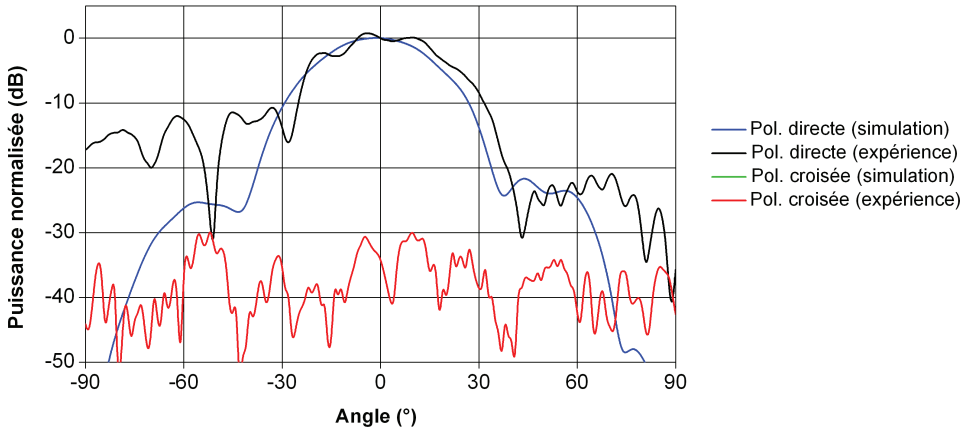



Figure 2.55 – Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan E : polarisation directe et croisée

### 2.4.3 Stabilité des propriétés des antennes sur membrane

Au vu de l'extrême souplesse du matériau considéré on peut s'interroger sur la stabilité des propriétés des antennes sur membrane, tout d'abord par rapport aux tolérances de fabrication et ensuite par rapport aux contraintes extérieures, notamment mécaniques ou thermiques. Le réseau 4x2 éléments est étudié au regard de ces problématiques.

Comme indiqué section 2.3.3, la partie supérieure des antennes supportant les membranes PDMS est étirée sur le plan de masse à la fin du procédé de fabrication, ce qui rend la membrane raisonnablement plate et stable. Pour mieux évaluer les effets liés à une courbure éventuelle des membranes obtenues en pratique, une profilométrie optique de la membrane a été effectuée sur

le réseau 4x2 : la hauteur totale des motifs par rapport au plan de masse H est comprise entre H=185 $\mu$m et H=210 $\mu$m ce qui correspond à une variation de -7,5% / + 5% par rapport à la hauteur nominale H=200 $\mu$m. Cette variation de 25 $\mu$m implique une courbure de la membrane très modérée, sachant que la membrane est large de 21,5mm x 10,3 mm.

Une étude numérique des conséquences de ces variations de hauteur sur les performances de l'antenne a été menée : le réseau a été paramétré en z (direction verticale) comme décrit figure 2.56. Comme on peut le voir figure 2.57, l'impact de ces variations sur le coefficient de réflexion est négligeable. La fréquence de résonance est égale à 56,1 GHz, 56,2 GHz et 56,3 GHz pour H=185 $\mu$m, 200$\mu$m et 210 $\mu$m respectivement, ce qui correspond à une variation de +/- 0,2 % pour une variation de hauteur de -7,5%/+5%. La bande passante reste pratiquement la même. Les diagrammes de rayonnement dans les plans H (Fig. 2.58) et E (Fig. 2.59) présentent de même que des variations extrêmement faibles.

En conclusion, ces résultats numériques montrent que les antennes sur membrane PDMS au-dessus d'un gap d'air ne sont pas très sensibles aux variations dans la direction z, dans la plage des tolérances de fabrication. Cela s'explique par le fait que la permittivité effective du substrat est proche de 1.

Par ailleurs, comme le PDMS est très souple, les antennes fabriquées sont bien sûr sensibles aux déformations induites par un contact ou une contrainte appliquée directement, ainsi qu'aux vibrations. Comme le montre l'étude ci-dessus, des déformations raisonnables doivent conduire à des paramètres d'opération relativement stables.

La stabilité thermique est plus problématique, à cause du coefficient de dilatation thermique $\alpha$ =3,12x10$^{-4}$, qui fait que les antennes sur membrane PDMS ne sont probablement pas adaptées aux environnements thermiques rudes, comme par exemple le spatial. La dilatation du PDMS est de 1,24 % pour 40 °C. Pour l'antenne réseau, une telle dilatation correspond à une élongation de la membrane de 0,27mm x 0,13 mm pour une membrane de 21,5 mm x 10,3 mm ce qui peut conduire à une flexion inadéquate de la membrane. Une stratégie utile peut être de précontraindre la membrane (de manière mécanique ou thermique) de manière à compenser une future dilatation. Cela peut se faire en étirant la membrane lors de l'opération de montage sur le plan de masse, ce qui peut être fait directement de manière mécanique, ou alors de manière thermique en réalisant le montage à une certaine température haute. Dans ce cas, la membrane se tend en se refroidissant et se stabilise dans une certaine configuration.

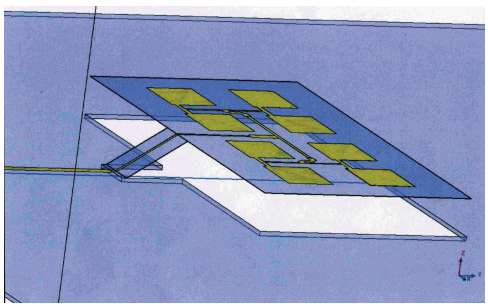


Figure 2.56 – Paramétrage du réseau 4x2 éléments

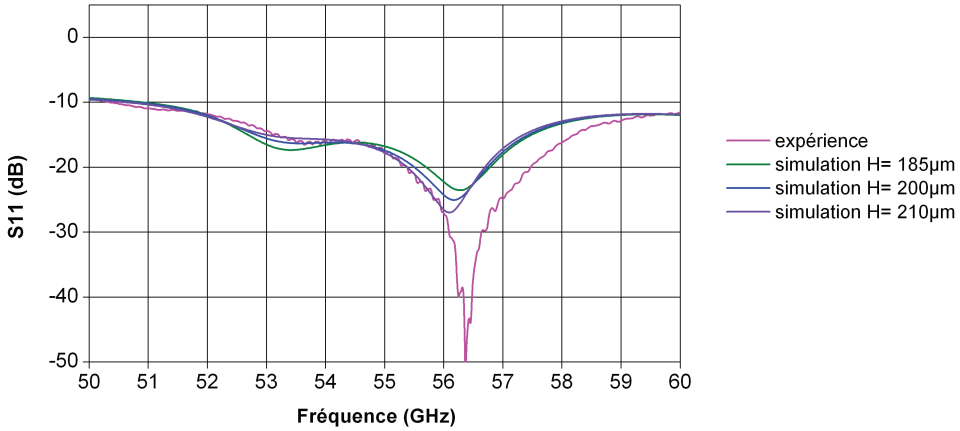



Figure 2.57 – Coefficient de réflexion simulé pour H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$

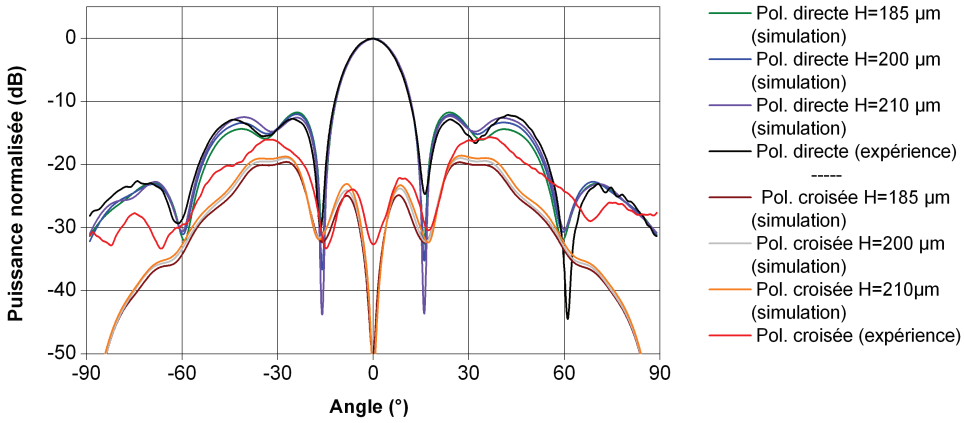



Figure 2.58 – Diagrammes de rayonnement simulés H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$ et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan H : polarisation directe et croisée

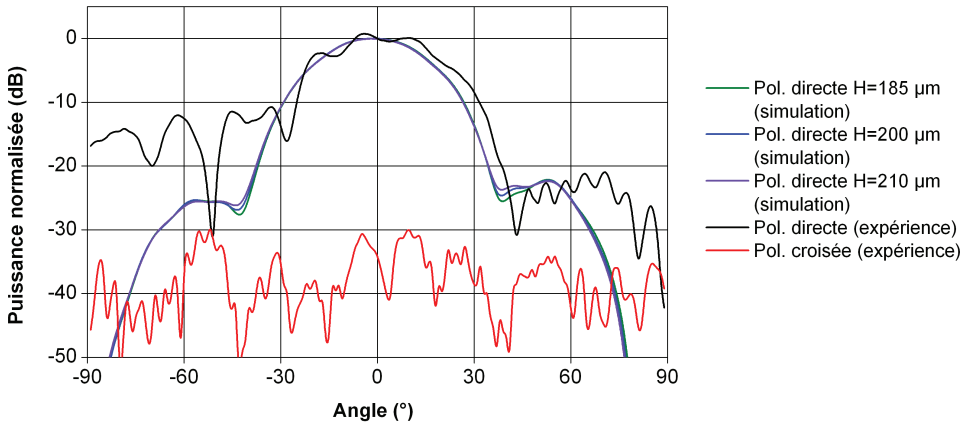



Figure 2.59 – Diagrammes de rayonnement simulés H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$ et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan E : polarisation directe et croisée

### 2.4.4 Conclusion

Les dispositifs hyperfréquences sur PDMS présentent d'importants challenges de mesure, car le contact entre la connectique de mesure et les métallisations sur polymère ultrasouple est difficile à obtenir. Les mesures d'impédance réalisées sur la cellule Anritsu 3680V donnent des résultats très satisfaisants et l'accord entre simulation et mesures est excellent à la fois pour l'antenne patch et l'antenne réseau. De même, les mesures en rayonnement réalisées à l'IETR présente un excellent accord avec les simulations HFSS. Les techniques de simulation, les procédés de microfabrication développés et les méthodes de mesures sont donc validées. Une fois les données corrigées des lignes d'accès sur PDMS massif, les antennes présentent des efficacités radiatives équivalentes à celles d'antennes sur substrats massifs usuels faibles pertes en millimétrique. Enfin, la stabilité des propriétés des antennes sur membrane a été évaluée.

## 2.5 Conclusion du chapitre

En conclusion, nous avons pu démontrer dans ce chapitre la viabilité d'une technologie d'antennes microruban sur membrane PDMS, en étudiant intégralement des lignes, une antenne patch et un réseau 4x2 éléments dans la bande des 50-60 GHz.

Les propriétés mécaniques et électriques de l'élastomère sont tout d'abord abordées. Les lignes sur PDMS micro-usiné présentent des pertes comparables à celles de substrats commerciaux en bande millimétrique, sur un matériau présentant une extrême souplesse. Les problématiques liées à la fabrication des antennes sur PDMS ont été résolues : un procédé de report de métallisations épaisses fiable, reproductible et biocompatible a été développé et des antennes directives à larges membranes ont été réalisées. Les techniques de simulation et de mesures sont également validés : un très bon accord est obtenu entre simulations HFSS et mesures, en impédance et rayonnement. Après correction des pertes en ligne liées aux accès sur PDMS massif, les antennes présentent des efficacités radiatives supérieures à 74%.

Les outils de base pour des antennes sur PDMS étant validés, nous pouvons à présent passer à l'étude des dispositifs RF reconfigurables mécaniquement, grâce à l'intégration d'actionneurs : les antennes et dispositifs accordables (Chapitre 3) et les antennes et dispositifs pour le balayage angulaire (Chapitre 4).

# 3. Antennes et dispositifs hyperfréquences ultrasouples accordables

L'accord en fréquence est une des fonctionnalités clefs de la reconfiguration d'antennes : les antennes accordables permettent notamment de changer de standards de communications si l'environnement de propagation est détérioré, ou alors de « scanner » une bande de fréquence à la recherche d'informations sur les différents canaux.

Dans ce chapitre nous tenterons d'apporter des réponses concrètes aux questions suivantes : comment utiliser au mieux les structures sur PDMS pour obtenir des fonctionnalités intéressantes, dont l'accord en fréquence? Quelles sont les techniques d'actionnement les plus adaptées pour reconfigurer les antennes de manière importante (plusieurs centaines de microns), compacte, rapide et consommant peu d'énergie ?

Pour ce faire nous allons étudier théoriquement et expérimentalement deux antennes microruban sur membrane PDMS accordables en fréquence, mettant en oeuvre des solutions originales d'actionnement et montrer l'intérêt de ce type d'antennes reconfigurables mécaniquement.

## 3.1 Concepts de base : Brevet FR2955319 et extension

### 3.1.1 Problématique

Si on regarde la photographie Fig. 3.1, où l'on voit les éléments rayonnants d'une antenne sur membrane PDMS suspendue, apparaissent spontanément les questions suivantes : quelle serait l'influence sur le fonctionnement de l'antenne si l'on changeait la distance entre patch et plan de masse ? Peut-on obtenir un accord en fréquence de cette manière?

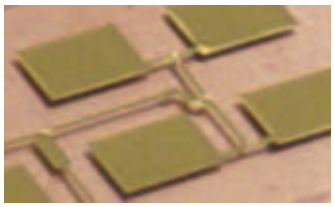


Figure 3.1 – Patchs sur membrane suspendue

De manière plus générale, on peut se demander comment exploiter le changement de distance entre deux conducteurs - dont au moins un est supporté par une membrane ultrasouple - pour obtenir des fonctionnalités intéressantes sur des antennes de tout type, pas uniquement en technologie microruban. En généralisant encore, on peut élargir ce concept à de nombreux types de dispositifs hyperfréquences.

### 3.1.2 Objet de base

Lors de la rédaction du brevet FR2955319 (et extension internationale WO20110862980) [173] (déposé) intitulé « Dispositif hyperfréquences reconfigurable à membrane déformable », un travail a été mené sur la généralisation des concepts de reconfiguration mécanique de dispositifs hyperfréquences à base de membranes ultrasouples.

L'idée-clef est d'exploiter l'extrême souplesse d'élastomères de type polymères siliconés associés à des actionneurs grand déplacement aux échelles intermédiaires (millimétriques et submillimétriques) et des procédés technologiques appropriés pour faire varier très fortement, et au-delà de l'état de l'art, les paramètres géométriques de dispositifs hyperfréquences (par exemple des antennes, déphaseurs, cavités à base de surfaces sélectives en fréquence) et les reconfigurer. Le but est d'obtenir des fonctionnalités d'accord en fréquence, de déphasage, de reconfiguration de faisceau (et notamment du balayage angulaire).

La brique de base de l'invention est constituée d'un conducteur électrique (composé d'un ou plusieurs éléments) reposant sur une membrane ultrasouple, placés au-dessus d'un ou plusieurs diélectriques, d'un autre conducteur électrique (composé d'un ou plusieurs éléments et pouvant jouer le rôle de plan de masse) et d'une (éventuelle) deuxième membrane ultrasouple. Un actionnement grand déplacement (par exemple une commande électromagnétique ou pneumatique) est utilisé pour faire varier la distance entre les deux conducteurs en déformant la ou les membranes.

Concrètement, l'invention, dans sa formulation la plus générale, est décrite comme ceci dans le brevet (revendication n°1) :

Dispositif hyperfréquence reconfigurable caractérisé en ce qu'il comprend :

- un support mécanique d'au moins une membrane élastiquement déformable, ladite membrane présentant un module élastique inférieur ou égal à 500 MPa ;
- au moins un premier conducteur électrique disposé sur la membrane ;

- au moins un élément diélectrique
- au moins un deuxième conducteur électrique isolé électriquement du premier conducteur électrique ; et
- un moyen pour déformer la membrane, ledit moyen étant adapté pour exercer une force de déformation capable de modifier la distance H entre le premier conducteur électrique et le deuxième conducteur électrique jusqu'à au moins 100 %.

L'objet de base est décrit Fig. 3.2 dans sa forme nominale et Fig. 3.3 dans ses formes déformées de manière convexe (a) et concave (b).

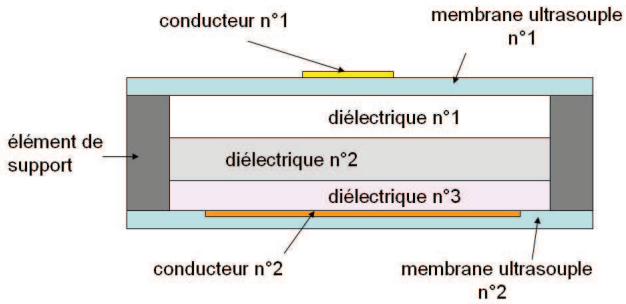



Figure 3.2 – Objet de base

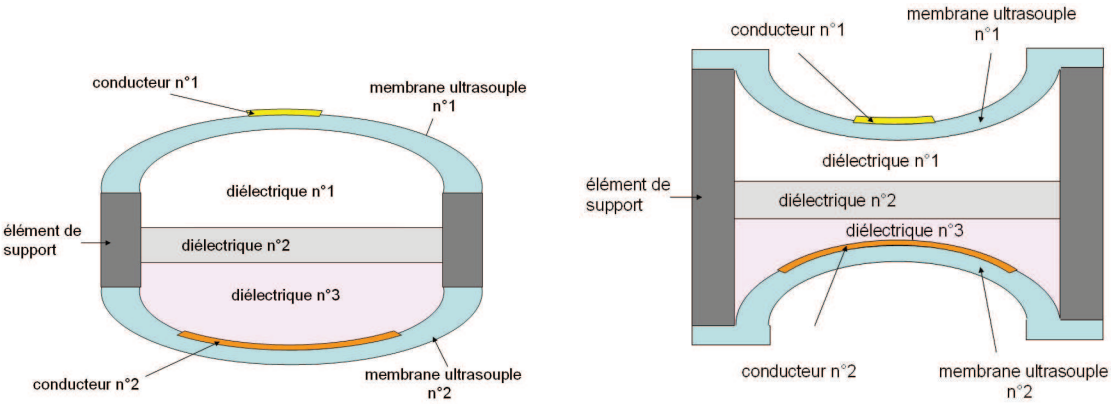
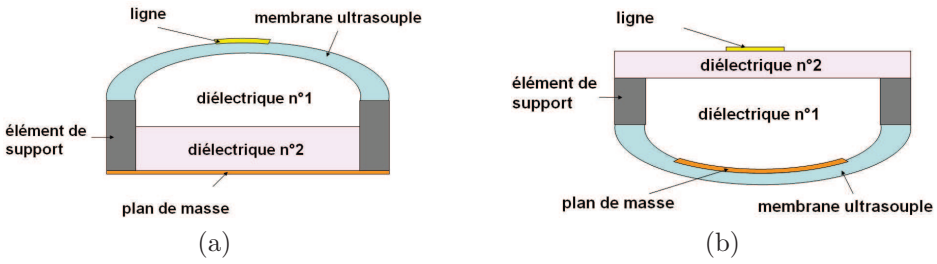



Figure 3.3 – (a) Objet de base déformé de manière convexe (b) Objet de base déformé de manière concave

La brique de base générale est utilisable dans de très nombreux dispositifs hyperfréquences, selon la disposition et la nature des conducteurs, des diélectriques, des membranes ou de la nature de la technique d'actionnement.

Selon les variantes :

– les conducteurs 1 et 2 peuvent être tous les deux mobiles, ou un seul uniquement. Par exemple, dans le cas de dispositifs microrubans, le ruban et/ou le plan de masse peuvent être mobiles.(Voir Fig. 3.4). On notera que les structures de type plan de masse mobile, avec membrane en dessous du conducteur, permettent de déporter l'élastomère en dehors de la structure de propagation et donc de supprimer les pertes qui lui sont associées.




(a) (b)

Figure 3.4 – Dispositif microruban avec : (a) conducteur mobile (b) plan de masse mobile

– les conducteurs 1 et 2 peuvent être solides ou liquides (par exemple du métal liquide de type GaInSb), et éventuellement être magnétiques. Dans ce dernier cas le conducteur peut être un aimant permanent magnétique (par exemple du FePt, SmCo, AlNiCo,NdFeB) ou un matériau magnétique à base de fer (FeNi, FeNiMo). Le conducteur peut aussi être constitué de l'association d'un conducteur proprement dit, comme de l'or ou du cuivre, associé à un aimant permanent non conducteur comme une ferrite ou autre composé de terres rares.
– les membranes, préférablement en élastomère siliconé, peuvent être chargées en poudres magnétiques (par exemples des ferrites ou du NdFeB, mais aussi tout type de poudres à base de Fe, Ni ou Co)
– les diélectriques considérés peuvent être solides, liquides, fluides (par exemple de l'air), de forte permittivité, magnétiques. Ils peuvent aussi être des matériaux multiphasiques comme des mousses ou des liquides chargés en poudres diélectriques.
– la méthode d'actionnement peut être fluidique (par exemple pneumatique), électromagnétique, magnétostatique, magnétoélastique, électrostatique, piézoélectrique, électrostrictif, électrorhéologique, magnétorhéologique, thermique, à base d'alliage à mémoire de forme thermique ou à base d'alliage à mémoire de forme magnétique.
– les membranes peuvent intégrer des jauges pour le contrôle et l'asservissement des déplacements (par exemple des jauges piézorésistives)

– selon les variantes, la technologie d'excitation des dispositifs utilisée peut être planaire (microruban, alimentation par fentes, CPW avec plan de masse, triplaque, CPW classique avec cavité supérieure), 3D (par exemple en introduisant des guides d'ondes dans le cas ou l'élément de support est métallique). Les dispositifs peuvent enfin être excités par une onde en espace libre.

Par duplication à l'horizontale, la brique de base peut servir de base à un réseau d'antennes, ou par duplication à la verticale à la réalisation de dispositifs multicouches. Les différentes applications sont détaillées section 3.1.3.

### 3.1.3 Applications

**Antennes accordables en fréquence**

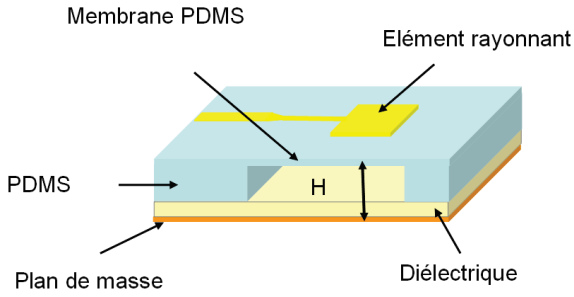



Figure 3.5 – Antenne microruban accordable : schéma de principe

Les antennes microruban accordables (Fig. 3.5) sont une des principales applications de l'invention : en faisant varier la distance entre le patch et le plan de masse, on change la permittivité effective, ainsi que la longueur électrique de l'antenne, qui cause une variation de la fréquence de résonance de l'antenne. L'ajout d'une couche de diélectrique haute permittivité entre l'élément rayonnant et le plan de masse peut permettre d'accroître l'accord en fréquence. Ces antennes accordables sont étudiées en détail dans la suite du chapitre 3.

**Antennes « stackées »**

Les antennes dite « stackées » ont été étudiées notamment par K.F. Lee [174] : il s'agit d'une technique basée sur la perturbation d'une antenne microruban par un patch parasite, permettant d'améliorer le gain ou la bande passante, selon les positions. Dans notre cas, le patch parasite est soutenu par une membrane PDMS mobile.

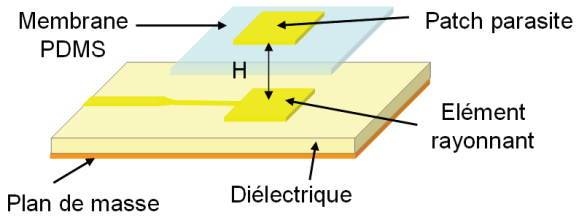
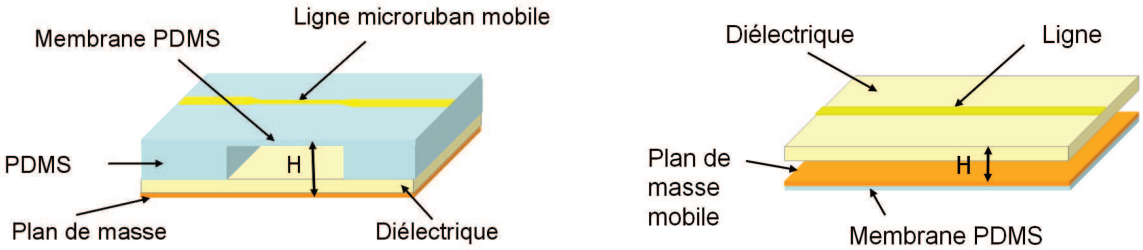



Figure 3.6 – Antenne stackée : schéma de principe. L'élément de support de la membrane est omis

### Déphaseurs et réseaux phasés




(a) (b)

Figure 3.7 – Déphaseur microruban (a) conducteur mobile (b) plan de masse mobile

Il est également possible de réaliser des déphaseurs analogiques (et *in extenso* numériques) : en faisant varier la distance H entre le conducteur et le plan de masse d'une ligne microruban, on change la permittivité effective du substrat et par conséquent la phase. (Voir Fig. 3.7). Il est possible d'envisager, comme décrit précédemment, des variantes où le conducteur est mobile (a) et où le plan de masse est mobile (b).

Ce type de lignes à impédance variable peut également servir à l'**alimentation adaptative** d'une antenne ou d'un réseau d'antennes reconfigurable.

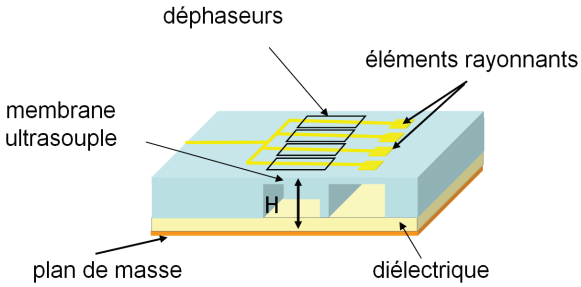



Figure 3.8 – Réseau phasé : schéma de principe

Ce type de déphaseur est naturellement intégré au sein d'un réseau phasé d'antennes (Voir Fig. 3.8), dans lequel on peut contrôler la phase de chaque élément rayonnant de manière à faire de la synthèse de faisceau, en particulier du dépointage ou de la focalisation. Ces dispositifs sont étudiés en détail au chapitre 4.

Ces concepts ne sont pas limités à la technologie microruban et sont transposables dans d'autres technologies de lignes de transmission et d'alimentation d'antennes (CPW, GBCPW, alimentations par fente...)

### Cavités de Fabry-Pérot à base de surfaces sélectives en fréquence

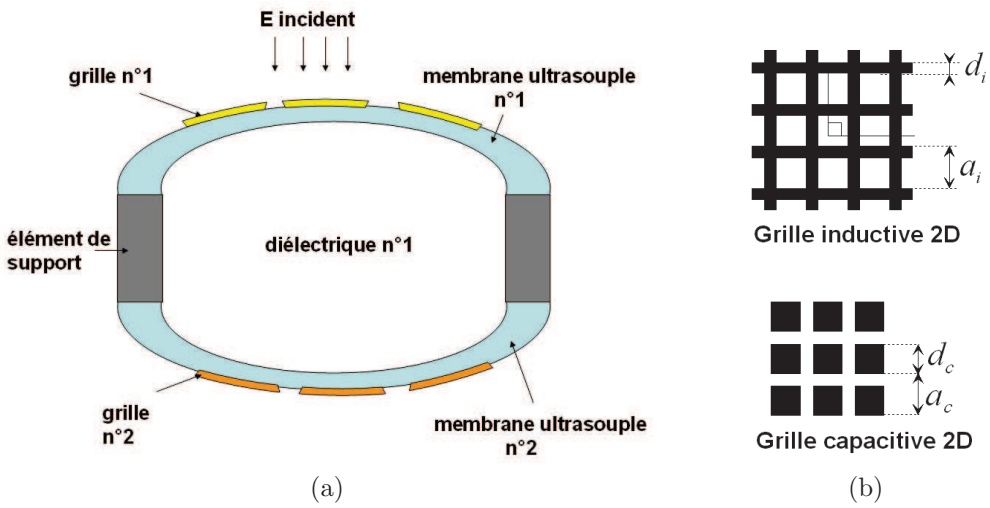



Figure 3.9 – Cavité de Pérot-Fabry accordable : schéma de principe

Des cavités résonantes accordables sont réalisables en faisant varier la distance entre deux surfaces sélectives en fréquence (basées par exemple sur des grilles capacitives ou inductives). La grille n°2 peut être un plan de masse plein. La cavité peut être alimentée en espace libre ou alors par une onde guidée (par exemple un guide d'onde rectangulaire).

### Réseaux réflecteurs

Une autre application de l'invention sont les réseaux réflecteurs : en faisant varier la hauteur de chaque élément réflecteur on introduit un déphasage (Fig. 3.10). Le contrôle de la phase des ondelettes re-rayonnées par chaque élément du réseau permet de faire de la synthèse de faisceau (par exemple pour contrôler la direction de l'onde réfléchie).

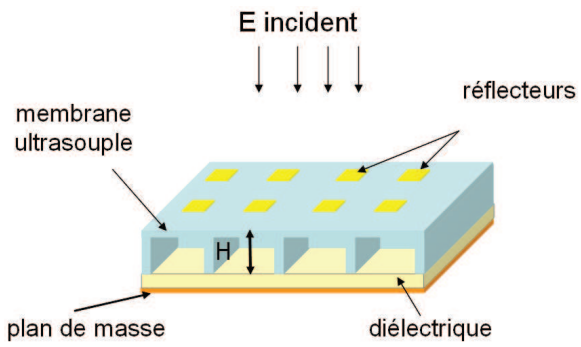



Figure 3.10 – Réseau réflecteur : schéma de principe

### Filtres

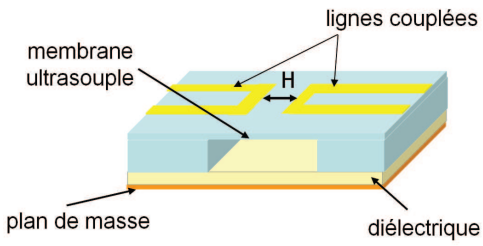



Figure 3.11 – Filtre accordable : schéma de principe

Des filtres accordables peuvent être obtenus en modifiant le couplage entre lignes microruban en changeant la distance interconducteurs. (Fig. 3.11).

### Alimentation par guide d'onde

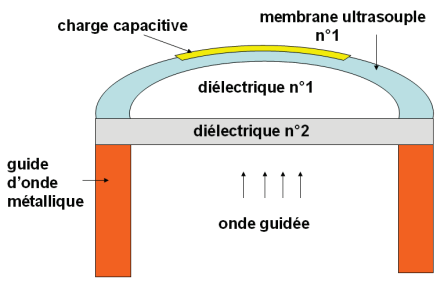



Figure 3.12 – Alimentation par guide d'onde : schéma de principe

La brique de base peut aussi servir à réaliser des charges mobiles en bout d'un guide d'onde :

cela peut servir de cellule unitaire pour un réseau réflecteur agile (Fig. 3.12). Il est également possible d'alimenter une grille de type surface sélective en fréquence de cette manière pour réaliser une cavité de Fabry-Pérot accordable.

### 3.1.4 Conclusion

Nous pouvons donc envisager un grand nombre de dispositifs hyperfréquences susceptibles de bénéficier de manière déterminante de membranes ultrasouples reconfigurables, actionnées avec de grands déplacements. Dans la suite de ce chapitre, l'étude porte sur les antennes accordables en fréquence.

## 3.2 Antennes accordables sur cavité d'air : éléments de théorie

Les antennes microruban accordables sur cavité d'air d'épaisseur variable ont été étudiées théoriquement et expérimentalement tout d'abord par K.F. Lee *et al.* dans [48] puis par Shafaï *et al.*[49],[50] et Jackson *et al.* [51, 4, 175]. La topologie générale est rappelée Fig. 3.13.

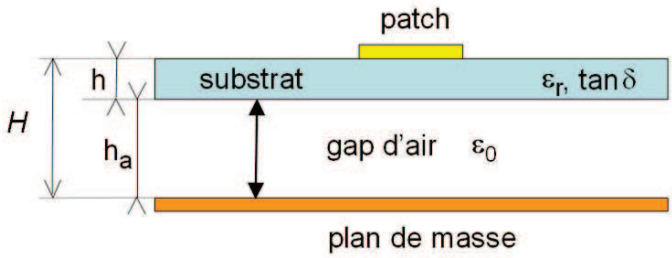



Figure 3.13 – Géométrie d'une antenne imprimée au-dessus d'une cavité d'air

Le substrat est composé de deux couches : une couche diélectrique d'épaisseur $h$ et de permittivité relative $\varepsilon_r$ et d'une cavité d'air d'épaisseur $h_a$. La distance totale entre le patch et le plan de masse est notée $H = h + h_a$. En approximant, on peut considérer un substrat équivalent composé d'une seule couche d'épaisseur $H$ et de permittivité relative équivalente $\varepsilon_{req}$. Cette permittivité est calculée en utilisant l'équation 3.1, qui traduit la relation entre capacité totale entre le patch et le plan de masse et les capacités en séries des deux couches [48].

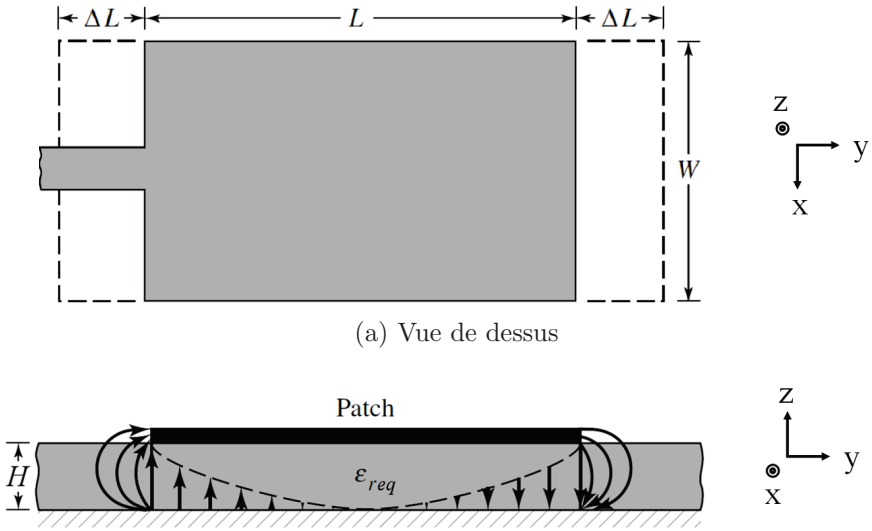
$$\varepsilon_{req} = \frac{\varepsilon_r(h + h_a)}{h + \varepsilon_r h_a} = \frac{\varepsilon_r H}{h + \varepsilon_r(H - h)} \tag{3.1}$$

Nous allons à présent calculer la fréquence de résonance de l'antenne dans le cadre du modèle de ligne de transmission décrit par C.A. Balanis [14]. Ce modèle, basé sur des formules analytiques, est assez approximatif mais fournit un bon aperçu du sens physique. Les dimensions de l'antenne patch sont données Fig. 3.14

La permittivité effective du patch est donnée (pour $H < W$, $W$ est la largeur du patch) par :

$$\varepsilon_{reff} = \frac{\varepsilon_{req} + 1}{2} + \frac{\varepsilon_{req} - 1}{2}\left(1 + 12\frac{H}{W}\right)^{-1/2} \tag{3.2}$$

Dans le plan E (c'est-à-dire le plan yz) le patch est électriquement plus long que ses dimen-




(a) Vue de dessus

(b) Vue de côté

Figure 3.14 – Dimensions de l'antenne patch : longueurs physiques et électriques. Adapté de [14]

sions physiques et il faut ajouter le débordement de champ $\Delta L$ à la longueur physique L de chaque côté du patch. Une formule populaire pour calculer le débordement de champ normalisé par H en fonction du rapport $W/H$ et de la permittivité effective relative $\varepsilon_{reff}$ est donnée par Hammerstad dans [176].

$$\frac{\Delta L}{H} = 0,412\frac{(\varepsilon_{reff}+0,3)(\frac{W}{H}+0,264)}{(\varepsilon_{reff}-0,258)(\frac{W}{H}+0,8)} \tag{3.3}$$

La longueur électrique effective du patch est donnée par :

$$L_e = L + 2\Delta L \tag{3.4}$$

Pour le mode dominant $TM^z_{010}$, la fréquence de résonance est fonction de la longueur effective $L_e$, de la permittivité effective $\varepsilon_{reff}$ et de la vitesse de la lumière dans le vide $c_0$ :

$$F_{res} = \frac{c_0}{2L_e\sqrt{\varepsilon_{reff}}} \tag{3.5}$$

Pour l'antenne patch sur membrane présentée au chapitre 2 (Voir Fig. 2.23), la variation de la fréquence de résonance en fonction de H est décrite Fig. 3.15

Pour une antenne sur membrane l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de

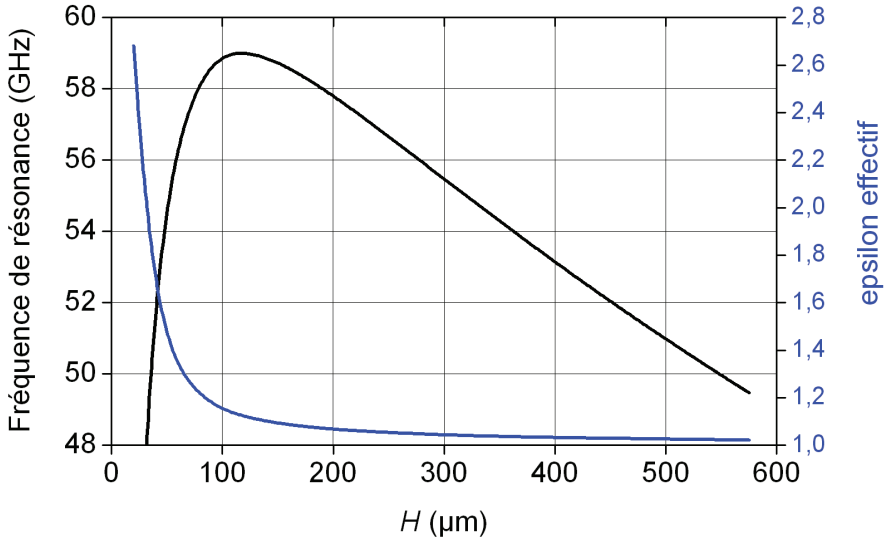



Figure 3.15 – Fréquence de résonance de l'antenne patch sur membrane PDMS et permittivité effective $\varepsilon_{reff}$ en fonction de $H$ : modèle de la ligne de transmission. $W = 3350\mu m$, $L = 2250\mu m$, $H_{nominal} = 200\mu m$, $h = 20\mu m$, $\varepsilon_r = 2.68$

$H$ est gouvernée par deux effets antagonistes. Pour les faibles valeurs de $H$, la permittivité équivalente $\varepsilon_{req}$ - et donc la permittivité effective $\varepsilon_{reff}$ - baisse rapidement quand $H$ augmente, et par conséquent la fréquence de résonance augmente, d'après (3.5). A partir d'un certain point, quand l'épaisseur du gap d'air devient élevée devant l'épaisseur du diélectrique, la permittivité effective relative se stabilise près de 1. Pour les valeurs élevées de $H$, le débordement de champ $\Delta L$ et donc la longueur effective de l'antenne $L_e$ augmente, et par conséquent la fréquence de résonance diminue, toujours d'après (3.5).

Pour résumer, il est donc possible d'exploiter un accord en fréquence croissant avec $H$ basé sur la variation de $\varepsilon_{reff}$ pour les épaisseurs faibles, ou un accord en fréquence décroissant avec $H$ basé sur la variation de $\Delta L$ pour les épaisseurs élevées.

Il est à noter que la fréquence de résonance calculée dans le cadre du modèle de la ligne de transmission donne une résonance à 57,81 GHz pour l'antenne patch en position nominale ($H = 200\mu m$) au lieu de 55,35 GHz (valeur expérimentale). Cela correspond à une erreur raisonnable de 4,4 % au vu des approximations liées à l'homogénéisation du substrat et aux formulations analytiques.

## 3.3 Choix des techniques et structures d'actionnement

Nous allons à présent définir un cahier des charges - approximatif - des actionneurs amenés à être utilisés pour la reconfiguration de dispositifs sur membranes ultrasouples. Les paramètres importants sont :

**Déplacement** D'après la section 3.2, les déplacements nécessaires peuvent être aussi élevés que **500 $\mu$m** sur des membranes de taille centimétrique. Ceci rajoute un critère de **compacité** : l'actionneur doit fournir des grands déplacements aux échelles intermédiaires.

**Force** Les forces mises en jeu pour déplacer des membranes élastomères de surface centimétriques sont de l'ordre du **mN**.

**Temps de reconfiguration / Fréquence** Le temps caractéristique de reconfiguration est fortement dépendant de l'application visée. On visera ici le minimum possible au vu de la configuration mécanique des dispositifs fabriqués : on peut tabler sur **quelques dizaines de millisecondes**

**Résolution spatiale** Pour une reconfiguration continue - ou discrète - des dispositifs, on doit être capable de contrôler le déplacement de la membrane précisément, avec une précision de l'ordre de **5 $\mu$m**

**Pertes hyperfréquences** La technique d'actionnement choisie ne doit pas insérer de pertes hyperfréquences dommageables dans la structure microruban : un principe général est que l'actionnement doit donc être déporté ou alors utiliser une interaction à distance.

En résumé le cahier des charges est le suivant : **500 $\mu$m - 1mN - 40 ms / 25 Hz**

Une fois placé sur les diagrammes 3.16 et 3.17, on se rend compte que ce cahier des charges est à l'interface des actionnements macroscopiques et des microsystèmes : c'est donc forcément des solutions d'actionnement **hybrides**, aux échelles intermédiaires qui seront retenues.

Les actionneurs MEMS hybrides à base de membrane PDMS ont été abondamment étudiés dans le domaine des microvalves [7], des stimulateurs tactiles [8] ou de l'optique [99].

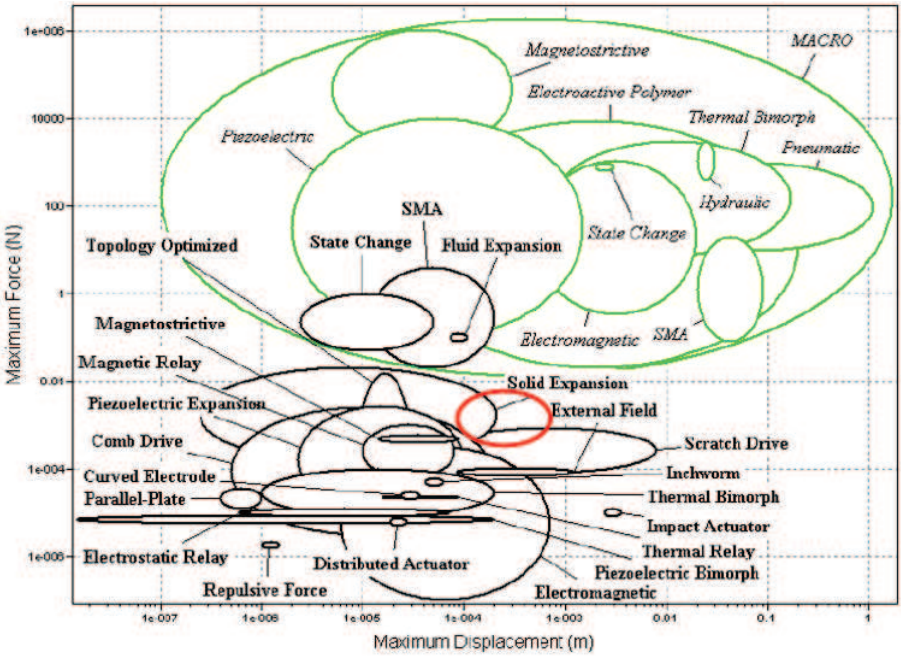



Figure 3.16 – Caractéristique déplacement / force de différents types d'actionnement MEMS (noir) et macroscopiques (vert) [177]. Les caractéristiques souhaitées des microactionneurs sont en rouge.

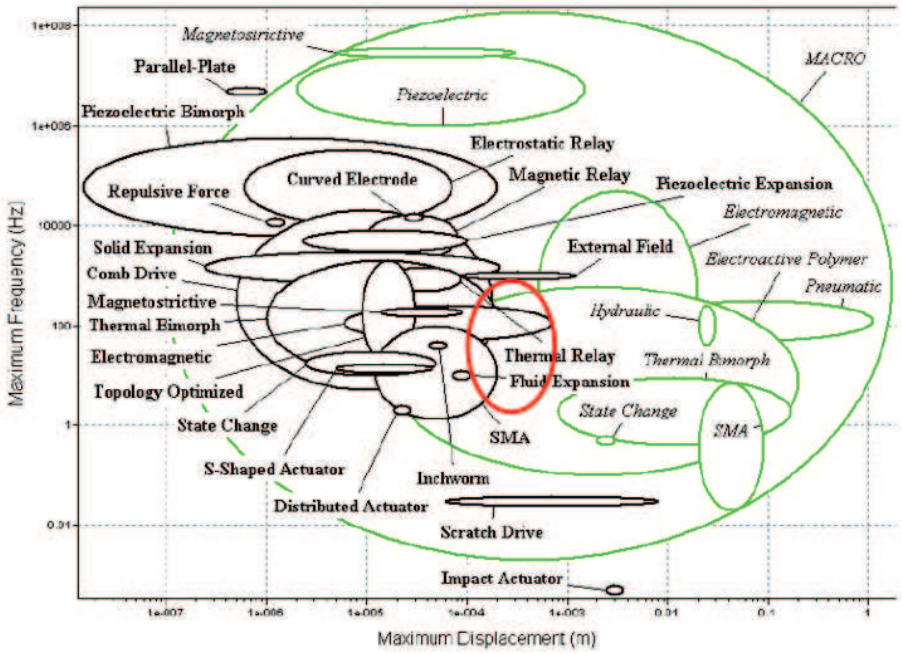
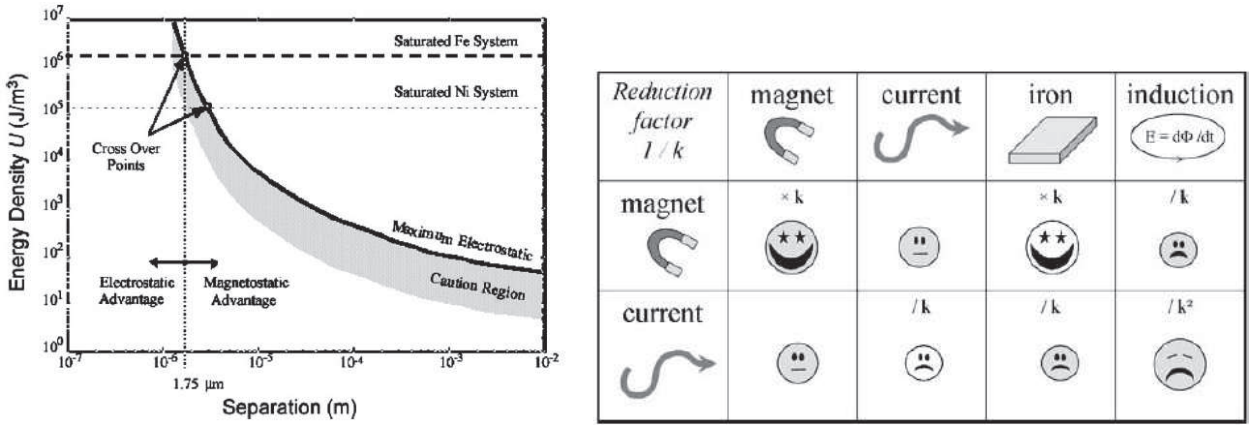



Figure 3.17 – Caractéristique déplacement / fréquence de différents types d'actionnement MEMS (noir) et macroscopiques (vert) [177]. Les caractéristiques souhaitées des microactionneurs sont en rouge.

Les techniques de fluidique (qu'il s'agisse de gaz ou de liquide), discrète (déplacement ou déformation de goutte [178]) ou continue, sont naturellement compatibles avec le PDMS (technologies de canaux). On peut par exemple « gonfler » une membrane PDMS[99], ou faire circuler un liquide diélectrique [179, 180], pour reconfigurer un dispositif hyperfréquence, le désavantage principal étant une dynamique limitée.

Les actionneurs magnétiques semblent être les seuls à pouvoir satisfaire le cahier des charges fixé en termes de déplacement et de fréquence. Pour des distances supérieures à 2 $\mu$m, ils présentent des densités d'énergie supérieures à leurs homologues électrostatiques (Fig. 3.18 (a), [181]). Par ailleurs ils présentent des règles de réductions d'échelles assez favorables, notamment pour l'interaction aimant-aimant (Fig. 3.18 (b), [182]). Les microactionneurs magnétiques sont à l'heure actuelle encore assez confidentiels en microsystèmes car ils présentent de nombreux challenges. Ils sont plus complexes à concevoir que les actionneurs électrostatiques, et des déplacements importants de l'ordre de 100 $\mu$m requièrent *a priori* des épaisseurs de matériaux magnétiques du même ordre de grandeur.




(a) (b)

Figure 3.18 – (a) Démonstration de l'avantage des actionneurs magnétiques sur les actionneurs électrostatiques à grande distance [181] (b) Règles de réduction d'échelles pour les différentes interactions magnétiques [182]

Différents types d'actionnements sont mis en oeuvre dans ce travail : pour les antennes accordables, des actionnements pneumatiques [section 3.4] et magnétiques (aimant-aimant mobile) [section 3.5] sont développés. Pour les déphaseurs, au chapitre 4, des actionneurs basés sur la déformation de gouttes par électromouillage, ainsi que des actionneurs électromagnétiques (bobine-aimant) sont utilisés.

## 3.4 Antenne accordable par actionnement pneumatique

Afin de valider expérimentalement le principe des antennes sur membrane PDMS accordables, nous avons tout d'abord mis en place un actionnement pneumatique. Les résultats principaux sont publiés dans [183].

### 3.4.1 Conception et fabrication

L'antenne utilisée est l'antenne à patch rectangulaire sur membrane étudiée au chapitre 2. Ses dimensions sont rappelées Fig. 3.19. Dans cette première étude d'un démonstrateur, l'antenne et sa ligne d'alimentation sont utilisées telles quelles, sans optimisation de la ligne l'alimentation.

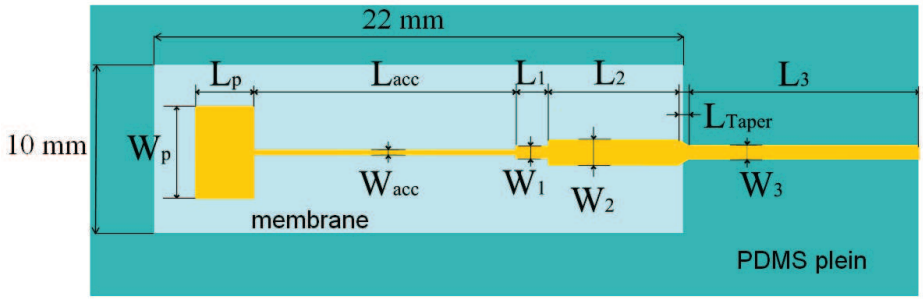



Figure 3.19 – Structure de l'antenne patch sur membrane. $W_p = 3350\mu m, L_p = 2250, W_{acc} = 195\mu m, L_{acc} = 9960\mu m, W_1 = 465\mu m, L_1 = 1245\mu m, W_2 = 931\mu m, L_2 = 4980\mu m, L_{taper} = 360\mu m, W_3 = 525\mu m, L_3 = 9500\mu m$

L'antenne sur membrane est fabriquée grâce au procédé n°1 développé au chapitre 2. Elle est ensuite collée sur une cavité métallique étanche à l'aide d'une colle époxy, diluée à l'acétone et isopropanol de manière à limiter l'épaisseur de colle. On notera que la membrane PDMS est laissée volontairement détendue lors de cette opération de montage, de manière à minimiser les forces d'actionnement. La cavité métallique et la cavité sous la membrane sont mises en contact fluidique via deux trous dans le plan de masse placés de part et d'autre du patch dans sa largeur. L'antenne peut alors être « gonflée » en utilisant un pousse-seringue. Grâce aux propriétés mécaniques du PDMS, la membrane peut-être être facilement déformée, ce qui permet de contrôler la hauteur $H$ entre patch et plan de masse et donc la fréquence de résonance de l'antenne, comme montré théoriquement section 3.2.

Le schéma de principe de l'antenne et le prototype sont décrits Fig. 3.20 et Fig. 3.21.

Ce dispositif, basé à la fois sur un matériau ultrasouple et une technique pneumatique d'actionnement générant des grands déplacements, permet de dépasser les limitations de dispositifs similaires, basés sur des actionnements électrostatiques - qui présentent des déplacements faibles - et des matériaux plus rigides qui demandent des forces d'actionnement plus importantes [50, 4].

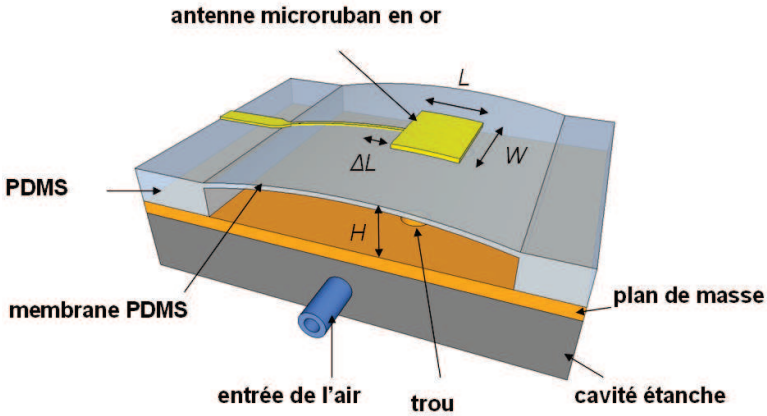



Figure 3.20 – Schéma 3D de l'antenne à actionnement pneumatique : $W = 3350\mu m$, $L = 2250\mu m$, $H_{nominal} = 200\mu m$, $h = 20\mu m$, $\Delta L$ est le débordement de champ

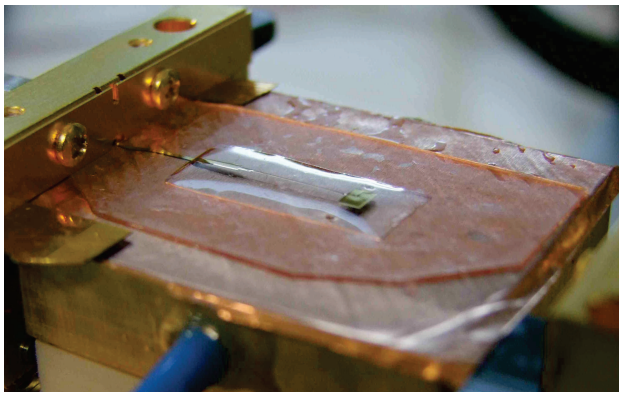


Figure 3.21 – Prototype de l'antenne à actionnement pneumatique (position gonflée)

### 3.4.2 Impédance de l'antenne : résultats numériques et expérimentaux

#### Dispositif expérimental

Le dispositif expérimental est décrit Fig. 3.22. Les mesures d'impédances sont effectuées comme précédemment à l'aide de la cellule Anritsu 3680 V couplée à un analyseur de réseau. L'antenne est gonflée précisément à l'aide d'un pousse-seringue électronique NE100 avec une résolution de 0,1 $\mu$L. De manière à effectuer simultanément la mesure hyperfréquence et la mesure de $H$, l'antenne et la cellule Anritsu sont placées sur un monte-et-baisse de précision. $H$ est mesuré à l'aide d'un tube optique Hirox de grossissement x3000 : on focalise tout d'abord sur le patch, puis en utilisant le monte-et-baisse, on focalise sur le plan de masse, tout en mesurant le déplacement avec une précision de 5 $\mu$m. La visualisation se fait en direct sur un écran.

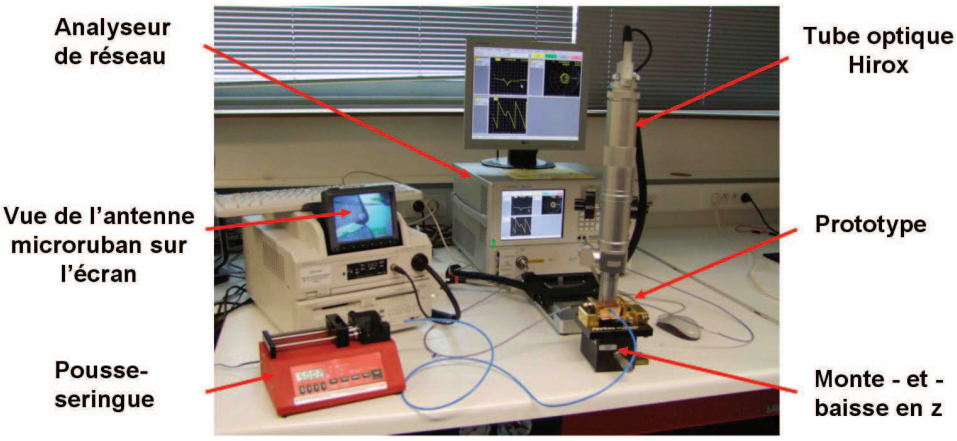



Figure 3.22 – Mesures d'impédance : dispositif expérimental

#### Accord en fréquence

La variation de la fréquence de résonance en fonction de $H$ a été étudiée à la fois numériquement avec le logiciel Ansoft HFSS et expérimentalement avec le dispositif expérimental présenté. La configuration de simulation HFSS est présentée Fig. 3.23. Il s'agit d'un modèle idéalisé, linéaire par parties : on suppose que la variation de hauteur se fait sur le tronçon $L_2$ et que le reste de l'antenne est planaire.

Expérimentalement, l'antenne est gonflée entre $H$= 90 $\mu$m et $H$=575 $\mu$m, pour un volume d'air inséré de 55 $\mu$L. La position nominale est $H$=200 $\mu$m. La limite basse $H$=90 $\mu$m est

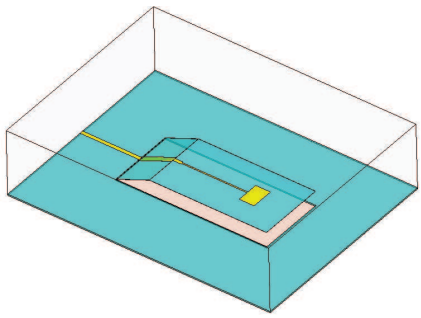


Figure 3.23 – Configuration de simulation idéalisée sous HFSS

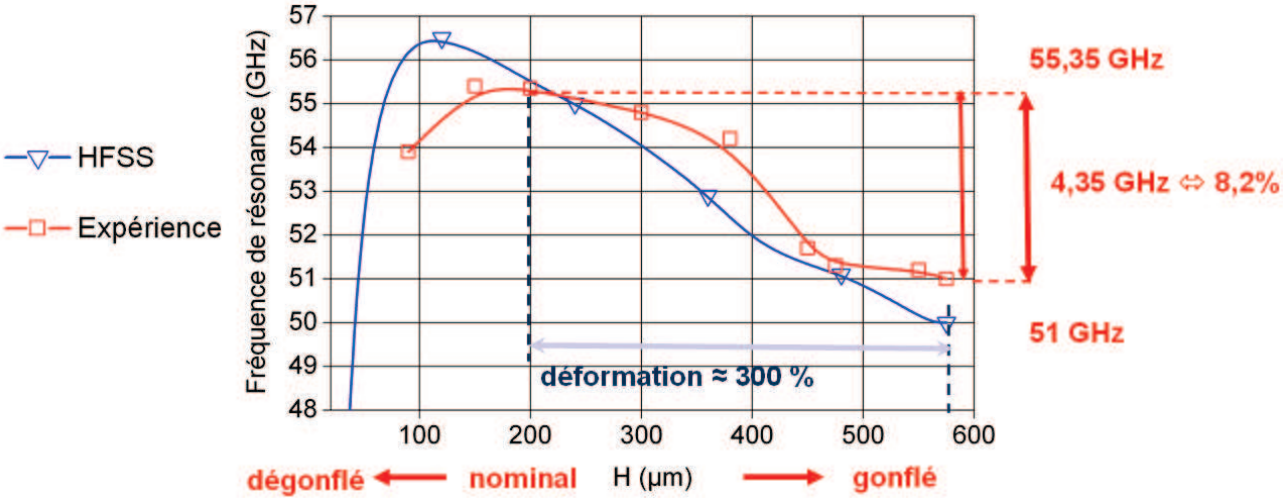



Figure 3.24 – Fréquence de résonance de l'antenne gonflable. Simulations HFSS et expérience

déterminée par une possible adhésion de la membrane sur le plan de masse.

L'évolution de la fréquence de résonance en fonction de $H$ est donnée Fig. 3.24. Les mesures montrent que la fréquence de résonance augmente de 53,9 GHz à 55,4 GHz pour $H$ compris entre 90 $\mu$m et 160 $\mu$m. Le résultat principal est le suivant : **la résonance de l'antenne est accordée entre 55,35 GHz et 51,0 GHz entre $H$=200 $\mu$m et $H$=575 $\mu$m, ce qui correspond à une agilité de 8,2% pour une variation de $H$ de 287 %**. C'est **au delà de l'état de l'art pour les systèmes de reconfiguration mécanique en bande millimétrique**. Un bon accord est obtenu entre simulation HFSS et mesures. Nous retrouvons bien à la fois numériquement et expérimentalement le comportement prévu par la théorie (section 3.2), c'est à dire, en fonction de $H$ croissant, une partie ascendante gouvernée par la diminution de $\varepsilon_{eff}$ et une partie descendante gouvernée par l'augmentation du débordement de champ $\Delta L$.

Pour l'antenne étudiée, qui présente un rapport $H_{nominal}/h$ égal à 10, c'est la phase descendante qui est prééminente et qui présente un intérêt pratique.

### Coefficient de réflexion et bande passante

Le coefficient de réflexion $S_{11}$ de l'antenne a été simulé dans la bande 48- 60 GHz (Fig. 3.25) et mesuré dans la bande 50-60 GHz pour différentes positions (Fig. 3.26). Les coefficients de réflexion simulés et expérimentaux sont comparés pour $H$=200 $\mu$m et H=575 $\mu$m.(Fig. 3.27)

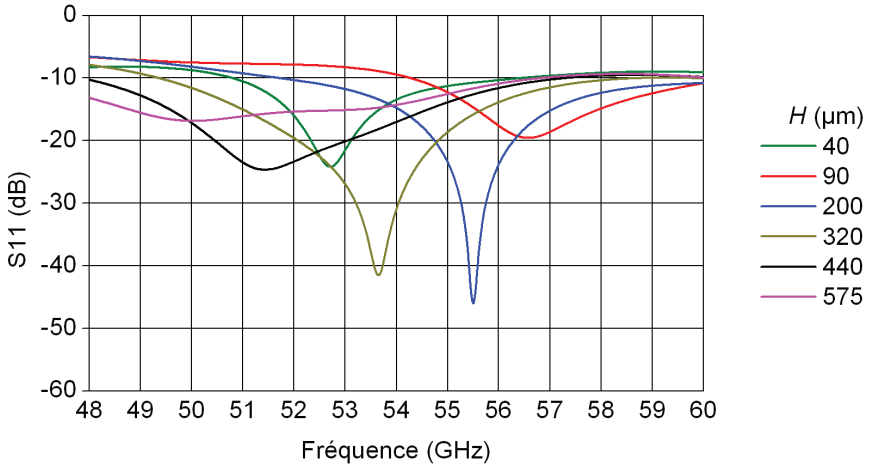



Figure 3.25 – Coefficients de réflexion simulé (HFSS) de l'antenne pour $H$ = 40, 90, 200,320, 440, 575 $\mu$m

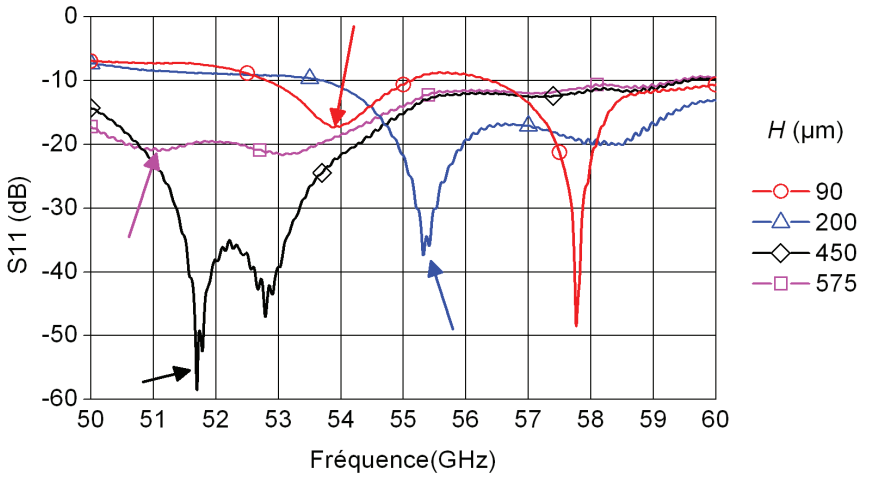



Figure 3.26 – Coefficients de réflexion expérimentaux de l'antenne pour H = 90, 200, 450, 575 $\mu$m. Les résonances sont indiquées par des flèches.

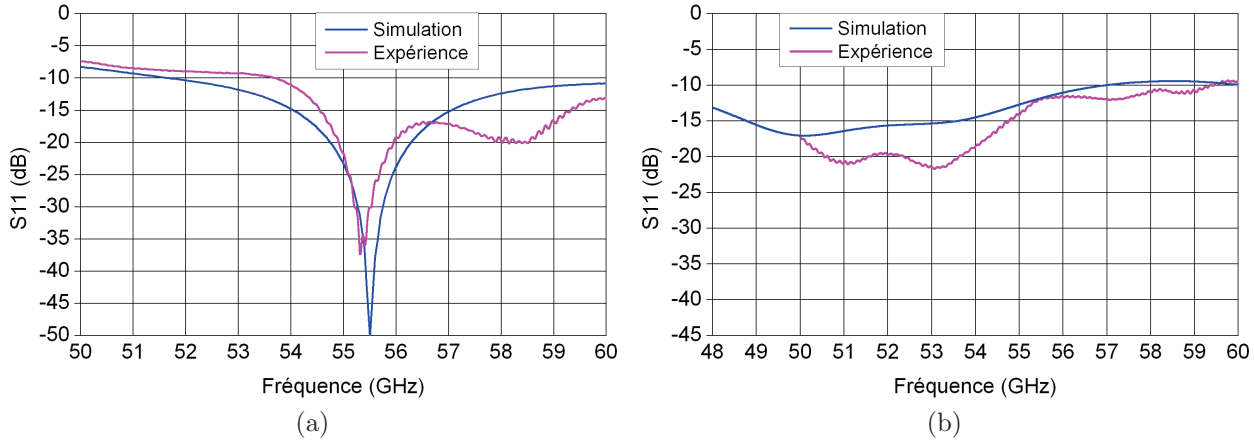



Figure 3.27 – Coefficient de réflexion : comparaison des données simulées et expérimentales (a) $H$=200 $\mu$m (b) $H$=575 $\mu$m

Numériquement et expérimentalement, dans la plage de déplacement considérée, les coefficients de réflexion à la résonance restent inférieurs à - 17,4 dB : l'antenne reste donc bien adaptée dans toutes les configurations entre $H$=90 $\mu$m et $H$=575 $\mu$m. Les pertes en ligne totales sont d'environ 3,5 dB. L'adaptation à la résonance a tendance à diminuer pour les positions extrêmes : la ligne d'accès, qui comprend des tronçons quart d'ondes, n'est théoriquement conçue que pour la position nominale. Force est de constater que la ligne d'accès parvient néanmoins à alimenter l'antenne de manière satisfaisante sur une très large plage de variation de $H$.

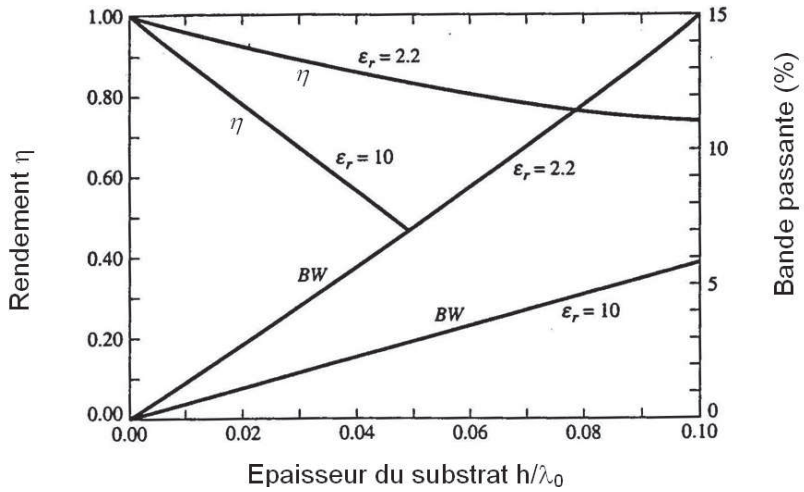



Figure 3.28 – Rendement et bande passante d'une antenne patch rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat. Adapté de [116]

La bande passante à -15 dB du patch a tendance à augmenter avec $H$, (car la permittivité

baisse et $H/\lambda_0$ augmente, ce qui est cohérent avec l'évolution prévue par la théorie [rappelée Fig. 3.28]), même si cette évolution est bridée par la baisse de l'adaptation à la résonance pour les positions hautes (autour de H=575 $\mu$m).

Les données numériques et expérimentales sur l'impédance de l'antenne sont regroupées Tableau 3.1

Tableau 3.1 – Paramètres d'impédance de l'antenne patch à actionnement pneumatique. BP désigne la bande passante.

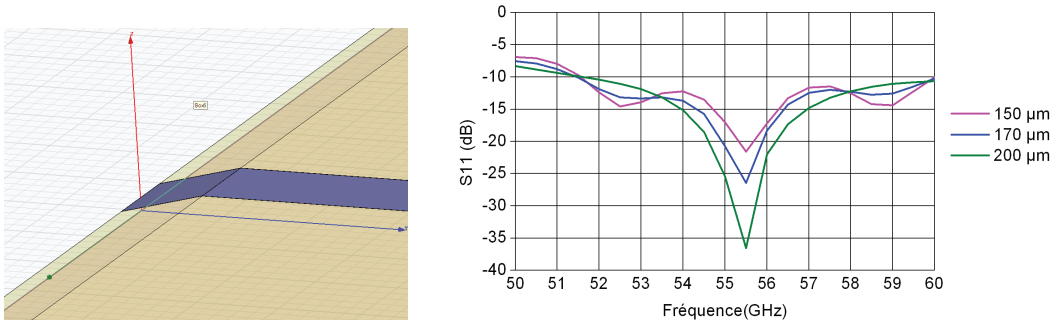
| | Simulations HFSS | | | Expérience | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $H$ ($\mu$m) | $F_{res}$ (GHz) | S11 à la résonance (dB) | BP à -15 dB (GHz) | $F_{res}$ (GHz) | S11 à la résonance (dB) | BP à -15 dB (GHz) |
| 40 | 52,7 | -24,3 | 1,8 (3,4 %) | | | |
| 90 | 56,6 | -19,6 | 2,4 (4,2 %) | 53,9 | -17,4 | 0,8 (1,5 %) |
| 200 | 55,5 | - 50,35 | 3,0 (5,4 %) | 55,35 | -37,5 | 4,8 (8,7 %) |
| 320 | 53.7 | <-41,7 | 4,7 (8,8 %) | | | |
| 440 | 51,4 | - 24,7 | 5,1 (9,9 %) | | | |
| 450 | | | | 51,7 | -59,2 | 4,9 (9,5 %) |
| 575 | 50,0 | -16,9 | 4,5 (9,0 %) | 51,0 | -21,0 | >4,8 (>9,5 %) |

En regardant les coefficients de réflexions expérimentaux plus en détail, on s'aperçoit que sur chaque courbe apparaissent deux pics : par exemple pour en position nominale ($H$=200 $\mu$m), il y a un pic à 55,35 GHz qui correspond à la véritable résonance et un autre à 58,5 GHz, qu'on ne retrouve pas sur les simulations (voir Fig. 3.27). A l'inverse pour le cas $H$=575 $\mu$m, la simulation indique une résonance à 50 GHz et présente une inflexion autour de 53 GHz. Plusieurs hypothèses - qui ne s'excluent pas mutuellement - sont envisageables pour expliquer la présence de ces pics secondaires :

- il existe une imperfection de fabrication et/ou de positionnement de la ligne, peut-être au niveau de la transition PDMS plein - membrane. Sur la Fig. 2.43, une légère torsion de la ligne semble apparaître au niveau de la transition PDMS plein - membrane.
- les coefficients de réflexion expérimentaux sont influencés par la pression de la mâchoire de la cellule de mesure Anritsu au niveau du « pin » de connexion.
- en dehors de la position nominale, la modélisation de la déformation de l'antenne par actionnement pneumatique est de toute manière assez approximative.

Pour analyser la deuxième hypothèse, l'antenne en position nominale a été simulée, tout en modélisant un « pincement » de la ligne 50 Ω sur une longueur de 500 $\mu$m avec 3 hauteurs de

ligne différentes (150, 170 et 200 $\mu$m) correspondant à un enfoncement respectif de 50, 30 et 0 $\mu$m du connecteur dans la ligne. (Voir Fig. 3.29). On observe l'apparition de pics parasites sur le coefficient de réflexion en dehors de la résonance, ce qui prouve qu'un effet de pincement du connecteur sur la ligne d'alimentation peut facilement influencer les caractéristiques d'impédance mesurées.




(a) (b)

Figure 3.29 – Antenne en position nominale. Ligne « pincée » sur 500 $\mu$m pour des hauteurs de ligne 150, 170 et 200 $\mu$m

### 3.4.3 Rayonnement de l'antenne

Le rayonnement de l'antenne a été étudié expérimentalement pour deux positions : la position nominale ($H$=200 $\mu$m) et la position gonflée ($H$=575 $\mu$m). Une fois le connecteur V et la transition guide d'onde-coaxiale WR-15 montée, les gains respectifs pour ces deux positions sont maximaux à 55 GHz et 50 GHz. L'antenne est placée aux deux différentes positions à l'aide d'une simple seringue en plastique, de manière à éviter de mettre un pousse-seringue et une large connectique pneumatique dans la chambre anéchoïde.

Les diagrammes de rayonnement mesurés dans les plans H et E pour les positions $H$=200 $\mu$m et $H$=575 $\mu$m sont donnés Fig. 3.30 et Fig. 3.31 respectivement. On observe peu d'évolution des diagrammes dans les deux positions.

En position nominale, la directivité théorique à 55 GHz est égale à 9,76 dBi et le gain mesuré (corrigé de la désadaptation) vaut 6,08 dBi ce qui correspond à une efficacité radiative $\eta$ de 43%. Pour le cas « gonflé », la directivité théorique à 50 GHz vaut 9,45 dBi et le gain réalisé mesuré est 5,64 dBi ce qui correspond à une efficacité radiative $\eta$ de 42%. En conséquence, il n'y a pas de variation significative de l'efficacité radiative avec le gonflement. Il est à noter que

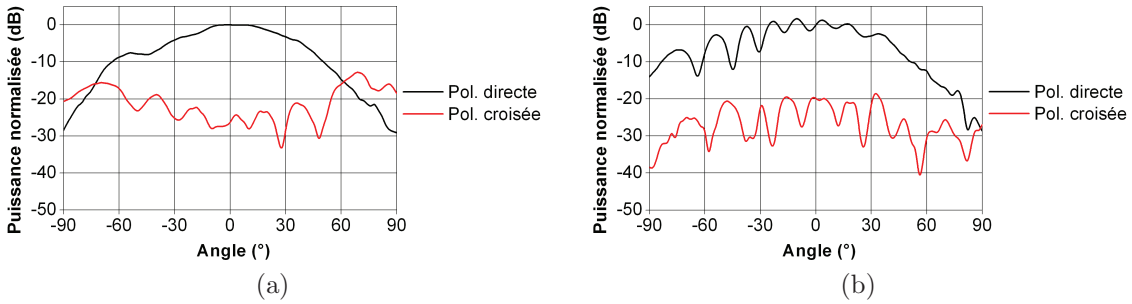



Figure 3.30 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne patch dans (a) le plan H et (b) le plan E pour $H$=200 $\mu$m à 55 GHz : polarisation directe et croisée

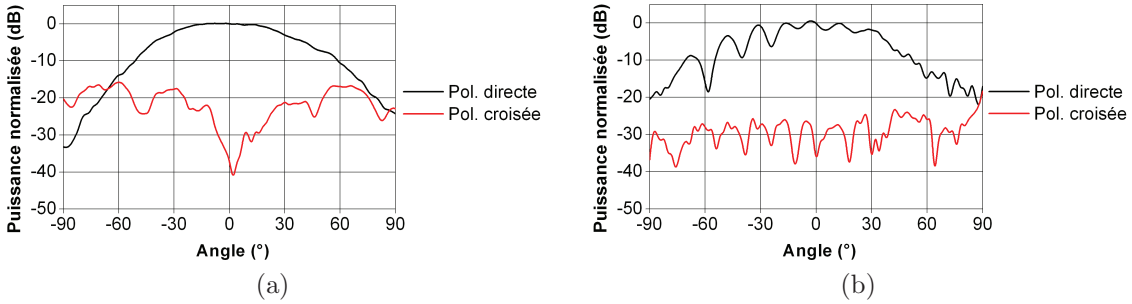


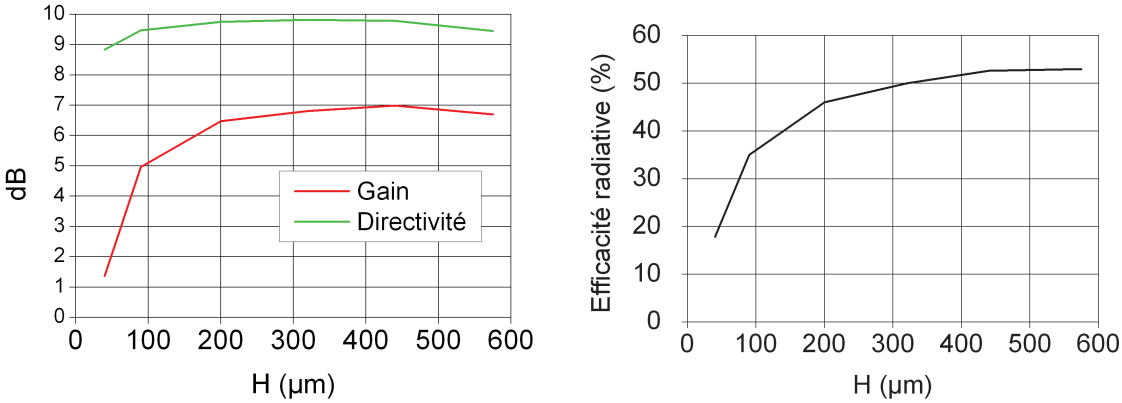

Figure 3.31 – Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne patch (a) le plan H et (b) le plan E pour $H$=575 $\mu$m à 50 GHz: polarisation directe et croisée

ces efficacités radiatives relativement faibles sont à imputer à la portion de ligne d'accès sur PDMS massif qui est longue de 1cm et qui présente des pertes de 2,8 dB à 55 GHz et 2,5 dB à 50 GHz ([184]). Les efficacités corrigées de ces pertes sont respectivement 82 % et 74%.

L'évolution de la directivité, du gain et de l'efficacité radiative (Fig. 3.51) en fonction de $H$, aux fréquences de résonances théoriques, a été également étudiée numériquement de manière à avoir une idée plus précise :

Le gain et l'efficacité radiative (à la fréquence de résonance) ont tendance à augmenter avec $H$, puis à atteindre un maximum en position haute. Cela résulte de différents facteurs :

- d'après Pozar (Fig. 3.28), l'efficacité radiative augmente quand $\varepsilon$ diminue, ce qui est le cas ici, quand $H$ augmente.
- la perte de transmission dans la ligne d'accès massive est 0,3 dB moindre à 50 GHz (résonance en position haute) qu'à 55,5 GHz (résonance en position nominale). Ce facteur contribue donc à l'augmentation de l'efficacité en fonction de $H$.
- toujours d'après Pozar (Fig. 3.28), l'efficacité radiative baisse légèrement avec $H$ pour $\varepsilon_r$ donné.




(a) (b)

Figure 3.32 – Simulations HFSS : évolution (a) du gain, de la directivité et (b) de l'efficacité radiative en fonction de $H$

### 3.4.4 Discussion

En résumé les caractéristiques principales de l'antenne reconfigurable sont :

- un accord en fréquence basé sur la reconfiguration mécanique d'une membrane déformable PDMS
- un actionnement pneumatique
- un accord en fréquence de 8,2 % entre 55,35 GHz et 51,0 GHz entre $H$=200 $\mu$m et $H$=575 $\mu$m basé sur l'augmentation du débordement de champ $\Delta L$
- une adaptation à la résonance > -21 dB et une bande passante à -15 dB > 4,8 % sur cette plage
- un gain > 5,64 dB, efficacité radiative > 42 %, et > 74 % une fois corrigée des pertes de la ligne d'accès sur PDMS massif

Nous allons à présent discuter les limitations de l'antenne accordable présentée et des améliorations possibles à apporter au système.

**Pertes dans la ligne d'accès** Si une souplesse globale de l'antenne n'est pas requise, on peut remplacer le cadre de 180 $\mu$m de PDMS qui soutient la membrane par un matériau faibles pertes (par exemple du quartz) et ainsi minimiser les pertes dans la ligne d'accès sur matériau massif (section $L_3$)

**Robustesse et fiabilité** Dans la plage de déplacement considérée, la déformation de la membrane est loin des 140 % d'élongation à la rupture du PDMS. On pourrait d'ailleurs augmenter $H$ encore plus loin que ce qui a été démontré, mais aux dépens des performances en impédance de l'antenne. Pour les déformations importantes ce sont les motifs métalliques qui sont le plus à même de défaillir. Le problème peut être limité en utilisant du métal liquide [83, 85] (mais avec des pertes métalliques accrues) ou en utilisant des motifs en méandres de manière à limiter la déformation locale.

La résistance à la fatigue des membranes PDMS seules est acquise : elle est validée sur plusieurs millions de cycles sur des microvalves à actionnement magnétique du type de celles décrit dans [7]. Il n'en est pas de même pour les métallisations : une étude en fatigue doit être menée pour étudier les mécanismes de dégradation de métallisations supportées par un élastomère sous l'effet de différentes contraintes - par exemple l'apparition de microfissures ou de délaminations - et ainsi déterminer la fiabilité à long terme du système. Dans le cas de notre antenne, la zone de transition PDMS massif à la membrane (section $L_{taper}$ sur la Fig. 3.19 apparaît comme étant la plus exposée.

**Etanchéité** Le PDMS présente une certaine perméabilité aux gaz dont l'air, ce qui ne permet pas en l'état de garantir une stabilité long terme de $H$ pour un certain volume d'air inséré dans l'antenne. Ce problème peut être résolu en rendant les membranes PDMS étanches grâce à un dépôt de parylène. [185]

**Intégration d'une micropompe péristaltique** Les volumes d'air insérés lors des expériences (quelques dizaines de microlitres) sont compatibles avec l'intégration de micropompes péristaltiques (c'est-à-dire des pompes où le fluide est déplacé de proche en proche) [186]. Une proposition d'intégration de micropompe péristaltique à actionnement magnétique est présentée Fig. 3.33 : 3 cavités actionnées de manière successive permettent d'ajouter ou de retirer du fluide de l'antenne.

**Contrôle et asservissement** Pour contrôler la fréquence de résonance de l'antenne, deux types d'asservissements sont *a priori* possibles : un asservissement pneumatique (basé soit sur le volume inséré soit sur la pression dans la cavité) ou un asservissement sur $H$ directement. L'asservissement pneumatique semble difficile à mettre en place, car outre les problèmes d'étan-

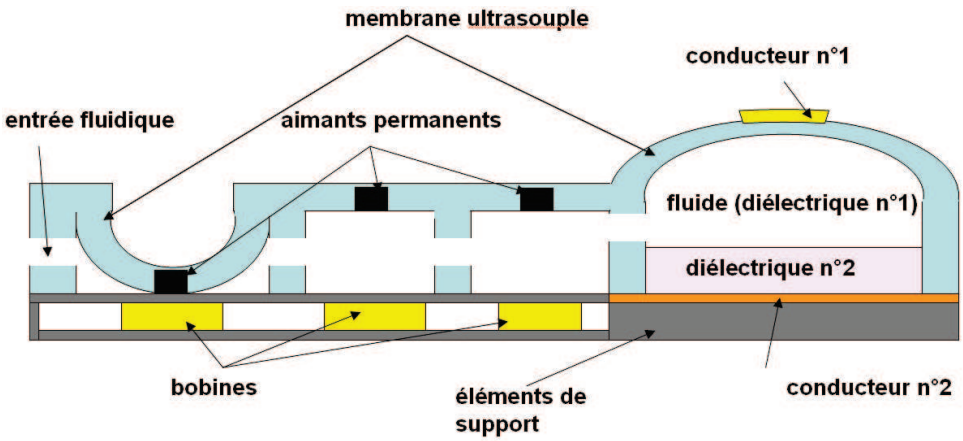



Figure 3.33 – Antenne à actionnement pneumatique intégrée avec une micropompe péristaltique : schéma de principe

chéité, les surpressions mises en jeu sont extrêmement faibles (< Pa) et en dehors de la plage de sensibilité des systèmes commerciaux de mesure de pression. De plus le comportement mécanique de l'antenne en fonction du volume inséré ou de la pression est difficilement prédictible. Le plus facile est donc de « monitorer » directement $H$. Pour ce faire, il est possible d'intégrer des jauges de contrainte piézorésistives sur PDMS [187], de manière à mesurer en direct la déformation de la membrane. Au sein d'une boucle de contre réaction et en couplant avec un actionneur, il est donc possible de contrôler $H$ et *in fine* la fréquence de résonance.

**Vitesse de reconfiguration** Dans les résultats présentés, seule une reconfiguration quasi-statique de l'antenne en utilisant un pousse-seringue est démontrée. Dans la configuration mécanique étudiée, un actionnement pneumatique a une dynamique assez faible. Dépendamment de l'application visée, l'intégration d'un actionneur avec une dynamique plus élevée peut être nécessaire.

### 3.4.5 Conclusion

Nous avons démontré ici la faisabilité d'une antenne accordable à actionnement pneumatique. La fréquence de résonance de l'antenne est accordée de manière continue entre 55,35 GHz et 51,0 GHz pour une variation de hauteur $H$ comprise entre 200 $\mu$m (position plate) et 575 $\mu$m (position gonflée). Cela correspond à un accord de 8,2 % pour une déformation de 287 %. Cet accord est au-delà de l'état de l'art pour les antennes à reconfiguration mécanique en

bande millimétrique. Dans la plage de déplacement étudiée, les caractéristiques de l'antenne en terme d'adaptation, de bande passante, de diagrammes de rayonnement et d'efficacité sont très bonnes, et leur évolution conforme à ce qui est attendu théoriquement.

Nous allons à présent voir quelles sont les améliorations à apporter en termes d'accordabilité et d'intégration de microactionneurs.

## 3.5 Antenne accordable en FePt à actionnement magnétique

### 3.5.1 Conception

#### Structure générale de l'antenne

Dans cette nouvelle étude, deux évolutions importantes sont apportées à l'antenne (voir Fig. 3.34):

- une strate d'alumine d'épaisseur 150 $\mu$m ($\varepsilon_r$=9.8, tan $\delta$=5.10$^{-4}$ [170]) est rajoutée entre le PDMS et le plan de masse, de manière à augmenter l'accordabilité. Le substrat de l'antenne patch est donc constitué d'un tricouche alumine, air et membrane PDMS.
- le conducteur microruban en or est remplacé par un alliage de fer-platine $Fe_{50}Pt_{50}$, qui est à la fois un conducteur ($\sigma$ = 10.10$^6$ S.m$^{-1}$) et un aimant permanent. L'antenne est actionnée par interaction magnétique aimant-aimant entre le FePt du patch et un aimant massif en néodyme-fer-bore mobile placé sous le plan de masse.

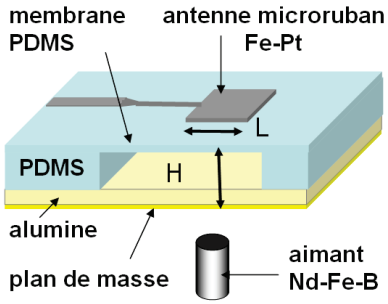



Figure 3.34 – Schéma 3D de l'antenne à actionnement électromagnétique FePt. $H$ désigne toujours la distance interconducteurs

#### Conception hyperfréquence

Les dimensions de l'antenne sont données Fig. 3.35 et 3.36

Un point clef est que l'antenne n'est pas dimensionnée en position « plate » ($H$=350 $\mu$m), mais dans une position abaissée ($H$=200 $\mu$m), de manière à ce que l'antenne soit bien dimensionnée pour une position où la fréquence de résonance est au milieu de la plage d'accord en fréquence attendue. De ce fait, l'adaptation de l'antenne est optimale sur une large plage de

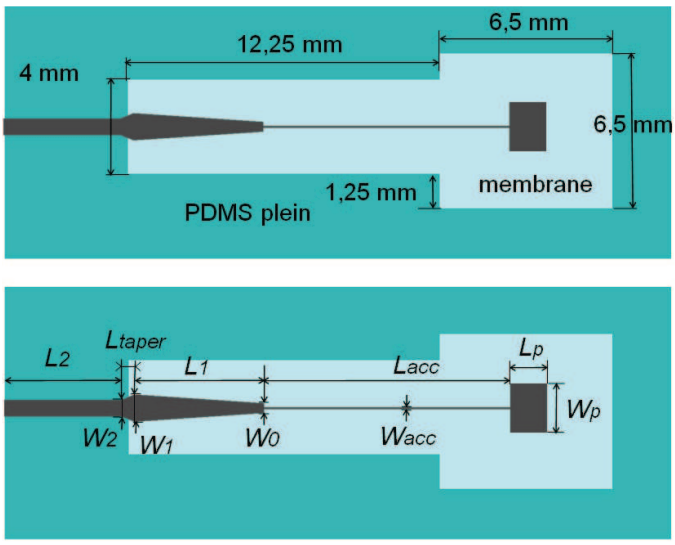



Figure 3.35 – Dimensions de l'antenne : vue de dessus. $W_p = 1893\mu m, L_p = 1448\mu m, W_{acc} = 85\mu m, L_{acc} = 9457,5\mu m, W_0 = 390\mu m, W_1 = 1060\mu m, L_1 = 5000\mu m, L_{taper} = 500\mu m, W_2 = 650\mu m, L_2 = 4500\mu m$

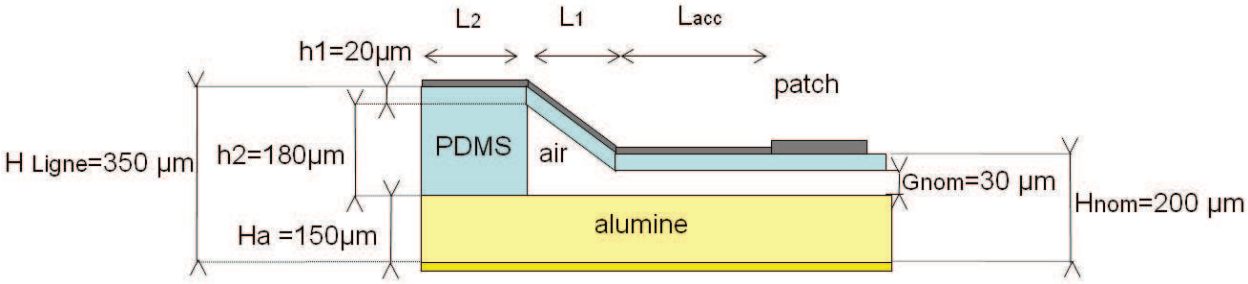



Figure 3.36 – Dimensions de l'antenne : vue de coupe

variation géométrique. Nous avons donc dimensionné l'antenne patch sur un substrat composé de 150 $\mu$m d'alumine, 30 $\mu$m d'air et 20 $\mu$m de PDMS. Le patch est alimenté par une section $L_{acc}$ de type quart d'onde de longueur $\frac{9}{4}\lambda_g$, puis une section 50 Ω $L_1$ trapézoïdale entre $H$=200 $\mu$m et H=350 $\mu$m. Comme précédemment, un taper trapézoïdal est utilisé pour réaliser la transition de la membrane au PDMS massif. Enfin, nous avons une section 50 Ω $L_2$ de longueur 4,5 mm sur PDMS massif+alumine, plus courte que celle des antennes précédentes, de manière à éviter trop de pertes sur cette section. Le plan de masse est constitué d'une couche d'or d'un micromètre déposée sur l'alumine.

L'antenne ainsi dimensionnée sous HFSS présente une résonance à 48,3 GHz, est adaptée à -37,5 dB et présente une bande passante à -15dB de 1,0 GHz (2,1%). Le coefficient de réflexion

S11 dans la bande 35-75 GHz est présenté Fig. 3.37.

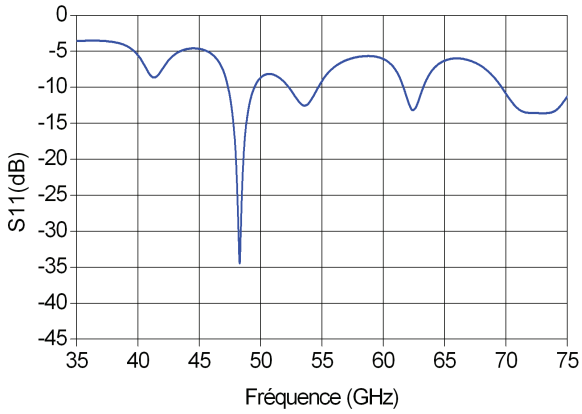



Figure 3.37 – Coefficient de réflexion simulé de l'antenne pour $H$=200 $\mu$m

Par ailleurs, on notera que la conductivité du $Fe_{50}Pt_{50}$, ($\sigma = 10.10^6$ S.m$^{-1}$, 3,9 fois inférieure à celle de l'or et 5,7 fois inférieure à celle du cuivre) a un impact assez modéré : elle rajoute environ 0,25 dB/cm de pertes métalliques supplémentaires sur une ligne 50 Ω de type de la section $L_2$ par rapport à une métallisation en cuivre.

### 3.5.2 Développement technologique : Report de FePt sur PDMS. Validation de l'actionnement

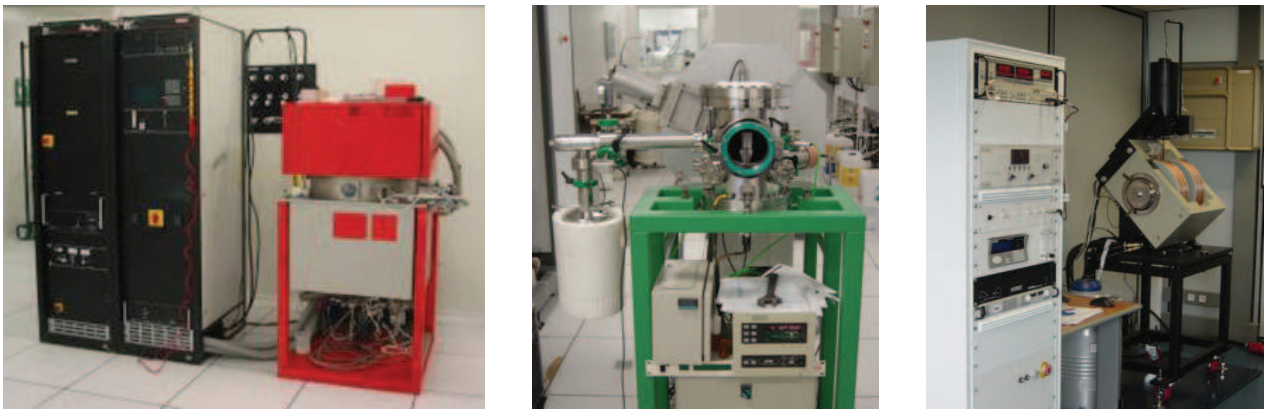
Les couches minces d'aimants permanents en FePt ont été développées dans notre équipe pour la polarisation de films magnétiques actifs [188, 189] en collaboration avec Y. Dusch.

Historiquement, le FePt a été utilisé pour l'enregistrement magnétique, mais a plus récemment attiré l'attention pour les applications MEMS à cause de sa grande résistance chimique (notamment à la corrosion) et de ses qualités intrinsèques d'aimant permanent [190, 191, 192].

Dans notre étude, les couches de FePt ont tout d'abord été développées sur silicium, puis ont été reportées sur membrane PDMS, ce qui est un développement technologique à notre connaissance totalement inédit.

#### Couches de FePt sur silicium

Le matériel utilisé pour la fabrication et la caractérisation des couches minces magnétiques est décrit Fig. 3.38. Les couches de Ta(100nm) /$Fe_{50}Pt_{50}$/ Ta(100nm) sont déposées sur silicium



(a) (b) (c)

Figure 3.38 – Matériel utilisé pour fabriquer et caractériser les couches minces magnétiques (a) Bâti de pulvérisation Leybold Z550 (b) Four de recuit sous vide secondaire (c) Magnétomètre à échantillon vibrant (VSM)

par pulvérisation cathodique RF (440 W, $4.10^{-3}$ mbar, 6nm/min) dans le bâti Leybold Z550. Elles sont ensuite recuites dans un four sous vide secondaire ($10^{-6}$ mbar) à 750 °C pendant 30 mn de manière à cristalliser le FePt dans la phase $L1_0$ et ainsi faire apparaître la phase magnétique dure. Les couches inférieures et supérieures de tantale Ta servent respectivement à empêcher la diffusion du silicium dans le FePt et à prévenir l'oxydation pendant le recuit. La coupe MEB d'une couche de FePt, où l'on peut observer la cristallisation en grains, est présentée Fig. 3.39.

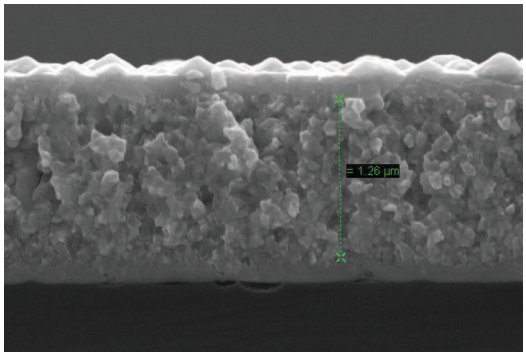
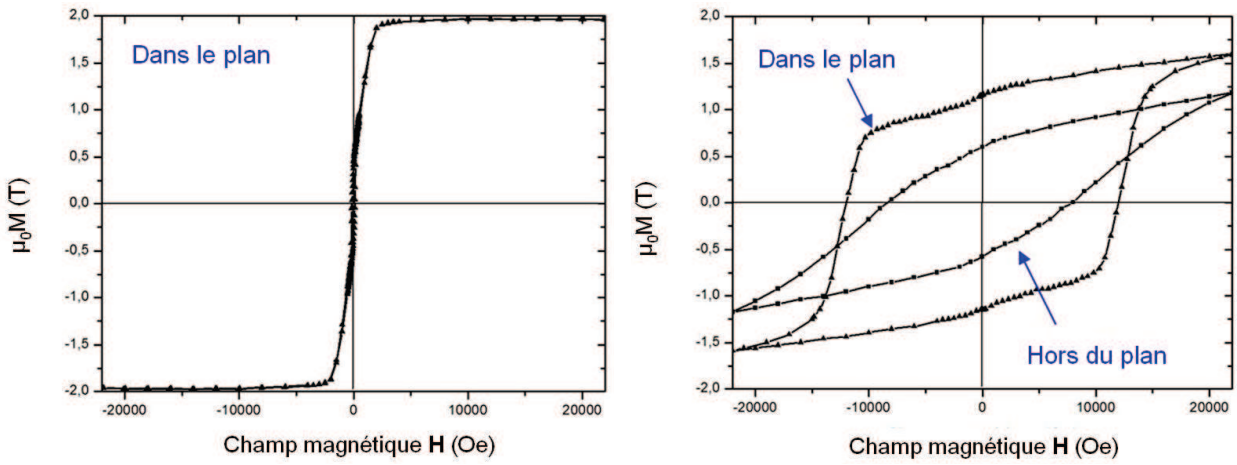



Figure 3.39 – Visualisation MEB d'une couche de FePt (Ta 100 nm / FePt 1260 nm / Ta 100 nm) cristallisée en phase $L1_0$

Les caractéristiques magnétiques (aimantation $M$ en fonction du champ magnétique $\mathcal{H}$) sont ensuite mesurées dans un magnétomètre à échantillon vibrant (VSM) dont le principe est




(a) (b)

Figure 3.40 – Aimantation en fonction du champ dans les couches Ta/FePt/Ta (a) après pulvérisation (b) après recuit

le suivant : la vibration des moments magnétiques de l'échantillon dans un champ magnétique donné génère un courant dans des bobines de détection, qui permet de remonter à l'aimantation. Les caractéristiques $M(\mathcal{H})$ typiques des couches Ta/FePt/Ta avant et après recuit sont présentées Fig. 3.43 : le FePt est un excellent aimant permanent avec une orientation préférentielle dans le plan, où il présente un champ coercitif $\mathcal{H}_c$ égal à 12500 Oe et une induction rémanente $B_r$=$\mu_0 M_r$ de 1,1 T. Le FePt présente également une rectangularité (« squareness » en anglais) prononcée.

### Report de FePt sur PDMS : les challenges

La température de 750 °C utilisée pour le recuit des couches de FePt impose un procédé de report pour l'obtention de FePt sur PDMS. Comme pour les métallisations en or, nous allons donc préparer les motifs sur un substrat de silicium avant de les transférer sur PDMS. Le molybdène utilisé précédemment comme couche sacrificielle convient toujours car c'est un métal réfractaire. Plusieurs itérations ont été nécessaires pour développer avec succès le procédé de report de FePt sur PDMS. Différents empilements de couches ont été testés :

– Mo(100nm)/Ta(100nm)/FePt/**Ta(100nm)**/Ti(50nm)/$SiO_2$/PDMS .
  La deuxième couche de tantale utilisée comme couche de protection du FePt est gravée par l'eau oxygénée utilisée pour la gravure de la couche sacrificielle de molybdène. La couche de FePt s'est donc désolidarisée du PDMS en fin de procédé.

– Mo(100nm)/**Ni(50nm)**/Pt(30nm)/FePt/Pt(30nm)/**Ni(50nm)**/Ti(50nm)/$SiO_2$/PDMS. Nous avons ensuite tenté de remplacer le tantale par du nickel (qui ne s'oxyde pas) suivi de platine. Cet essai s'est révélé infructueux pour des raisons de diffusion pendant le recuit : le Ni forme une phase douce en combinaison avec le Fe, voire le Mo (formant de NiFe ( « permalloy ») ou du NiFeMo (« supermalloy ») et la phase magnétique dure n'a donc pu se former.

### Procédé n°3

Nous sommes donc passé à l'empilement de couches suivant, comprenant une couche de protection en Cr : Mo(100nm)/Cr(100nm)/ FePt(1000nm)/Cr(100nm)/$SiO_2$/PDMS. Cet empilement est résistant à l'eau oxygénée et permet l'apparition de la phase magnétique dure en limitant les phénomènes de diffusion. Le procédé développé est décrit Fig. 3.41 :

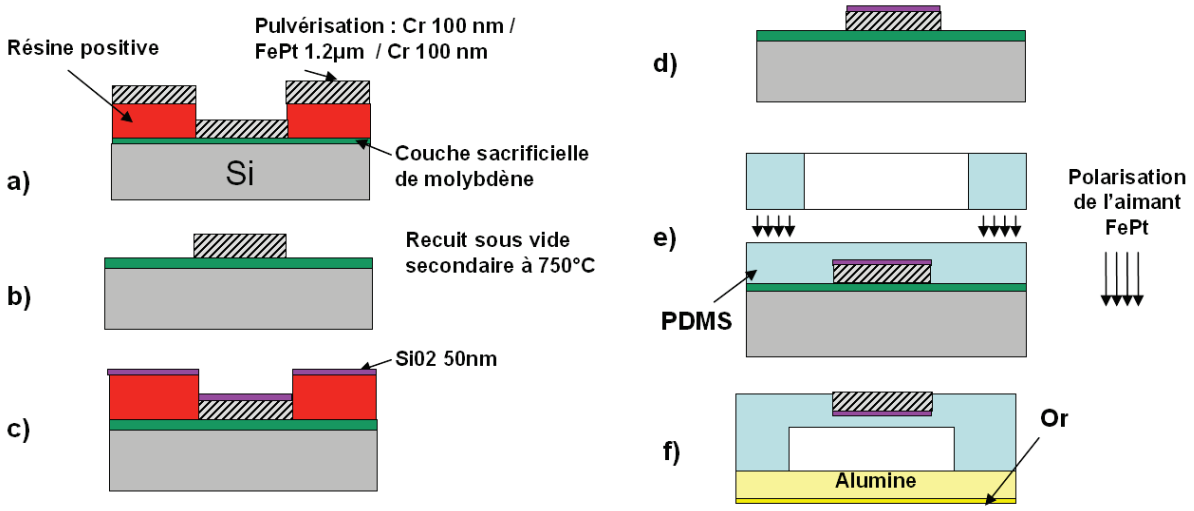



Figure 3.41 – Procédé de report de FePt sur membrane PDMS

a)b) L'empilement de Cr(100nm)/FePt(1000nm)/Cr(100nm) déposé par pulvérisation cathodique est mis en motif par lift-off au-dessus d'une couche sacrificielle de Mo(100nm), puis recuit à 750 °C sous vide secondaire pendant 30mn.

c) Une couche de $SiO_2$ déposée en PECVD à 80 °C est mise en motif par lift-off.

d) Une membrane PDMS de 20 $\mu$m d'épaisseur est enduite, polymérisée à basse température et collée à un cadre en PDMS de 180 $\mu$m d'épaisseur. La plaque est ensuite passée dans un champ magnétique perpendiculaire de 22000 Oe de manière à polariser le FePt **hors du plan**.

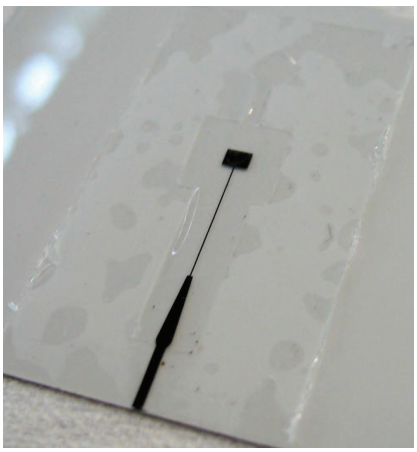


Figure 3.42 – Prototype d'antenne FePt sur alumine

e) La partie supérieure de l'antenne est relâchée par sous gravure à l'eau oxygénée et placée sur une plaque d'alumine d'épaisseur 150 $\mu$m qui a été métallisée avec 40 nm de chrome et 1000 nm d'or en pulvérisation.

Une antenne fabriquée grâce à ce procédé est montrée Fig. 3.42

La caractéristique magnétique d'une couche de Mo(100nm)/Cr(100nm)/FePt(400nm)/Cr(100nm) est présentée Fig. 3.43 : on a bien l'apparition d'une phase magnétique dure avec, dans le plan, $\mathcal{H}_c$ = 13000 Oe et $\mu_0 M_r$= 1,0 T, et hors du plan $\mathcal{H}_c$ = 9500 Oe et $\mu_0 M_r$= 0,4 T. La rectangularité est légèrement dégradée par rapport aux couches Ta/FePt/Ta et la pente élevée autour de $\mathcal{H}$=0 indique la présence légère d'une phase magnétique douce. Au final, cette caractéristique est néanmoins tout à fait satisfaisante pour l'application d'actionnement visée, malgré un recuit en présence de Mo et de Cr nécessaire au procédé de report.

### Actionnement de l'élément magnétique

La force d$\vec{F}$ et le couple d$\vec{\Gamma}$ élémentaires exercés par une induction $\vec{B}$ ou un champ $\vec{\mathcal{H}}$ sur un moment élémentaire $\vec{M}$.dV sont donnés par :

$$\mathrm{d}\vec{F} = (\vec{M} \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.\mathrm{dV} \tag{3.6}$$

$$\mathrm{d}\vec{\Gamma} = (\vec{M} \wedge \vec{B}).\mathrm{dV} \tag{3.7}$$

Dans la géométrie d'actionnement choisie (Voir Fig. 3.44), l'aimantation du FePt du patch

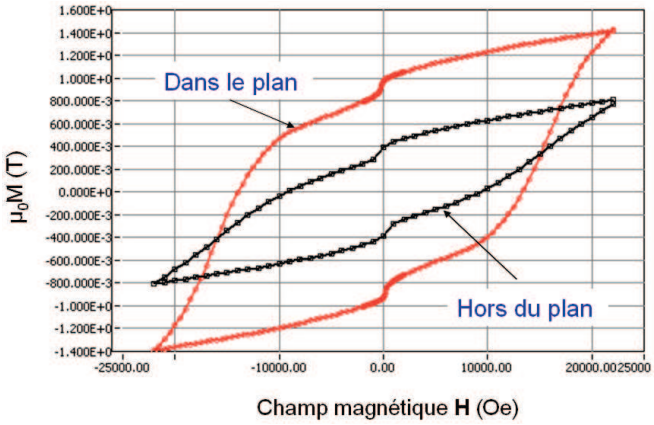
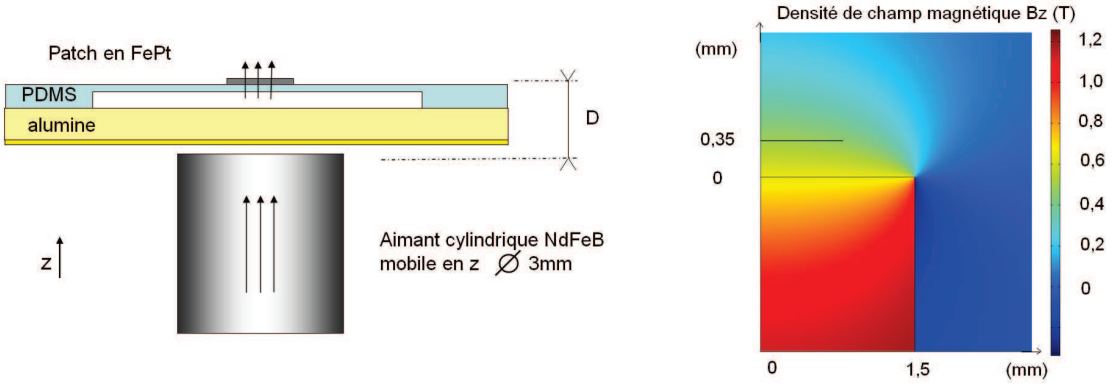



Figure 3.43 – Caractéristique magnétique d'une couche Mo(100nm)/Cr(100nm) /FePt(400nm) /Cr(100nm) après recuit



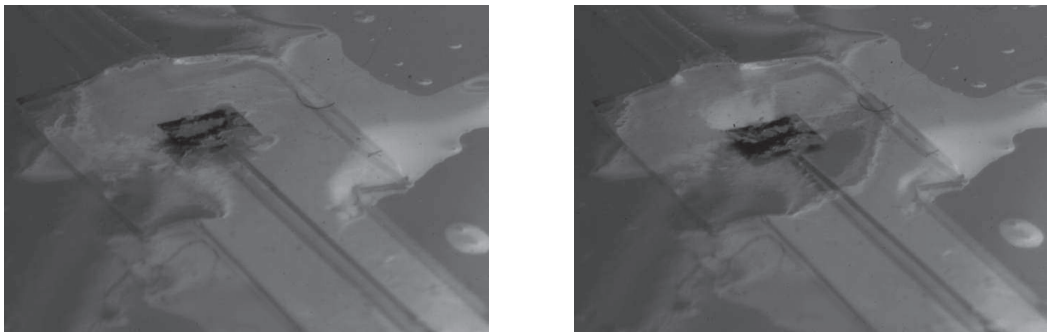

(a) (b)

Figure 3.44 – (a) Géométrie de l'interaction aimant-aimant : les aimantations des deux aimants sont verticales. L'aimantation $\mu_0$M du FePt dans cette direction est 0,4 T (b) Simulation COMSOL de la répartition de la composante verticale de la densité de flux magnétique générée par un aimant NdFeB d'aimantation 1,38 T (modèle axisymétrique)

est globalement colinéaire avec l'induction générée par l'aimant mobile massif NdFeB. Le couple généré est donc négligeable et la force magnétique totale exercée sur l'aimant FePt s'écrit :

$$\vec{F} = \iiint_V (\vec{M} \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.\mathrm{dV} \tag{3.8}$$

L'aimant FePt étant polarisé selon la direction z, son aimantation s'écrit $\vec{M} = M.\vec{u}_z$ avec $\mu_0 M$=0,4 T (aimantation rémanente du cycle hors du plan) et F s'exprime alors :



(a) (b)

Figure 3.45 – Démonstration de l'actionnement du FePt

$$\vec{F} = M.\iiint_V (\vec{u}_z \bullet \overrightarrow{grad})\vec{B}.\mathrm{dV} = M.\iiint_V \frac{\partial \vec{B}}{\partial \mathrm{z}}\mathrm{dV} = M.[\iint_{S2} B_z.\mathrm{dS} - \iint_{S1} B_z.\mathrm{dS}].\vec{u}_z \tag{3.9}$$

La force magnétique est donc égale au produit de l'aimantation du patch et de la différence du flux magnétique entre ses deux faces. Cette dernière est calculée à l'aide du logiciel éléments finis COMSOL Multiphysics (Voir Fig.3.44). Au final la force d'attraction $F$ est égale à **0,32 mN** à une distance de 350 $\mu$m.

Expérimentalement, on montre que cette force suffit à actionner l'élément de FePt sur une distance de 180 $\mu$m.(Voir Fig. 3.45). L'aimant retourne à la position nominale grâce à la force de rappel élastique. On pourrait également retourner l'aimant NdFeB (de manière manuelle) et cette fois repousser le patch en FePt.

Le FePt étant très contraint après cristallisation, il a tendance à être assez fragile au niveau du tronçon quart d'onde $L_{acc}$, large seulement de 85 $\mu$m. Des microfissures sont apparues sur cette section sur l'antenne présentée Figs. 3.42 et 3.45, empêchant la mesure hyperfréquence. Si l'actionnement a pu être validé, la caractérisation hyperfréquence de l'antenne exige un nouveau développement technologique.

### Procédé n°4

Pour renforcer la couche de FePt, nous avons modifié le procédé (voir Fig. 3.46) et électrolysé un micromètre d'or supplémentaire (étapes c), c') et c")) sur une couche d'accroche Cr(20nm)/Au(40nm). Une couche d'accroche en Ti(50nm)/$SiO_2$(50nm) est ensuite déposée.

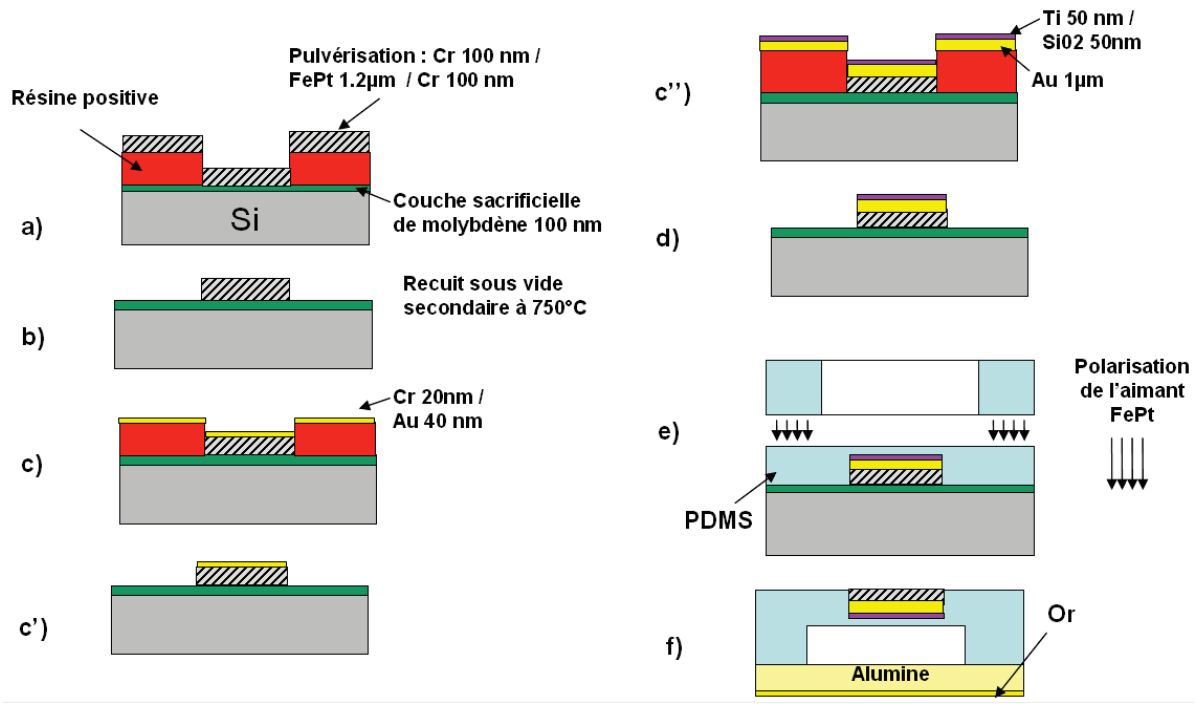



Figure 3.46 – Procédé de report de FePt renforcé avec de l'or sur membrane PDMS

Ce procédé a permis d'obtenir une antenne sans fissure sur la ligne d'alimentation, mais un problème pendant le dépôt de la couche de titane (indépendant du procédé), a causé le décrochage du FePt à 85% sur le patch en fin de procédé. Nous avons donc pu procéder à des mesures hyperfréquences, mais avec un actionnement fortement réduit en force. Une dernière fabrication technologique est donc à ce jour nécessaire.

### 3.5.3 Caractéristiques hyperfréquences de l'antenne : résultats numériques et expérimentaux

#### Impédance : résultats numériques

L'antenne présentée Figs. 3.34 et 3.36 est simulée avec HFSS pour $H$ (distance entre le patch et le plan de masse) compris entre 170 $\mu$m (position basse, membrane collée à l'alumine) et 700 $\mu$m, en passant par $H$=200 $\mu$m, position dans laquelle l'antenne a été dimensionnée, et $H$=350 $\mu$m dans laquelle la membrane est horizontale.

L'évolution de la fréquence de résonance de l'antenne et les coefficients de réflexion sont donnés Fig. 3.47 et Fig. 3.48, respectivement. L'ajout de la couche d'alumine a un impact

déterminant : l'antenne est accordée entre 36,0 GHz pour $H$=170 $\mu$m et 65,8 GHz pour $H$=500 $\mu$m, ce qui correspond à 29,8 GHz et 59 % d'accord par rapport au milieu de la plage d'accord. La résonance en position « plate » ($H$ = 350 $\mu$m) est 63,1 GHz, et on a donc un accord de 27,1 GHz (55 %) par rapport à la position basse.

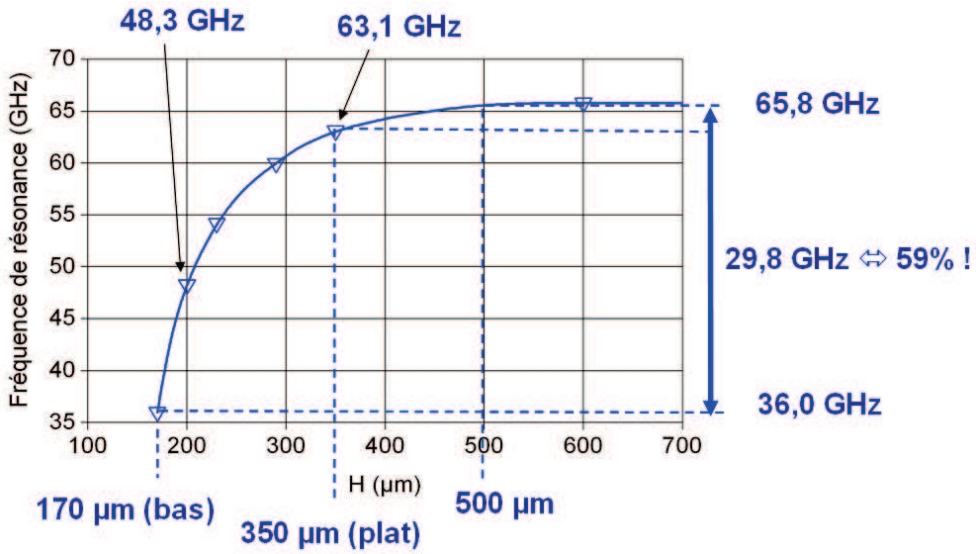



Figure 3.47 – Evolution de la fréquence de résonance de l'antenne FePt - alumine en fonction de $H$ : simulation HFSS

Les paramètres d'impédance de l'antenne sont regroupés Tableau 3.2. Sur la plage de déplacement [170 $\mu$m ; 500 $\mu$m] l'antenne est très bien adaptée, avec un S11 à la résonance inférieur à -18 dB. La ligne d'adaptation et notamment le tronçon quart d'onde se comportent donc bien face aux variations importantes de l'impédance du patch et le fait d'avoir dimensionné l'antenne dans une position médiane est optimal. Conformément à ce qu'on peut attendre, la bande passante, faible en position basse, augmente avec $H$ et la diminution de $\varepsilon_{eff}$

On conclut donc que :

- il est possible d'avoir un accord continu de plusieurs dizaines de pourcents avec une antenne à reconfiguration mécanique, tout en maintenant des paramètres d'impédance très bons grâce à une alimentation par ligne microruban mobile. Cela ouvre donc la voie à une utilisation de ce type d'antennes sur plusieurs standards de communication.
- en ce qui concerne l'actionnement, pour l'antenne étudiée, il suffit d'attirer le patch vers le bas en partant de la position plate ($H$ = 350 $\mu$m) pour avoir un accord significatif.

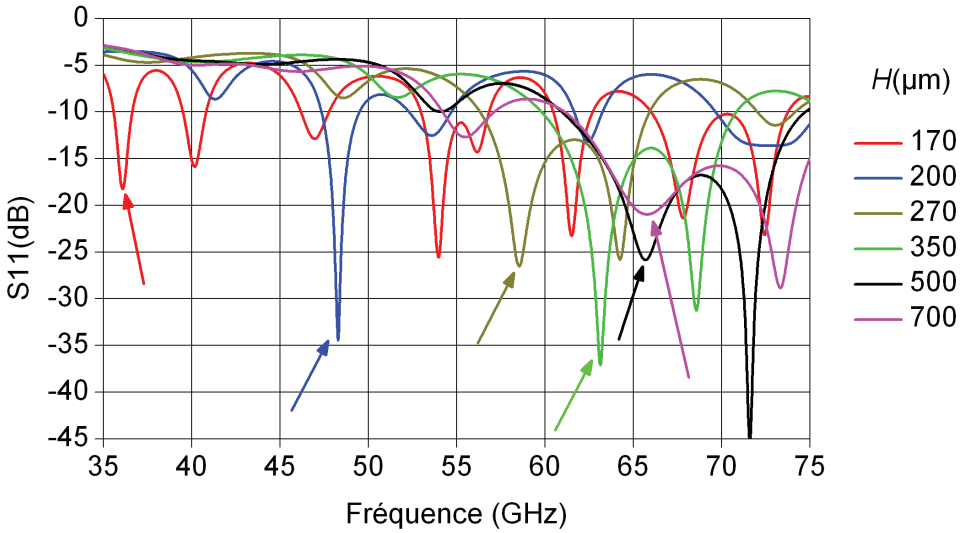



Figure 3.48 – Evolution du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de H. Les résonances du mode principal $TM^z_{010}$ sont indiquées par des flèches.

Tableau 3.2 – Simulation HFSS : Paramètre d'impédance de l'antenne FePt

| H ($\mu$m) | Fréquence de résonance (GHz) | S11 à la résonance (dB) | Bande passante à -15 dB (GHz) |
|---|---|---|---|
| 170 | 36,2 | -18,2 | 0,4 (1,1%) |
| 200 | 48,3 | -37,5 | 1,0 (2,1%) |
| 270 | 58,6 | -25,8 | 2,8 (5,7 %) |
| 350 | 63,1 | -37,5 | 3,8 (6,0%) |
| 500 | 65,8 | -25,8 | 9,9 (15,0%) |
| 700 | 65,8 | -21,0 | 11,8 (17,9%) |

### Premiers résultats expérimentaux en impédance

Nous avons obtenu des premiers résultats expérimentaux sur une antenne présentant un défaut de fabrication et une faible surface de couche magnétique FePt (Cf. section 3.5.2). Le coefficient de réflexion dans la bande 50-61 GHz est présenté Fig. 3.49. L'antenne est accordée de 1,9 GHz (3,3 %) entre 56,6 GHz et 58,5 GHz selon que le patch est attiré ou repoussé par l'aimant NdFeB. Au repos la résonance est à 57,2 GHz. Cela correspond à un déplacement de +/- 10 $\mu$m autour de $H = 260$ $\mu$m. Un accord bien plus important est à attendre avec un échantillon sans défaut.

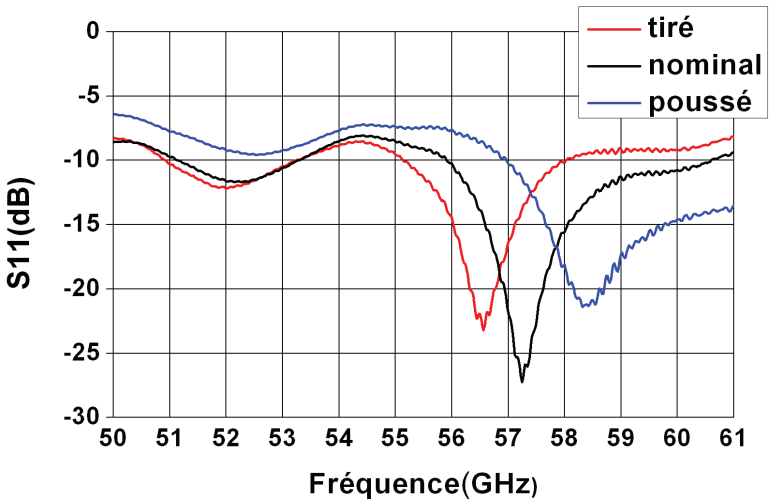



Figure 3.49 – Evolution du coefficient de réflexion expérimental de l'antenne en fonction de l'actionnement

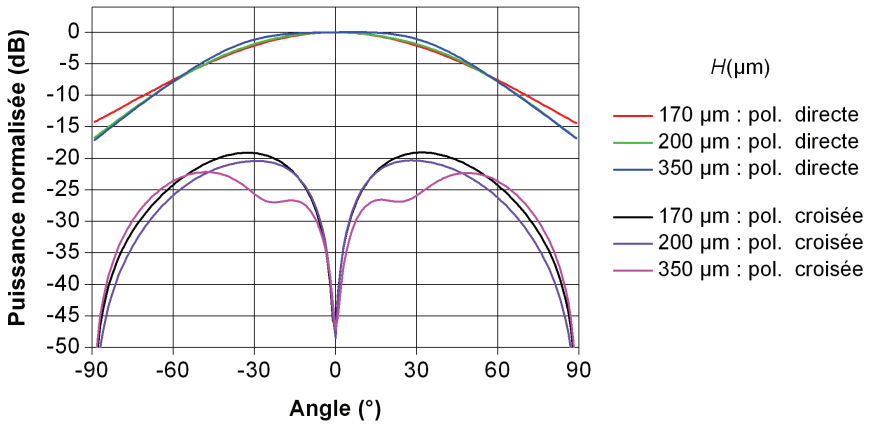
**Rayonnement de l'antenne : résultats numériques**

Les diagrammes de rayonnement de l'antenne sont simulés pour $H$ =170, 200 et 350 $\mu$m dans les plans H et E (Voir Fig. 3.50. On trouve peu d'évolution dans les diagrammes, à part dans le plan E où le diagramme en position plate ($H$=350 $\mu$m) apparaît un peu dégradé.

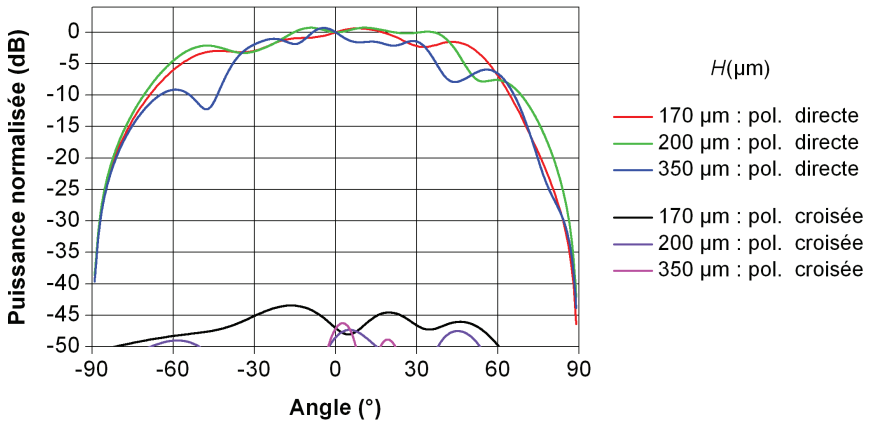
L'évolution théorique de la directivité, du gain et de l'efficacité radiative à la résonance est donnée Fig. 3.51. Les trois grandeurs croissent avec $H$ dans la plage [170 $\mu$m; 500 $\mu$m] sous l'influence de la diminution de la permittivité effective. L'efficacité radiative est comprise entre 26% ($H$=170 $\mu$m) et 55 % (H=500$\mu$m). L'efficacité radiative pour la position de dimensionnement $H$= 200 $\mu$m est 43,5 % et 53 % en position plate $H$=350 $\mu$m. On a donc une raisonnablement bonne efficacité sur toute la plage de variation ce qui n'était pas *a priori* facile à obtenir au vue des fortes variations de $\varepsilon_{eff}$ : le dimensionnement en position assez basse ($H$=200 $\mu$m), au centre de la plage d'accord en fréquence est optimal de ce point de vue.

### 3.5.4 Discussion et conclusion

Nous avons conçu, développé et mesuré en impédance une antenne microruban sur membrane PDMS accordable par actionnement magnétique, dont les métallisations sont en aimant permanent FePt. L'ajout d'une strate d'alumine permet d'obtenir une accordabilité théorique extrêmement intéressante de 29,8 GHz (59 %) entre 36 GHz et 65,8 GHz entre $H$=170 $\mu$m et




(a)




(b)

Figure 3.50 – Simulations HFSS : Diagramme de rayonnement dans (a) le plan H (b) le plan E. Les diagrammes sont tracés à la fréquence de résonance pour chaque position : 36,2 GHz pour $H$=170 $\mu$m ; 48,3 GHz pour $H$=170 $\mu$m ; 63,2 GHz pour $H$=350 $\mu$m

$H$=500 $\mu$m. La conception optimisée de l'antenne, à $H$=200 $\mu$m ($F_{res}$= 48,3 GHz) au milieu de la plage d'accord, permet d'obtenir numériquement une très bonne adaptation à la résonance, ainsi qu'une bonne efficacité radiative sur toute la plage.

L'antenne a donné lieu à un développement technologique totalement original : le report d'aimant permanent dur FePt sur membrane élastomère de manière à actionner la membrane. La force générée par interaction aimant-aimant entre un aimant NdFeB mobile et le patch en FePt, de l'ordre du mN dans la configuration étudiée, est suffisante pour déplacer la membrane sur 180 $\mu$m. Le procédé expérimental reste toutefois à fiabiliser de manière à obtenir des métallisations robustes. Des premiers résultats expérimentaux sur un échantillon détérioré ont permis d'obtenir un accord de 3,3 %.

La dynamique de l'actionneur reste à étudier, mais des vitesses de reconfiguration de quelques

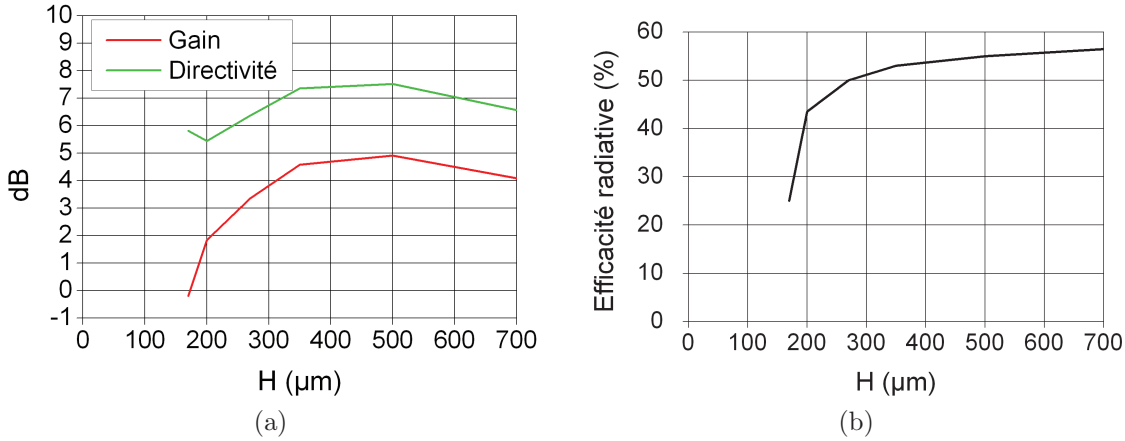



Figure 3.51 – Simulations HFSS : évolution (a) du gain, de la directivité et (b) de l'efficacité radiative à la fréquence de résonance en fonction de $H$

dizaines de millisecondes sont à attendre.

## 3.6 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord pu voir au travers du brevet FR2955319 (+extension extension internationale WO2011086298) [173] que la reconfiguration mécanique de structures basées sur des élastomères pouvait trouver application dans de nombreux types de dispositifs hyperfréquences notamment les déphaseurs, les cavités résonantes de type Fabry-Pérot ou encore les antennes accordables.

Dans notre étude nous nous sommes focalisés sur les antennes microruban accordables sur gap d'air à membrane PDMS, dont le comportement en fonction de la distance interconducteurs est tout d'abord étudié analytiquement : les grandeurs critiques pour l'accord en fréquence sont la variation de permittivité effective $\varepsilon_{eff}$ et du débordement de champ $\Delta L$

L'actionnement mis en place pour reconfigurer la membrane doit présenter un grand déplacement et ne pas occasionner de pertes dans la structure microruban : les actionnements sans contacts de type fluidique ou magnétiques sont privilégiés.

L'antenne microruban étudiée au chapitre 2 est reconfigurée par actionnement pneumatique et présente un accord en fréquence de 8,2 % entre 55,35 GHz et 51 GHz entre la position plate et la position gonflée, ce qui est un résultat au delà de l'état de l'art en bande millimétrique pour ce type d'antennes [193, 183]. Une nouvelle antenne a enfin été conçue en rajoutant une strate d'alumine, et présentant un ruban en aimant permanent FePt, dont le report sur

membrane PDMS a fait l'objet d'un développement technologique inédit [194]. L'actionnement par interaction aimant-aimant mobile est validé numériquement et expérimentalement. L'accord théorique de l'antenne est de 59 % entre 36 GHz et 65,8 GHz entre la position basse et la position haute, ce qui permet d'envisager d'utiliser l'antenne sur des standards de télécommunication très éloignés. Des premiers résultats expérimentaux sont obtenus. Pour les deux antennes étudiées les paramètres d'impédance et les diagrammes de rayonnement sont très bons et l'efficacité radiative satisfaisante sur toute la plage de reconfiguration, ce qui valide tout d'abord la technique de reconfiguration mécanique sur de grands déplacements et également l'alimentation par ligne microruban mobile.

En perspective, une étude plus approfondie de l'aspect mécanique des antennes étudiées doit être menée, en termes de fiabilité (rupture, fatigue), mais aussi de dynamique des actionneurs de manière à cerner les limitations des dispositifs proposés en termes de vitesse et de consommation d'énergie. L'intégration d'éléments de contrôle structuraux au sein de boucles de contre réaction permettra de contrôler de manière dymanique la fréquence de résonance des antennes et ainsi de proposer des systèmes complets. Enfin, les antennes accordables présentées dans ce chapitre doivent être implémentées en réseaux directifs.

La faisabilité d'antennes accordables mécaniquement à base de PDMS ayant été démontrée, nous allons à présent étudier l'apport du PDMS pour le balayage angulaire d'antennes.

# 4. Antennes et déphaseurs ultrasouples pour le balayage angulaire

Les antennes à balayage angulaire sont très importantes dans la communication à 60 GHz, puisqu'elles permettent d'optimiser dynamiquement le bilan des liaisons entre antennes directives. Traditionnellement, les antennes à balayage angulaire sont réalisées grâce à trois approches : les réseaux phasés, les antennes à commutation de faisceau et les antennes à balayage mécanique.

Dans ce chapitre, nous étudions deux types de composants pour le balayage angulaire : des déphaseurs à membranes ultrasouples (à intégrer au sein de réseaux phasés) et des antennes directives à bras de torsion ultrasouple de type scanner

## 4.1 Déphaseurs à membranes ultrasouples

### 4.1.1 Déphaseurs à membrane mobile : conception, simulation et fabrication

Nous allons étudier des déphaseurs microruban à membrane mobile tels qu'introduits au chapitre 3. Ces déphaseurs sont basés sur la variation de la permittivité effective relative $\varepsilon_{reff}$ par reconfiguration mécanique d'une membrane PDMS, qui a pour conséquence de changer la vitesse de phase dans la ligne et donc d'introduire un déphasage.

#### Théorie

Le déphasage entre deux sections microruban de permittivité relative effectives $\varepsilon_{reff1}$ et $\varepsilon_{reff2}$ et de longueur L est donné (en radians) par : ([53])

$$\begin{aligned}\Delta\phi &= (\beta_1 - \beta_2)L \\ &= 2\pi f \left(\frac{1}{v_1} - \frac{1}{v_2}\right) L \\ &= \frac{2\pi f}{c} \left(\sqrt{\varepsilon_{reff1}} - \sqrt{\varepsilon_{reff2}}\right) L\end{aligned} \tag{4.1}$$

Et en degrés :

$$\Delta\phi = \frac{360f}{c}\left(\sqrt{\varepsilon_{reff1}} - \sqrt{\varepsilon_{reff2}}\right) L \tag{4.2}$$

avec $\beta_1$ et $\beta_2$ les constantes de phases des lignes, f la fréquence de l'onde, $v_1$ et $v_2$ les vitesses de phases qui sont ici égales à la vitesse de la lumière dans le matériau pour le mode quasi TEM propagé par la ligne microruban, et c la vitesse de la lumière dans le vide. Pour des lignes microruban imprimées sur un substrat composé à la fois d'un diélectrique et d'un gap d'air, la permittivité effective relative est donnée par les équations 3.1 et 3.2

**Ligne mobile ou plan de masse mobile ?**

Deux types de structures microruban sont envisageables : des déphaseurs à ligne mobile ou à plan de masse mobile. (Voir Fig. 4.1)

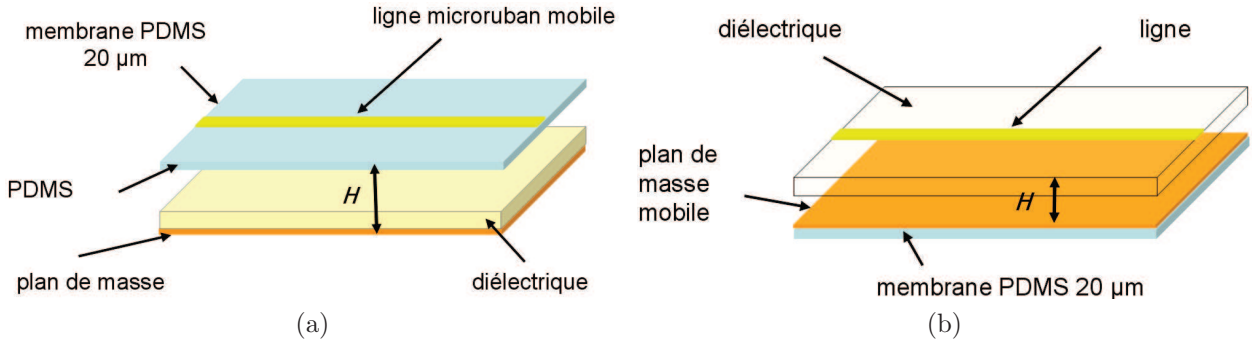



Figure 4.1 – Schéma de principe de déphaseur à membrane mobile (a) ligne mobile (b) plan de masse mobile

La structure à plan de masse mobile (b) présente l'intérêt majeur d'éliminer le PDMS de l'intérieur de la structure microruban - et donc les pertes qui y sont liées - tout en bénéficiant de sa souplesse : c'est donc ce type de structure que nous allons étudier. Le quartz fondu, de propriétés $\varepsilon_r$=3,80 et tan δ=5. $10^{-4}$ à 60 GHz [172], a été choisi, avec le compromis suivant : il présente de très faibles pertes et surtout sa transparence permet la mesure optique des déplacements de membrane. Sa permittivité est en revanche moins optimale pour cette application : l'équation 4.2 montre que le déphasage est proportionnel à la variation $\sqrt{\varepsilon_{eff}}$, donc une permittivité élevée du substrat serait plus avantageuse.

### Conception d'un déphaseur à plan de masse mobile sur quartz

Les schémas de principe et dimensions du déphaseur à plan de masse mobile sur membrane PDMS conçu sont décrites Figs. 4.2,4.3 et 4.4. Le déphaseur est constitué par une section microruban 50 Ohms tout d'abord imprimée sur quartz puis une section sur un bicouche [quartz d'épaisseur $h_{quartz}$+ gap d'air d'épaisseur $h_a$] d'épaisseur variable $H$ et de longueur 10 mm. Cette dernière section constitue la partie « active » du déphaseur. Le substrat de quartz est d'épaisseur 250 $\mu$m et sa taille de 1 pouce x 1 pouce (25,4 mm x 25,4 mm).

Comme précédemment pour les antennes accordables, on optimise l'adaptation de la ligne en la dimensionnant dans une position intermédiaire du déplacement (et du déphasage) attendu : ainsi la section centrale de 900 $\mu$m de large et de 6 mm de long est d'impédance 50 Ohms pour un gap d'air de 60 $\mu$m.

La configuration des plans de masse est présentée Fig. 4.4 . Celle-ci est imposée par les mesures dans la cellule Anritsu : si on ne souhaite pas avoir de PDMS à l'intérieur de la ligne microruban, cela implique de relier électriquement trois plans de masse. Les deux premiers, de longueur 7,7 mm (en cuivre ou en or + laque d'argent d'épaisseur 40 $\mu$m) sont réalisés sur le quartz au niveau des accès de la ligne de chaque côté du déphaseur. Le troisième est un plan de masse souple sur membrane PDMS qu'on connecte à la laque d'argent aux deux premiers. De manière à tenir compte de l'épaisseur de 40 $\mu$m des plans de masse sur quartz, on réalise une transition trapézoïdale (ou « taper ») d'un millimètre de long entre la ligne 50 Ω sur quartz et la section [quartz + 40 $\mu$m d'air].

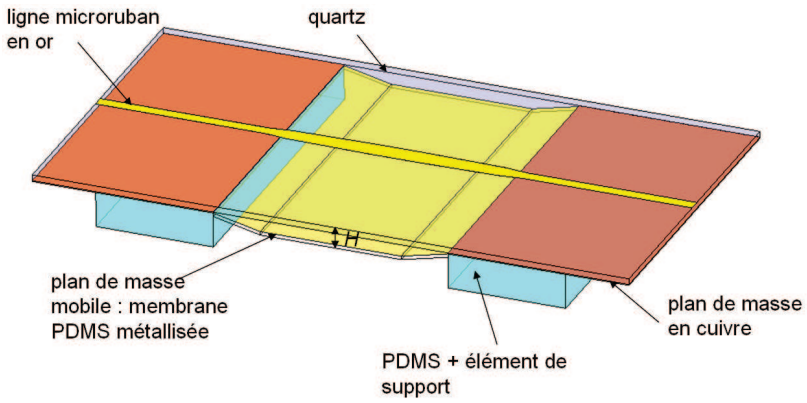



Figure 4.2 – Schéma de principe du déphaseur à membrane mobile sur quartz

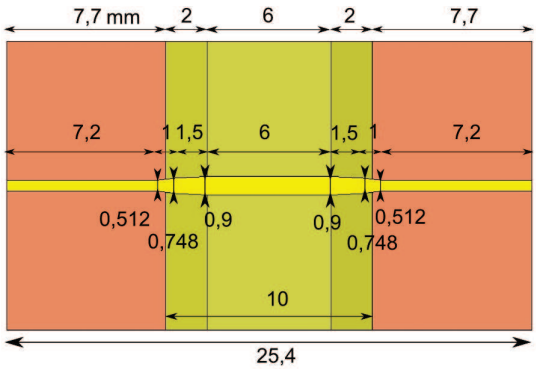



Figure 4.3 – Vue du dessus et dimensions (mm) des éléments du déphaseur

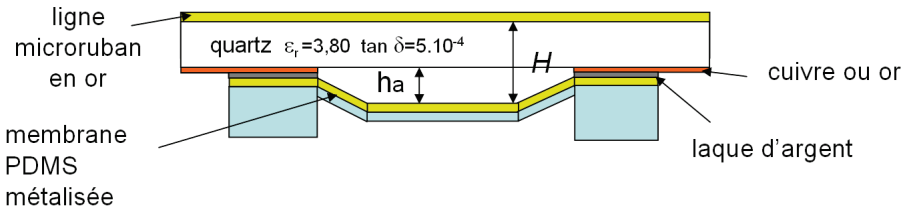



Figure 4.4 – Vue de coupe du déphaseur sur quartz : $h_{quartz}$=250 $\mu$m, $h_a$ est l'épaisseur du gap d'air, $H$=$h_{quartz}$+$h_a$

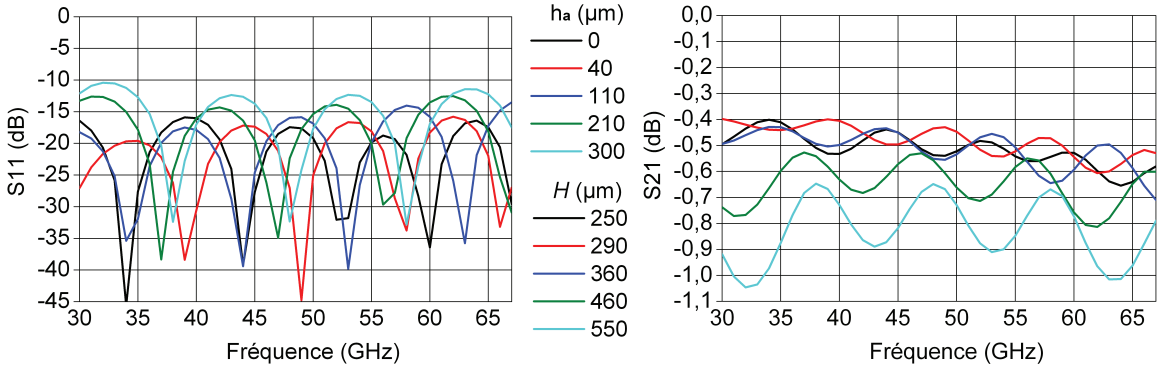
### Résultats numériques

Le déphaseur ainsi conçu a été simulé sous HFSS. Nous présentons deux jeux de données : les paramètres S du déphaseur complet (Fig. 4.5) et les paramètres S corrigés par « de-embedding » ou « épluchage » des sections d'accès fixes de 7,7 mm (Fig. 4.6). Les données « épluchées » permettent donc d'avoir les données en propre relatives à la section active centrale de 10 mm. Le déphasage $\Delta\phi_{21}$ (Fig. 4.7) est bien sûr le même pour les deux jeux de données.

On peut utiliser deux figures de mérite pour caractériser ce type de déphaseurs :

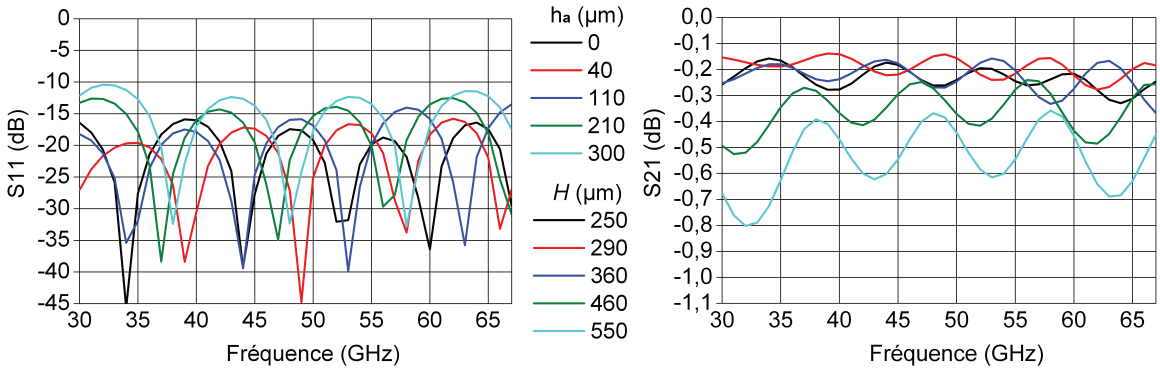
- le déphasage rapporté aux pertes d'insertion noté FOM, pour une plage de déplacement donnée, exprimé en °/dB. Il est à noter que certains auteurs dont Shafaï [67] divisent le déphasage par les pertes d'insertion corrigées de la désadaptation ce qui peut sembler curieux, car ce type de déphaseur est basé sur les variations d'impédance de ligne.
- le déphasage par unité de longueur en °/cm qui caractérise la compacité du déphaseur. Cette donnée est ici confondue en valeur avec le déphasage $\Delta\phi_{21}$ puisque la section utile mesure 1 cm.

Les données simulées à 60 GHz sont regroupées Tableaux 4.1 et 4.2 pour les données com-



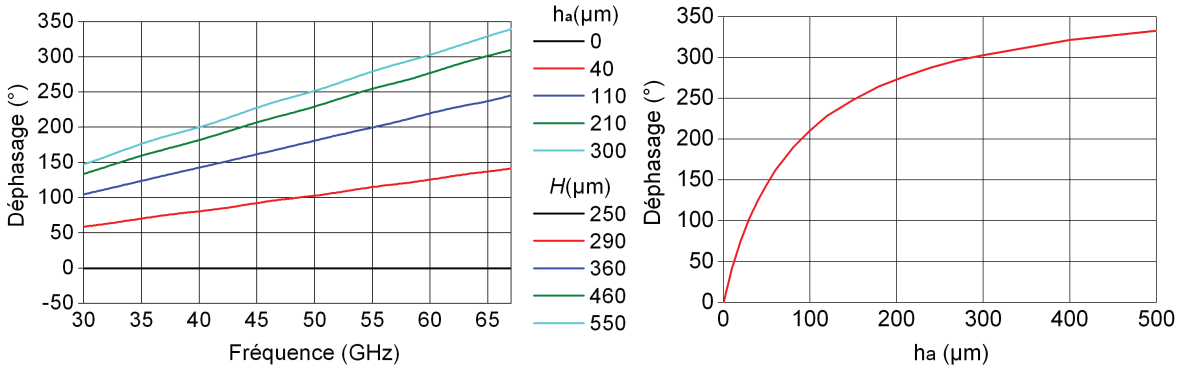

(a) (b)

Figure 4.5 – Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 en fonction de $h_a$ et $H$




(a) (b)

Figure 4.6 – Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 corrigés par épluchage de 7,7 mm sur chaque port en fonction de $h_a$ et $H$




(a) (b)

Figure 4.7 – (a) Déphasage $\Delta\phi_{21}$ en fonction de la fréquence pour différente valeurs de $h_a$ et $H$. La référence est $h_a = 0$ $\mu$m, $H$=250 $\mu$m (b) Déphasage en fonction de $h_a$ à 60 GHz

Tableau 4.1 – Paramètres du déphaseur complet à 60 GHz

| $h_a$ ($\mu$m) | S11 (dB) | S21 (dB) | $\Delta\phi_{21}$ (°) | FOM (°/dB) |
|---|---|---|---|---|
| 0 | -36,7 | -0,53 | 0 | 0 |
| 20 | -17,3 | -0,58 | 76 | 131 |
| 40 | -18,6 | -0,54 | 126 | 217 |
| 110 | -16,2 | -0,59 | 220 | 373 |
| 210 | -13,9 | -0,76 | 277 | 364 |
| 300 | -17,2 | -0,77 | 303 | **394** |
| 500 | -31,1 | -1,04 | 333 | 291 |

Tableau 4.2 – Paramètres du déphaseur corrigés par épluchage et relatifs à la zone active centrale de 10 mm à 60 GHz

| $h_a$ ($\mu$m) | S11 (dB) | $S21_{épluché}$ (dB) | $\Delta\phi_{21}$ (° ou °/cm) | $FOM_{épluchée}$ (°/dB) |
|---|---|---|---|---|
| 0 | -36,4 | -0,22 | 0 | 0 |
| 20 | -16,9 | -0,26 | 76 | 292 |
| 40 | -18,3 | -0,22 | 126 | 573 |
| 110 | -15,8 | -0,27 | 220 | **815** |
| 210 | -13,5 | -0,44 | 277 | 629 |
| 300 | -16,9 | -0,46 | 303 | 659 |
| 500 | -30,7 | -0,72 | 333 | 463 |

plètes et corrigées par épluchage respectivement. Sachant que le déphaseur peut être utilisé de manière analogique (c'est à dire de manière continue sur une plage de déplacement), la figure de mérite FOM est calculée comme le déphasage sur le déplacement [0;$h_a$] rapporté aux pertes d'insertion maximales sur ce même déplacement, pour une fréquence donnée.

Les principales informations de ces simulations sont :

- l'adaptation du déphaseur est bonne (S11<-10 dB) pour toutes les positions entre 30 et 67 GHz.
- les pertes d'insertion à 60 GHz tournent autour de 0,6 - 0,7 dB pour 25,4 mm de ligne et autour de 0,3 dB pour les 10 mm centraux.
- le déphasage est égal à 220 ° pour 110 $\mu$m de déplacement, 277 ° pour 210 $\mu$m de déplacement et 303 ° pour 300 $\mu$m de déplacement.
- la figure de mérite FOM maximale pour le déphaseur complet est 394 °/dB pour 300 $\mu$m de déplacement.

– la figure de mérite FOM maximale pour la zone active de 10 mm du déphaseur atteint une valeur très élevée de **815°/dB** pour 110 $\mu$m de déplacement et reste supérieure à 600 °/dB pour 300 $\mu$m de déplacement. Il est donc possible d'obtenir un déphasage de 360 ° pour des pertes inférieures à 0,6 dB dans différentes configurations.

On notera également que le déphasage pour $h_a$=60 $\mu$m (qui est la position pour laquelle l'impédance de ligne mobile de largeur 900 $\mu$m est égale à 50 Ω), qui vaut 160 °, est à peu près égal à la moitié du déphasage sur la plage de variation utile [0,300 $\mu$m], qui lui est égal à 302 °. Cette règle de design permet donc de « centrer » la position de la ligne 50 Ω dans une position intermédiaire et d'avoir une adaptation optimale sur une large plage de variation géométrique.

### Microfabrication et techniques d'actionnement

La fabrication des déphaseurs est décrite Fig. 4.8. La fabrication du plan de masse souple sur membrane (étapes a) à d)) est similaire au procédé 1 décrit au chapitre 2 : on procède à la sous-gravure d'une couche d'or pulvérisé de 1,2 $\mu$m par une couche sacrificielle de molybdène (100 nm). L'adhésion entre le PDMS et l'or est assuré par un bicouche titane (50 nm) - $SiO_2$ (50 nm). Le plan de masse peut être déposé de manière localisée sur la membrane pour une souplesse accrue (Fig. 4.9(a)) ou alors « pleine plaque » (Fig. 4.9(b)) pour une résistance mécanique accrue.

Les lignes sur quartz (Cr 50nm / Au 1,2 $\mu$m en pulvérisation) sont fabriquées par une procédure de lift-off à l'aide d'une résine faiblement visqueuse (AZ 1518) pour éviter les effets de bord. Les plans de masse au niveau des accès de 7,7 mm de chaque côté sont, soit du cuivre laminé d'épaisseur 40 $\mu$m (étape e1, voir Fig. 4.9(a) ), soit du Cr/Au 1,25 $\mu$m (étape e2, voir Fig. 4.9(b) ). Ils sont reliés au plan de masse sur membrane PDMS avec de la laque d'argent.

Deux techniques d'actionnement sont mises en place pour déformer la membrane :

– étape e1) : un actionnement original par électromouillage sur diélectrique, où l'on vient déplacer la membrane PDMS par capillarité suite à la déformation d'une goutte (section 4.1.2).[195]
– étape e2) : un actionnement électromagnétique bobine-aimant. On reporte sur la membrane un îlot de silicium sur lequel on colle un aimant massif NdFeB. L'aimant - et donc la membrane - est attiré ou repoussé par une bobine (section 4.1.3)

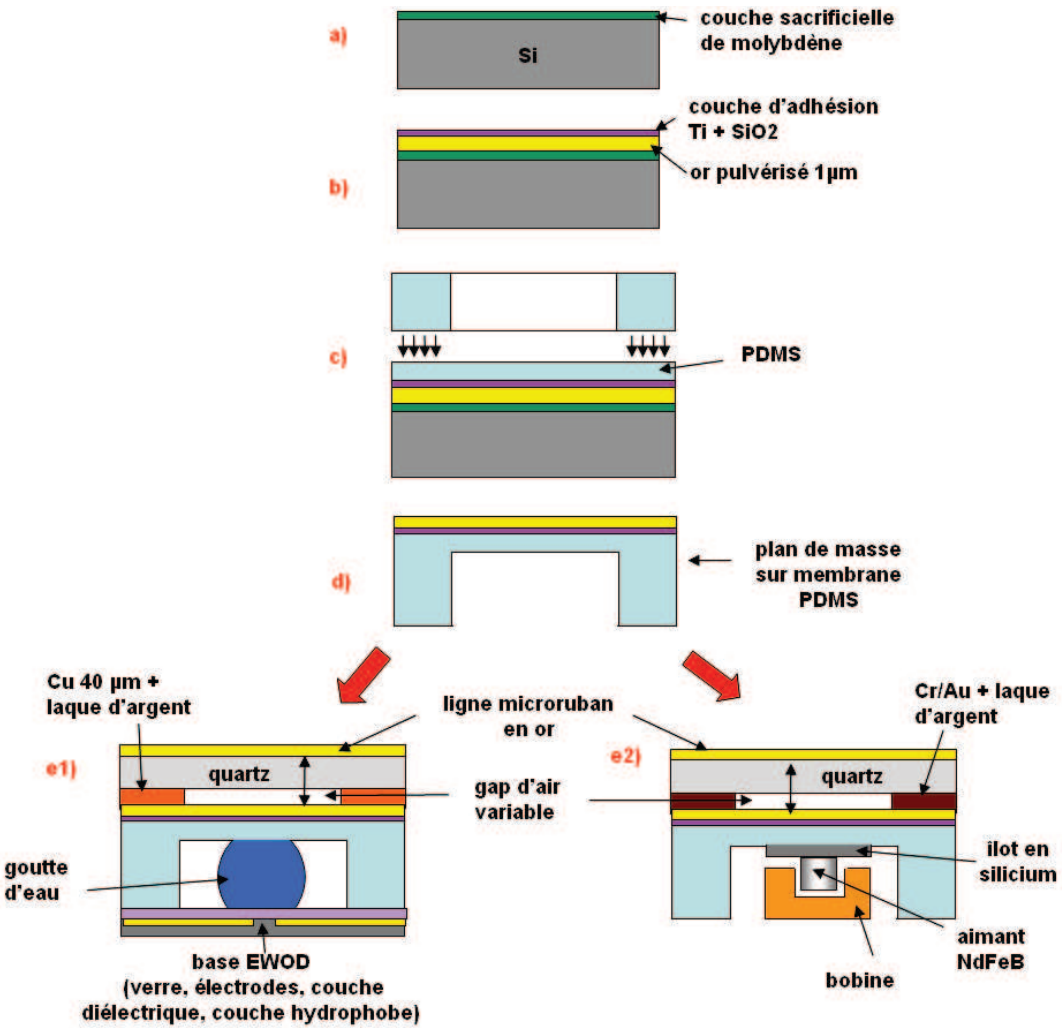
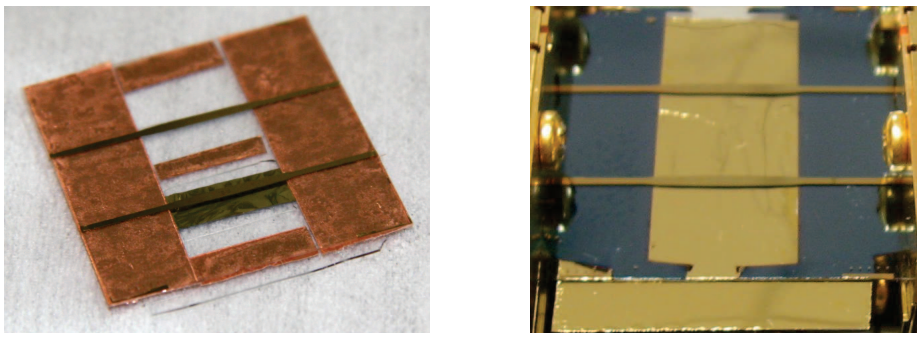



Figure 4.8 – Fabrication des déphaseurs : principales étapes technologiques



(a) (b)

Figure 4.9 – Prototypes de déphaseurs sur quartz (a) le plan de masse localisé est connecté à du cuivre 40 $\mu$m au niveau des accès (b) le plan de masse « pleine plaque » est connecté à du Cr/Au 1,25 $\mu$m au niveau des accès

### 4.1.2 Actionnement par électromouillage sur diélectrique

Nous allons à présent introduire la notion d'électromouillage et son potentiel pour l'actionnement de microstructures, puis nous l'appliquerons au déphaseur conçu précédemment. Cette partie des travaux a été réalisée en collaboration avec l'équipe BIOMEMS de l'IEMN (Florian Lapierre, Maxime Harnois et Vincent Thomy).

#### Principe

L'électromouillage est la modification de l'angle de contact apparent d'une goutte de liquide conductrice par application d'une tension entre ce liquide et la surface sur laquelle elle repose [196]. B. Berge montre en 1993 qu'en recouvrant une électrode d'un polymère hydrophobe, on obtient une grande modularité de l'angle de contact ainsi qu'une bonne réversibilité [197] : il s'agit de l'électromouillage sur diélectrique ou « ElectroWetting On Dielectric », communément désigné par l'acronyme EWOD, dont le principe est décrit Fig. 4.10.

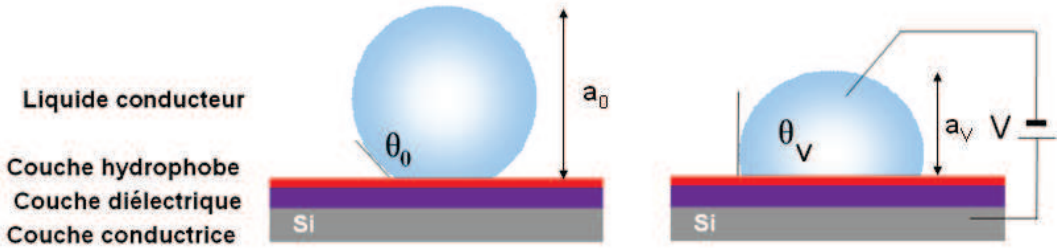



Figure 4.10 – Schéma de principe de l'électromouillage sur diélectrique. $\theta$ désigne l'angle de contact apparent et $a$ la hauteur de la goutte

La variation de l'angle de contact apparent $\theta$ de la goutte en fonction de la tension V appliquée est décrite par l'équation de Lippmann-Young introduite par B. Berge [197] :

$$cos(\theta_V) = \frac{\gamma_{SG} - \gamma_{SL}}{\gamma} + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r V^2}{2\gamma e} = cos(\theta_0) + \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r V^2}{2\gamma\lambda} \tag{4.3}$$

avec $\gamma_{SG}$ la tension de surface solide-gaz, $\gamma_{SL}$ la tension de surface solide-liquide, $\gamma$ tension de surface liquide-gaz, $\varepsilon_0$ la permittivité du vide, $\varepsilon_r$ la permittivité relative du diélectrique et $\lambda$ son épaisseur, $\theta_0$ l'angle de contact de la goutte au repos, $V$ la tension appliquée. Cette formule n'est valable que jusqu'à une certaine tension, après laquelle un phénomène de saturation est observé [198].

### Applications de l'électromouillage sur diélectrique

L'EWOD a dans le passé tout d'abord attiré l'attention pour des applications de type laboratoire sur puce (« Lab on a chip ») comme le déplacement de gouttes ou l'analyse de biomolécules [199]. C'est actuellement une technologie mature, dont les derniers développements ont permis d'atteindre le stade de la commercialisation dans le domaine de l'optique (lentilles Varioptic) et de l'affichage de pixels couleur (Liquavista) [200]. Les principaux avantages de cette technique sont sa faible consommation (il s'agit d'un effet capacitif) et de son relativement faible temps de commutation, quelques microsecondes dans la configuration optimale [201]. Dans la littérature très peu de travaux traitent des applications RF de l'électromouillage, il s'agit essentiellement des commutateurs basés sur du métal liquide (équipe de C.J. Kim, UCLA [202]) ou sur l'absorption dans des gouttes d'eau [179]). Un brevet détenu par France Télécom [203] traite de la reconfiguration d'antenne à l'aide d'une goutte actionnée par EWOD, celle-ci servant de superstrate reconfigurable.

A part les gouttes elles-mêmes, peu de structures ont été déplacées par EWOD : un prisme [204] et un micromiroir [205] avec des résultats en torsion assez modestes (+8°/ - 7°, et +3,7° respectivement). Une étude théorique récente indique que l'électromouillage appliqué à une goutte couverte par une membrane pouvait créer une force comparable à celle générée par un actionneur électrostatique conventionnel [206].

### Déplacement d'une membrane par EWOD

L'idée est ici d'attirer une membrane PDMS métallisée par capillarité (Fig. 4.11). La membrane est mise en contact avec une goutte dont on fait varier la forme et donc la hauteur par EWOD, ce qui entraine son déplacement vertical. La « base » EWOD est constituée d'électrodes Ti (10nm)/ Or (100nm) écartées de 80 $\mu$m sur un substrat de verre. La couche diélectrique isolante est constituée de résine SU-8 (1,2 $\mu$m) recouverte d'une couche hydrophobe de perfluoropolymère CYTOP (30 nm). Il est important de noter que les électrodes utilisées pour l'électromouillage sont ici disposées de manière planaire, ce qui distingue la structure d'un actionneur électrostatique classique (avec des électrodes disposées verticalement).

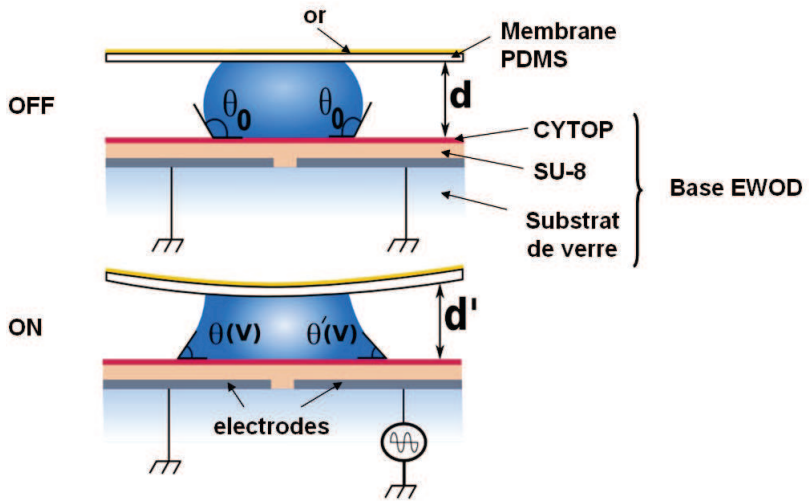



Figure 4.11 – Déplacement de membrane par EWOD : schéma de principe

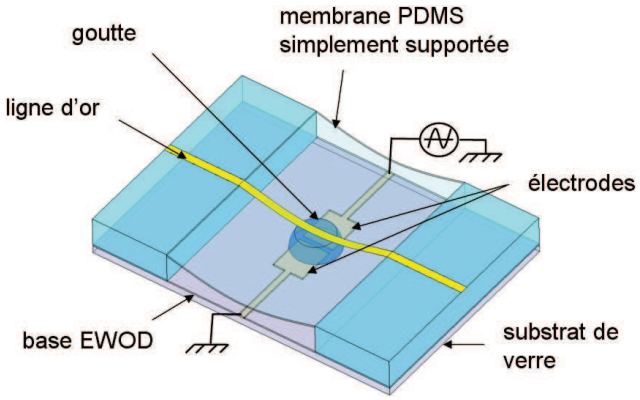


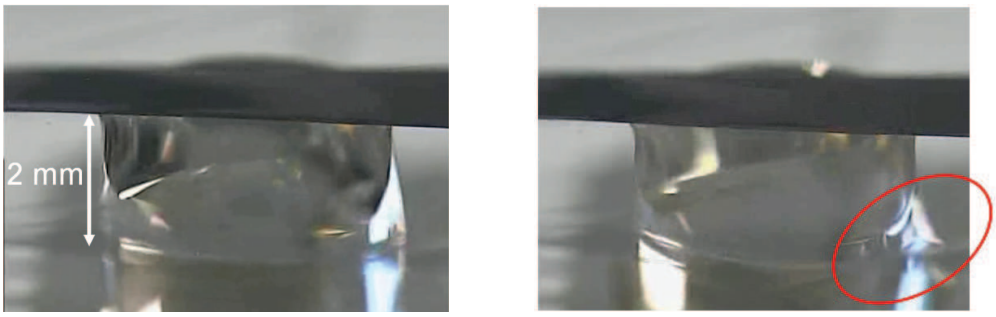

Figure 4.12 – Déplacement de membrane PDMS simplement supportée

**Premier expérience : validation de l'actionneur**

Dans une première expérience, une membrane PDMS de 20 $\mu$m d'épaisseur simplement supportée par une goutte de 10 $\mu$L (et de hauteur approximative 2mm) est déplacée par EWOD (Fig. 4.12). La membrane est métallisée sur le dessus avec une ligne de 900 $\mu$m de large qui permet la visualisation. Cette ligne n'est pas une électrode. L'angle de contact $\theta_0$ de la goutte d'eau sur le CYTOP de la base EWOD est de 112° tandis qu'il est de 110° sur le PDMS de la membrane.

L'actionnement EWOD est obtenu grâce à un signal carré de fréquence 1 kHz (à laquelle la goutte d'eau est conductrice) d'amplitude pic à pic de 240 V. Dans ces conditions la membrane

se déplace d'environ 100 $\mu$m grâce au changement d'angle de contact de la goutte (Voir Fig. 4.13). On peut donc obtenir un large déplacement vertical avec des électrodes disposées dans le plan de la base EWOD.




(a) (b)

Figure 4.13 – Visualisation d'une goutte en contact avec une membrane PDMS (a) au repos (b) état actionné

Nous n'avons pas pu mesurer directement l'angle de contact de la goutte quand la membrane est placée dessus pour des raisons de dispositif expérimental. Pour une goutte seule, sans membrane, l'angle de contact de la goutte sur le CYTOP varie de 112° à 82°, ce qui correspond à une variation de hauteur $\Delta a$ de 440 $\mu$m entre 2,00 mm et 1,56 mm pour une goutte de volume 10 $\mu$L calculée à la l'aide de la formule :

$$\Delta a = a_0 - a_V = \sqrt[3]{\frac{3V_{ol}}{\pi(\frac{3}{1-cos(\theta_0)} - 1)}} - \sqrt[3]{\frac{3V_{ol}}{\pi(\frac{3}{1-cos(\theta_V)} - 1)}} \tag{4.4}$$

avec a la hauteur de la goutte et $V_{ol}$ son volume. Cette formule est obtenue par simples calculs trigonométriques, sachant que, quelque soit son état de mouillage, la goutte a une forme de calotte sphérique.

La variation de hauteur $\Delta a$ majore le déplacement possible d'une membrane posée sur la goutte.

### Déphaseur actionné par EWOD

La structure du déphaseur actionnée par EWOD est présentée Fig. 4.14. Il s'agit d'un dispositif en trois parties : une ligne microruban sur quartz, un plan de masse de 8 mm de large supporté par une membrane, et la base EWOD dont les deux contacts sont deux demi-plans métallisés séparés de 80 $\mu$m. Une goutte de 10 $\mu$L est placée sur la base EWOD et

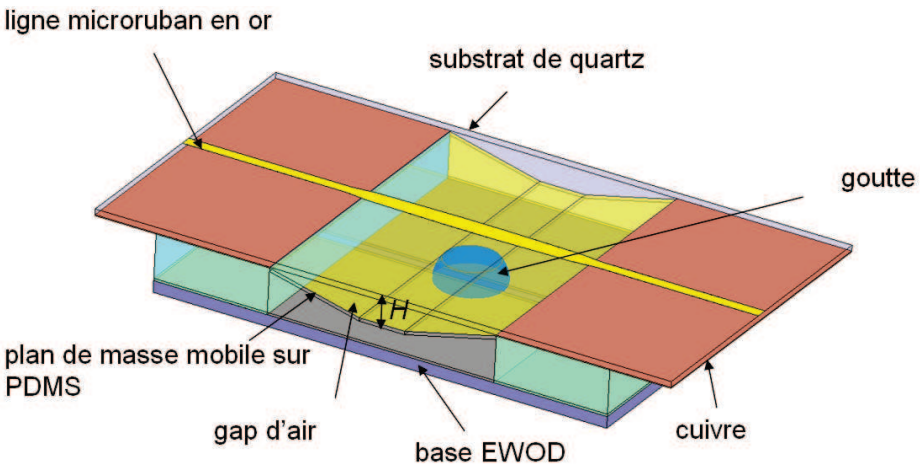



Figure 4.14 – Schéma de principe d'un déphaseur à plan de masse mobile actionné par EWOD

mise en contact avec la membrane PDMS, et l'actionnement EWOD est réalisé avec les mêmes paramètres que précédemment.

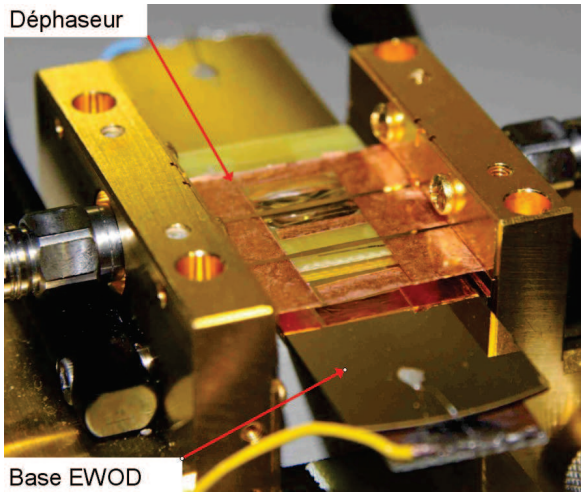



Figure 4.15 – Mesure du prototype dans la cellule Anristu

Le déphaseur ainsi réalisé est mesuré dans la cellule Anristu (voir Fig. 4.15) dans la bande 45-64 GHz et le déphasage obtenu est présenté Fig. 4.16. Le déphasage est égal à 8,5° à 45 GHz et 10,8° à 64 GHz et en moyenne de 10° sur la bande.

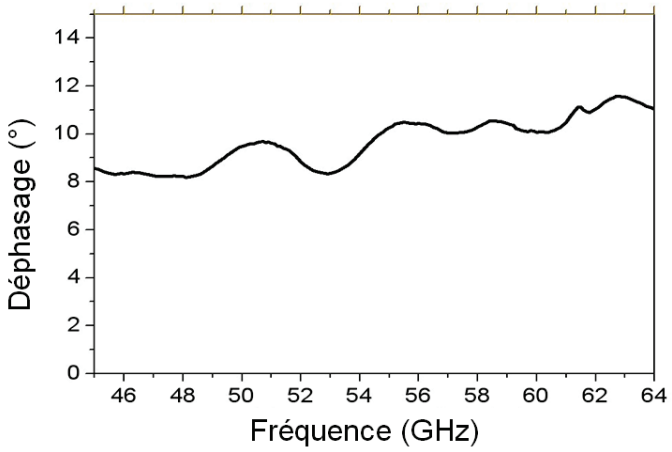



Figure 4.16 – Déphasage entre la position au repos (OFF) et la position actionnée par EWOD (ON)

### Discussion et conclusion

Nous avons donc démontré qu'un actionnement EWOD pouvait introduire un déphasage de 10° en bande millimétrique dans le déphaseur conçu, même si le résultat est relativement modeste. Cela s'explique par différents facteurs :

- la configuration mécanique est bien moins favorable que lors de l'expérience préliminaire (cas de la Fig. 4.12) pour deux raisons : a) la présence d'or d'épaisseur 1 $\mu$m en métallisation « pleine » sur la membrane rend celle-ci beaucoup moins souple b) la membrane métallisée est collée à la laque d'argent au quartz de part et d'autre de la zone active des 10 mm, ce qui limite sa mobilité. Le déplacement maximal de la membrane du déphaseur est estimé autour de 10 $\mu$m, loin des 100 $\mu$ de la première expérience.
- expérimentalement, le gap d'air au repos est significatif ($>$ 100 $\mu$m), car la goutte d'eau ne permet pas de soutenir la membrane à proximité suffisante du quartz. Or nous avons pu voir sur les simulations que l'essentiel du déphasage se produit quand le gap d'air est compris entre 0 et 90 $\mu$m. (Cf. Fig. 4.7(b))

A partir de ces constats, plusieurs pistes sont envisagées pour améliorer le déphasage :

- Amélioration de la mobilité de la membrane. Il est possible d'agir sur plusieurs facteurs : l'épaisseur de la membrane, la largeur et l'épaisseur de l'or du plan de masse peuvent être abaissés. On peut également donner des degrés de libertés supplémentaires à la membrane en la découpant sur les côtés ou en réalisant des corrugations comme dans [67]

– Amélioration du positionnement de la membrane près du quartz : il est envisageable de « tendre » le plan de masse plus près du quartz, mais au dépens de la mobilité de la membrane. Une autre piste réside dans l'utilisation d'une goutte plus visqueuse (par exemple du métal liquide) qui pourrait repousser la membrane près du quartz.
– Enfin l'électromouillage peut être amélioré en optimisant la structures des électrodes [207] ou la qualité du diélectrique en introduisant des surfaces superhydrophobes [208]

### 4.1.3 Actionnement électromagnétique

Dans un deuxième temps, nous avons mis en place une méthode d'actionnement hybride électromagnétique qui génère des forces plus importantes, de manière à valider expérimentalement le fonctionnement du déphaseur.

#### Structure et principe d'actionnement

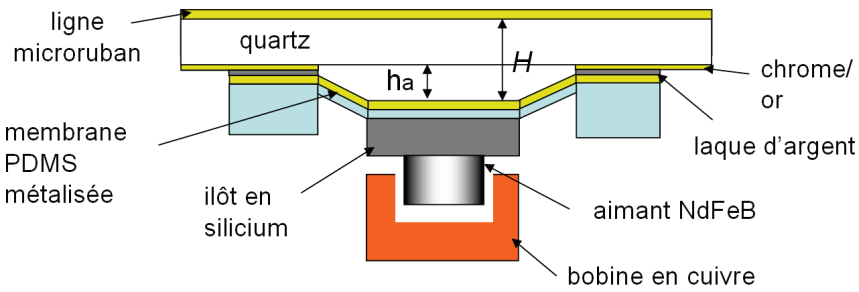
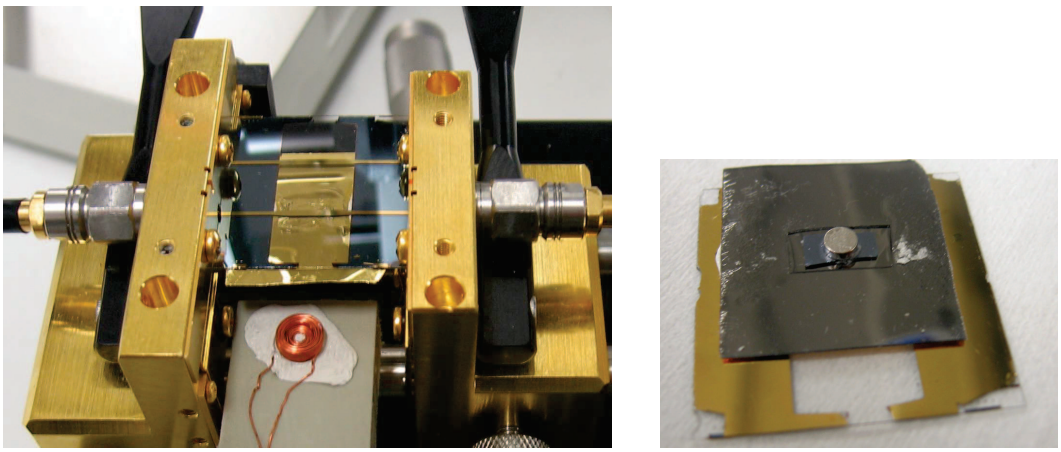


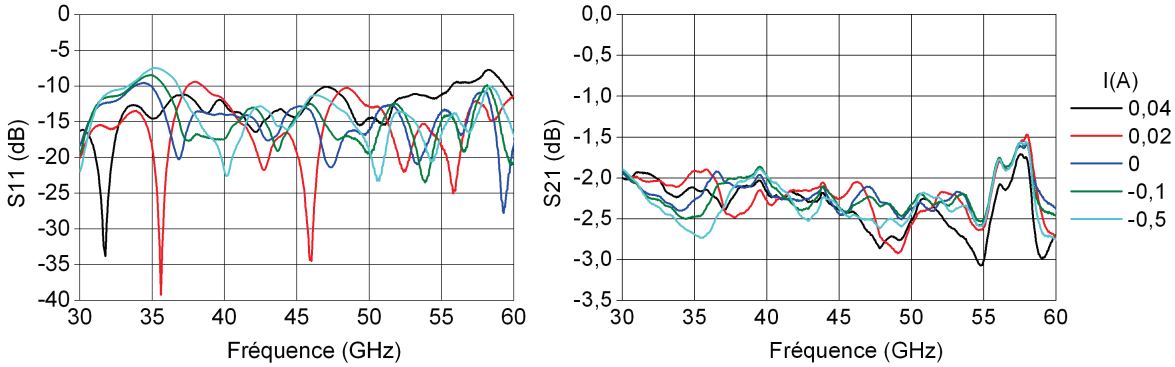

Figure 4.17 – Schéma de principe du déphaseur avec actionnement électromagnétique bobine-aimant

La structure d'actionnement bobine-aimant est rappelée Fig. 4.17. On utilise un aimant cylindrique NdFeB d'aimantation 1,38 T de diamètre 3mm et de hauteur 1mm et une bobine de type solénoïde creux de 6 mm de hauteur totale et de résistance 0,8 Ω parcourue par un courant continu (Voir Fig. 4.18). Cette configuration a été utilisée à des fins de démonstration du déphasage et n'a pas fait l'objet d'une optimisation particulière. Pour les courants négatifs dans la bobine, l'aimant est repoussé par la bobine et inversement pour les courants positifs.



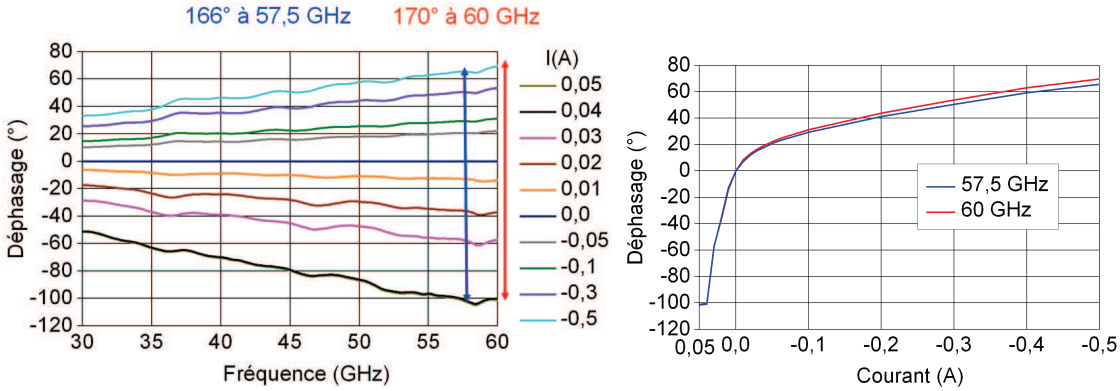
(a) (b)

Figure 4.18 – Prototype de déphaseur (a) sur la cellule de mesure (b) face arrière




(a) (b)

Figure 4.19 – Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 en fonction du courant




(a) (b)

Figure 4.20 – (a) Déphasage $\Delta\phi_{21}$ en fonction de la fréquence pour différents courants dans la bobine. La position de référence est I=0,0 A. (b) Déphasage en fonction du courant à 57,5 GHz et 60 GHz

Tableau 4.3 – Paramètres mesurés du déphaseur complet à 60 GHz et correction par épluchage : on retire 0,31 dB [pertes simulées dans les accès] aux pertes d'insertion pour obtenir les données relatives à la section centrale de 10 mm

| I (A) | $h_a$ ($\mu$m) | S11 (dB) | S21 (dB) | $\Delta\phi_{21}$ (° ou °/cm) | FOM (°/dB) | | $S21_{épluché}$ (dB) | $FOM_{épluchée}$ (°/dB) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,04 | 0 | -11,6 | -2,70 | 0 | 0 | | -2,39 | 0 |
| 0,02 | | -11,4 | -2,74 | 63 | 23 | | -2,42- | 26 |
| 0 | 100 | -18,3 | -2,38 | 100 | 36 | | -2,06 | 41 |
| -0,1 | | -20,7 | -2,47 | 131 | 48 | | -2,16 | 54 |
| -0,5 | 200 | -16,7 | -2,75 | 170 | **62** | | -2,43 | **70** |

Tableau 4.4 – Paramètres mesurés du déphaseur complet à 57,5 GHz et correction par épluchage : on retire 0,30 dB aux pertes d'insertion pour obtenir les données relatives à la section centrale de 10 mm

| I (A) | $h_a$ ($\mu$m) | S11 (dB) | S21 (dB) | $\Delta\phi_{21}$ (° ou °/cm) | FOM (°/dB) | | $S21_{épluché}$ (dB) | $FOM_{épluchée}$ (°/dB) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0,04 | 0 | -9,0 | -1,71 | 0 | 0 | | -1,41 | 0 |
| 0 | 100 | -11,0 | -1,60 | 101 | 59 | | -1,30 | 72 |
| - 0,5 | 200 | -13,9 | -1,56 | 166 | **97** | | -1,26 | **118** |

### Mesures hyperfréquences

Le déphaseur a été mesuré dans la bande 30-60 GHz pour différentes valeurs du courant dans la bobine. Le coefficient de réflexion et les pertes d'insertion sont donnés Fig. 4.19 et le déphasage $\Delta\phi_{21}$ Fig.4.20. Les données - obtenues par mesure optique et précises à 15 $\mu$m près - reliant le courant I dans la bobine et $h_a$ sont les suivantes : $h_a$=0 $\mu$m pour I=0,04 A et plus (1,3 mW) [ le plan de masse est « plaqué » contre le quartz], $h_a$=100 $\mu$m pour I=0,0 A et $h_a$=200 $\mu$m pour I= - 0,5 A (200 mW).

Les principales informations issues des mesures sont les suivantes :

- le déphaseur est globalement adapté à -10 dB sur la bande 30-60 GHz dans les différentes positions.
- les pertes d'insertion dans le déphaseur sont d'environ 2,5 dB.
- le déphasage atteint 170 ° pour environ 200 $\mu$m déplacement.( 277° en simulation)
- la figure de mérite corrigée à 60 GHz, pour un déplacement de 200 $\mu$m, est de 72 °/dB et la figure de mérite corrigée est maximale à 57,5 GHz et atteint 118 °/dB. Plus de 600°/dB

étaient obtenus en simulation pour le même déplacement.

### Discussion et conclusion

**Déphasage** Le déphasage obtenu à 60 GHz (170°) pour un déplacement de 200 $\mu$m est significatif mais néanmoins inférieur au déphasage simulé à la même fréquence (270°). Si le déphasage expérimental pour $h_a$ compris entre 100 et 200 $\mu$m (70 °) est comparable au déphasage simulé pour $h_a$ compris entre 110 et 210 $\mu$m (57°), il existe un écart important pour la plage [0;110$\mu$m]. Nous interprétons cet écart par un « plaquage » non uniforme du plan de masse sur le quartz pour $h_a$ proche de 0 $\mu$m. Il reste très probablement un gap d'air résiduel à certains endroits de la zone centrale de 6mm, qui suffit à entraîner une baisse du déphasage.

**Pertes d'insertion et figure de mérite** Les pertes d'insertion totales mesurées à 60 GHz - et sur l'essentiel de la bande 30-60 GHz - ($\sim$ 2,5 dB) sont très supérieures aux simulations ($\sim$ 0,65 dB), ce qui grève assez fortement la figure de mérite. Ces pertes peuvent provenir de deux facteurs :(a) l'état dégradé du quartz sur la tranche (voir Fig. 4.18(b)), qui génère un mauvais contact avec la cellule de mesure.(c) l'interconnexion des plans de masse en or (sur quartz et PDMS, respectivement) [Voir Fig. 4.17] à l'aide de laque d'argent faiblement conductrice et surtout adhérant faiblement à l'or. Cette interconnexion peut être améliorée en remplaçant le plan de masse sur quartz par du cuivre, qui adhère mieux à la laque d'argent ou alors en réalisant une brasure sous atmosphère contrôlée à l'aide d'un alliage fondant à basse température comme l'InSbBi eutectique (fondant à 63°C).

Nous attendons une réduction des pertes d'insertion à une valeur inférieure à 1 dB pour le déphaseur complet (cette valeur de pertes a été mesurée pour un déphaseur à plan de masse en cuivre, mais non reconfiguré) et une figure de mérite expérimentale supérieure à 250 °/dB une fois les pertes réduites.

**Optimisation de l'actionnement** L'interaction électromagnétique doit être optimisée pour réduire la consommation. Pour repousser l'aimant entre $h_a$=100 $\mu$m et $h_a$=0 $\mu$m, et obtenir un déphasage de 100 °, une puissance de 1,3 mW est consommée en continu. Celle-ci peut être réduite significativement par réduction de la taille (et donc du poids) de l'aimant, et par optimisation de la bobine. [106, 209]

**Montée en fréquence** Ce type de déphaseur est ultra large bande et peut fonctionner en bande W, voire plus. En revanche, la caractérisation dans les bandes de fréquence très élevées nécessite des mesures sous pointes et il faut passer en coplanaire.

**Conclusion** En résumé, nous avons donc démontré expérimentalement un déphasage de 166°, et une figure de mérite FOM maximale de 118 °/dB à 57,5 GHz pour une longueur de déphaseur de 10 mm. Ce résultat peut être sensiblement amélioré en réduisant les pertes, qui sont essentiellement imputées à l'interconnexion des plans de masse.

De manière générale, l'interconnexion en post-processing entre métallisations sur PDMS avec d'autres conducteurs présente des défis et est à étudier plus avant.

### 4.1.4 Conclusion et perspectives

Dans cette section nous avons conçu, fabriqué et mesuré un déphaseur pouvant être utilisé de manière analogique ou numérique, très large bande et ultra bas-coût sur quartz basé sur la variation de la constante diélectrique relative d'une ligne microruban 50 Ω. Cette variation de $\varepsilon_{reff}$ est obtenue par reconfiguration d'un plan de masse mobile sur PDMS et d'un gap d'air correspondant à son déplacement vertical.

Numériquement, on obtient une figure de mérite maximale à 60 GHz de 815 °/dB et un déphasage continu de 220 ° pour 110 $\mu$m de déplacement sur une section de déphaseur de 10 mm de long. Cette figure de mérite théorique a une valeur très au delà de l'état de l'art en bande millimétrique.

Deux types d'actionnement ont été mis en place : un actionnement novateur par électromouillage sur diélectrique et un actionnement par électromagnétique par interaction bobine-aimant.

Ce dernier actionnement a permis de démontrer un déphasage de 166 ° et une figure de mérite maximale de 118 °/dB à 57,5 GHz sur une section de déphaseur de 10mm et pour un déplacement de membrane de 200 $\mu$m, ce qui est un résultat à l'état de l'art, et présentant un fort potentiel d'amélioration. C'est un premier pas très prometteur sachant que la fabrication est ultra bas-coût et peu complexe notamment par rapport aux procédés RF-MEMS classiques.

L'utilisation de substrats de plus forte permittivité et faibles pertes comme de l'alumine permettra également d'améliorer les performances de déphasage et de figure de mérite. De

manière générale, les plans de masse sur élastomères reconfigurables - et donc les déphaseurs - sont implémentables sur une grande variété de substrats hyperfréquences.

A l'avenir, nous envisageons d'intégrer ce type de déphaseur dans un réseau phasé d'antennes très bas coût fonctionnant à 60 GHz, voire à des fréquences plus élevées. Avec la brique technologique « gap d'air à plan de masse mobile », il est également possible de coupler les fonctionnalités de reconfiguration sur la même couche technologique : les déphaseurs pour le dépointage, voire la synthèse de faisceau, couplés avec des antennes accordables en fréquence de conception similaire.

## 4.2 Antennes à balayage mécanique

Nous allons à présent nous intéresser aux antennes à balayage mécanique de type « scanner » à base de bras de torsion sur PDMS.

Les avantages de ce type d'antennes sont :

- un contrôle continu de l'angle
- un gain quasi-constant dans toutes les directions
- une certaine simplicité aux fréquences élevées par rapport aux solutions traditionnelles d'antennes faisant appel à des réseaux phasés ou la commutation entre plusieurs éléments rayonnants.
- la possibilité de faire du balayage 2D avec une structure à deux bras de torsion souples indépendants.

L'état de l'art pour ce type d'antennes est actuellement détenu par Baek, Kwon *et al.* [5, 72], qui réalisent une antenne scanner 2D 2x2 éléments en bande V à bras de torsion en BCB à actionnement électromagnétique (nickel électrolysé / bobines massives). Le dépointage 2D obtenu en opération est +/- 18 ° et 40 ° à la rupture avec une structure de type cardan.

### 4.2.1 Conception

Pour la conception d'antennes à balayage de type scanner, le critère important est que la ligne d'alimentation puisse supporter la torsion, et l'antenne en elle-même n'a pas forcément à être souple. Plusieurs designs sont ainsi possibles, incluant :

- une alimentation par couplage de proximité, par exemple avec une ligne coplanaire (Fig. 4.21 (a)). Ce design a pour grand avantage d'avoir une unique couche de métal sur PDMS au niveau du bras de torsion. Pour la couche supérieure de substrat, on peut penser à des antennes préencapsulées dans du quartz du type de celles développées par E. Herth *et al.* [119], qui feraient l'objet d'un collage plasma $O_2$ sur le PDMS.
- une alimentation par fente (Fig. 4.21 (a)). Ce design permet également de découpler technologiquement la ligne d'alimentation souple et l'antenne.
- une alimentation par ligne microruban.

Finalement, par souci de compatibilité avec le reste des travaux, nous avons décidé de réaliser une antenne scanner alimentée par ligne microruban (Voir Fig. 4.22), et d'utiliser le design d'antenne réseau sur membrane étudié au chapitre 2 (rappelé Fig. 4.23).

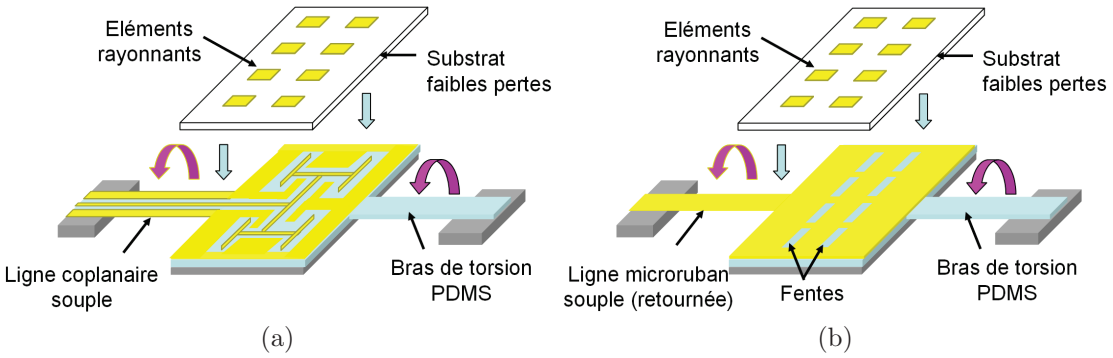



Figure 4.21 – Schéma de principe (a) antenne scanner alimentée par couplage de proximité avec une ligne coplanaire (b) antenne scanner alimentée par fente via une ligne microruban (le ruban est ici masqué par le plan de masse)

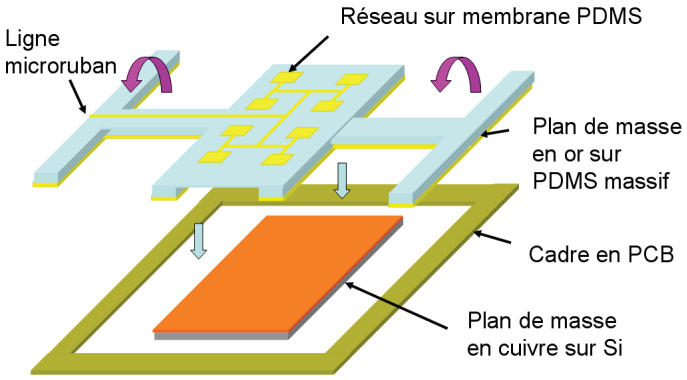



Figure 4.22 – Schéma de principe d'une antenne scanner sur membrane PDMS alimentée par ligne microruban

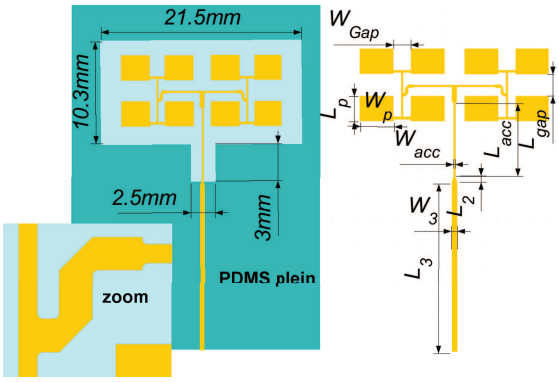



Figure 4.23 – Structure du réseau microruban. $W_p = 3100\mu m, L_p = 2225\mu m, W_{acc} = 170\mu m, L_{acc} = 4544\mu m, L_2 = 470\mu m, W_3 = 540\mu m, L_3 = 14732\mu m, L_{gap} = 1855\mu m, W_{gap} = 1600\mu m$

Nous rappelons ici les principales caractéristiques mesurées de cette antenne.

- fréquence de résonance : 56,35 GHz
- adaptation à la résonance : - 52 dB
- bande passante à - 15 dB : 4,4 GHz (7,8 %)
- ouverture à -3 dB dans le plan H : 14 ° , et 27 ° dans le plan E :
- directivité : 17,7 dB
- gain : 12,3 dB
- efficacité radiative : 28 %, corrigée de l'accès sur PDMS massif : 74%

### 4.2.2 Simulation : Evaluation des effets de la torsion sur une ligne microruban

La variation des propriétés d'une antenne scanner en fonction de l'angle de balayage peuvent être causées par deux effets :

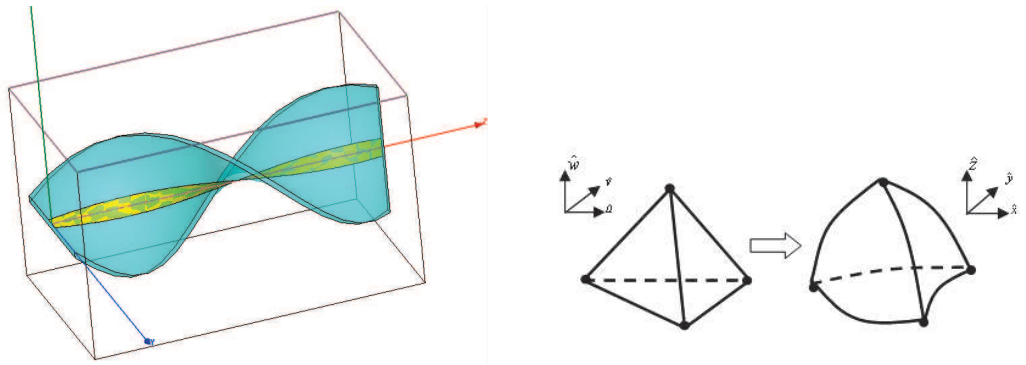
- la présence d'un éventuel « cadre » - servant d'élément de support au scanner - dans le demi-espace en vis-à-vis de l'antenne
- la torsion de la ligne microruban

Le premier effet peut être limité en réalisant le cadre suffisamment loin des éléments rayonnant dans un matériau faible permittivité et faibles pertes, voire annulé en réalisant l'élément de support sous l'axe de torsion (Voir Fig. 4.32).

L'effet de la torsion de la ligne est étudié plus en détail : une ligne microruban 50 Ω sur PDMS massif ($H$=200 $\mu$m, W=540 $\mu$m, L=10 mm) est analysée numériquement sous HFSS (Fig. 4.24 (a)) en fonction de l'angle de torsion. La version 13 du logiciel permet d'utiliser des éléments de maillage curvilinéaires (Fig. 4.24 (b)) ainsi qu'un maillage « tolérant », ce qui permet de simuler des structures fortement déformées alors qu'un maillage classique de la version 11 échoue à reconstruire les surfaces.

Les paramètres S de la ligne à 60 GHz en fonction de l'angle sont donnés Fig. 4.25 : les pertes d'insertion sont très peu affectées par la torsion et l'adaptation de la ligne reste très bonne(<-14 dB) jusqu'au demi-tour (0 - 180 °) au moins.

En conclusion une torsion linéique de 180 °/cm affecte très peu la ligne microruban, ce qui était prévisible théoriquement pour ce type de ligne propageant un mode quasi TEM. En conséquence, on peut attendre que les propriétés du réseau complet restent stables.



(a) (b)

Figure 4.24 – (a) Configuration de simulation HFSS pour ligne microruban 50 Ω sous torsion (ici d'angle 270 °) (b) Elément de maillage curvilinéaire

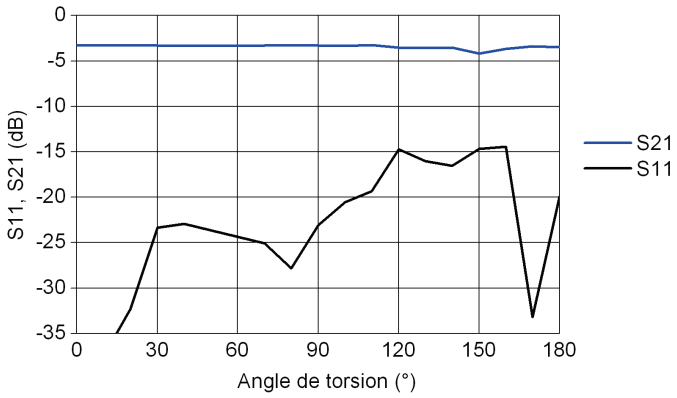



Figure 4.25 – Amplitudes des paramètres S à 60 GHz d'une ligne 50 Ω sur PDMS massif en fonction de l'angle de torsion

D. Ortiz [210] a simulé une antenne scanner 4x1 éléments sur membrane PDMS sur un code FDTD autour de 60 GHz, dans une configuration où l'élément de support - est proche des éléments rayonnants : les composantes principales sur les diagrammes de rayonnement varient très peu entre 0 et 90 °, par contre les composantes croisées dans les plan E et H montent avec la torsion.

### 4.2.3 Fabrication

La fabrication de l'antenne scanner sur membrane microruban est détaillée Fig. 4.26 en coupe transversale. L'antenne est constituée par l'assemblage successif de quatre éléments (Voir Fig. 4.22) :

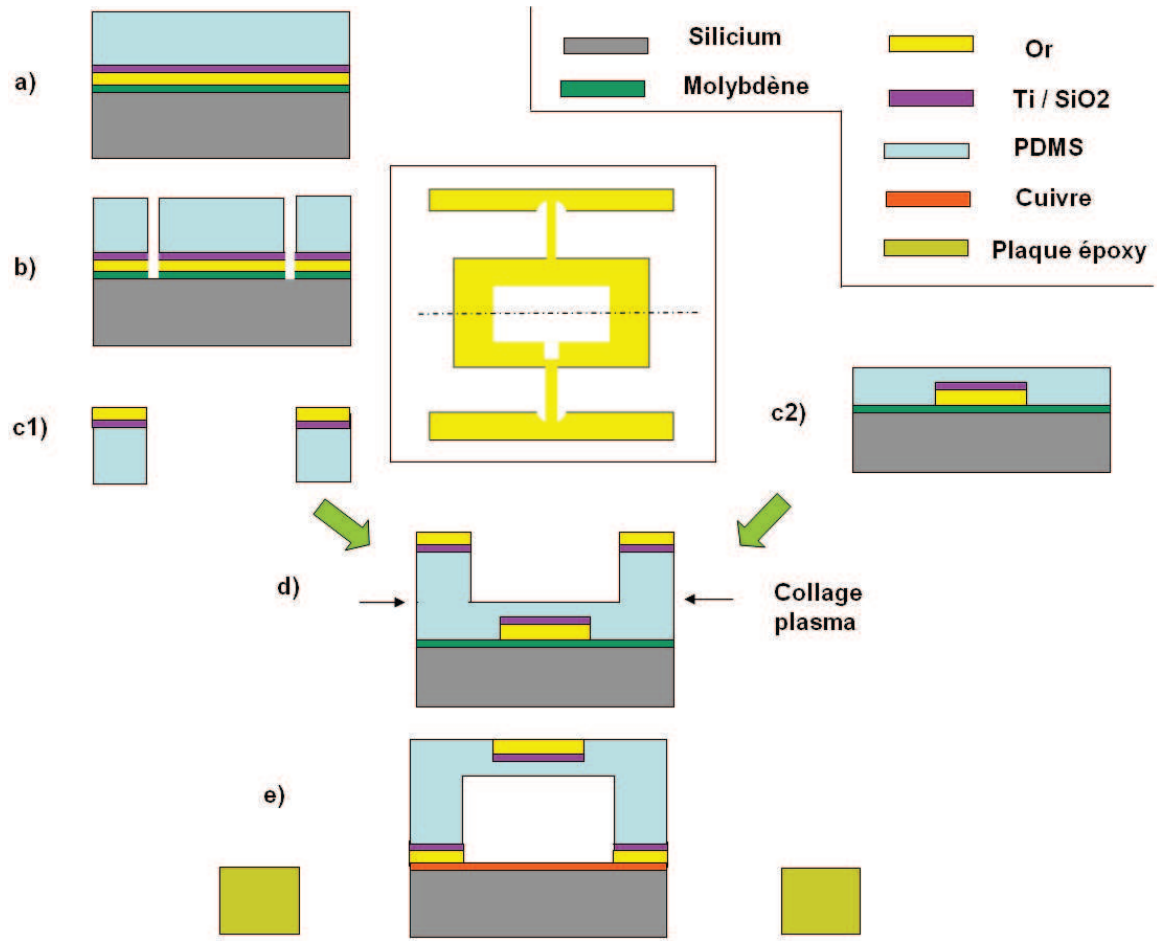



Figure 4.26 – Etapes principales de microfabrication d'une antenne scanner sur membrane PDMS

- un plan de masse sur PDMS massif (étape a1) à c1)), dont la forme est décrite dans l'encadré.
- un wafer avec les éléments rayonnants de l'antenne, après enduction de la membrane (étape c2) )
- un élément de support en plaque époxy fibrée
- un plan de masse de cuivre sur silicium au niveau de la membrane

Le procédé de fabrication dérive pour l'essentiel du procédé n°1 décrit au chapitre 2 :

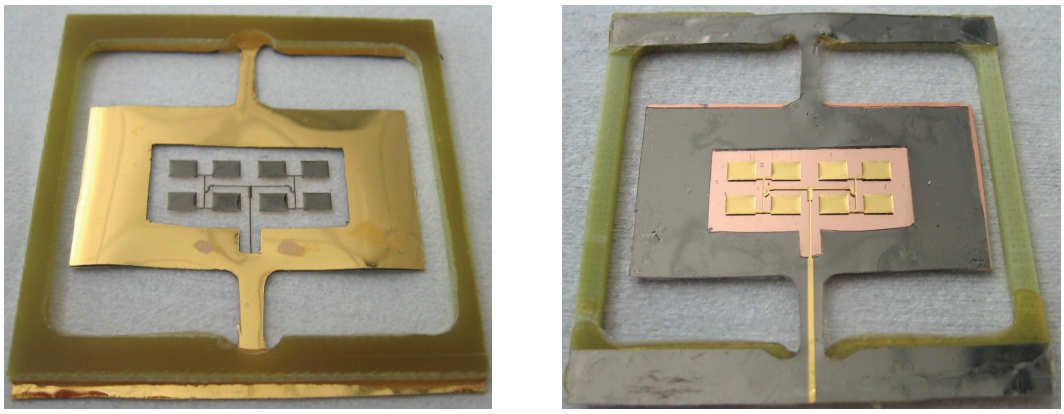
Sur un premier wafer de silicium, des couches de Mo(100 nm), Au (1200 nm), Ti (50 nm) sont pulvérisées pleine plaque et une couche de 50 nm de $SiO_2$ est déposée en PECVD (étape a1)). Une couche de 180 $\mu$m de PDMS est ensuite enduite et polymérisée à température ambiante. Ces couches sont découpées au scalpel selon la forme détaillée dans l'encadré. Celle-ci définit

les bras de torsion du scanner et le cadre de la membrane. Le plan de masse ainsi réalisé est ensuite relâché par sous gravure de la couche de molybdène à l'eau oxygénée.

Sur un deuxième wafer de silicium, on définit les éléments rayonnants de l'antenne comme au chapitre 2 [Mo (100 nm) pleine plaque, puis en motif : Au (1,5 $\mu$m) électrolysé, Ti (50 nm) pulvérisé, $SiO_2$ (50 nm) PECVD]. On enduit ensuite une membrane de 20 $\mu$m de PDMS.

A l'étape d) le plan de masse sur PDMS réalisé aux étapes a1) à c1) est tout d'abord collé par plasma $O_2$ sur le deuxième wafer, puis un cadre de support en plaque époxy fibrée est collé à la colle époxy. La structure est ensuite relâchée du wafer par sous-gravure du molybdène à l'eau oxygénée. Une photographie du dispositif après cette étape est donnée Fig. 4.27 (a). On notera qu'une « languette » déborde du cadre époxy pour permettre les mesures en impédance dans la cellule Anristu.

Enfin une plaque de silicium métallisée avec du cuivre (1 $\mu$m) est assemblée avec de la laque d'argent au niveau de la partie centrale sous la membrane. Cette plaque sert à la fois de plan de masse et d'élément de support pour rigidifier la partie centrale. L'antenne scanner finalisée est présentée Fig. 4.27 (b).

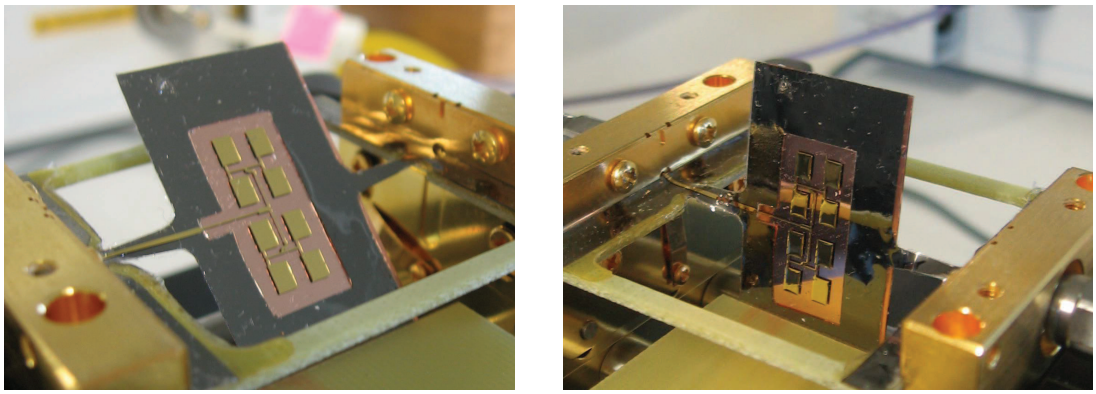


(a) (b)

Figure 4.27 – Prototype d'antenne scanner (a) Face arrière, avant montage du plan de masse en cuivre (b) Face avant, prototype terminé

### 4.2.4 Mesures

L'antenne a été ensuite mesurée en impédance dans la cellule Anristu (voir Fig. 4.28) avec des angles de dépointage allant de + 100 ° à moins 90 °.



(a) (b)

Figure 4.28 – Mesure de l'antenne scanner sur la cellule Anritsu (a) Dépointage de 45 ° (b) Dépointage de 90 °

Pour cette mesure, l'actionnement est assuré manuellement par une plaque de PCB reliée à une monte-et-baisse. Le coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de l'angle de torsion est donnée Fig. 4.29 :

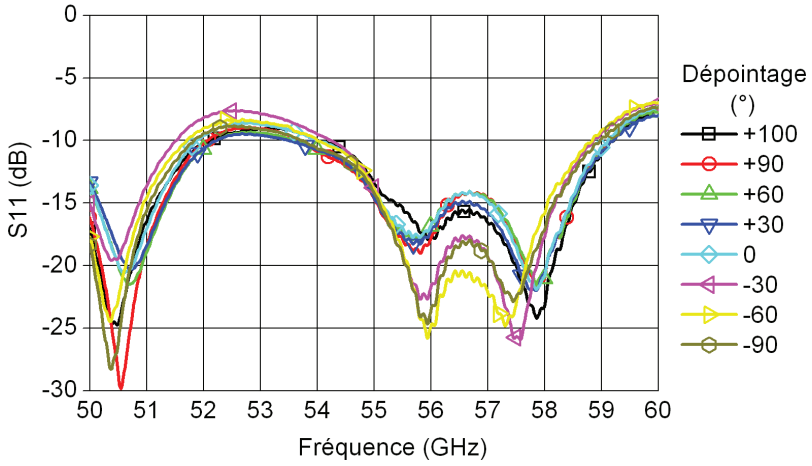



Figure 4.29 – Coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de l'angle de torsion

La torsion occasionne peu de modifications sur le coefficient de l'antenne. La résonance de l'antenne se trouve autour de 55,85 GHz avec +/- 0,15 GHz de décalage selon les positions. Les courbes entre 0 et + 90° sont quasiment confondues. Pour les angles négatifs, on observe une baisse du coefficient de réflexion à la résonance. Nous attribuons ces légers décalages aux conditions expérimentales, qui font apparaître de la flexion sur la ligne en plus de la torsion. Les contraintes générées changent l'interconnexion entre la ligne et la mâchoire de la cellule.

Par ailleurs, il y a également un léger décalage entre les propriétés en impédance de l'antenne scanner en comparaison avec l'antenne réseau de même design étudiée au chapitre 2, dont la résonance est trouvée à 56,35 GHz. Ce décalage est attribué au fait que nous n'avons pu insérer de cales entre les mâchoires de la cellule pour cette mesure de manière à empêcher l'écrasement du PDMS, modifiant par là même la réponse en impédance.

En résumé, nous avons montré que l'antenne scanner pouvait fonctionner sur une plage angulaire très importante (+100/ -90°), **un dépointage de plus de cinq fois l'état de l'art pour ce type d'antennes**, avec des variations d'impédance mineures. La rupture des pistes métalliques se situe certainement encore beaucoup plus loin en termes d'angle, mais cette donnée n'a pu être mesurée pour conserver l'échantillon intact. Les mesures de rayonnement seront effectuées prochainement à l'IETR pour finaliser l'étude.

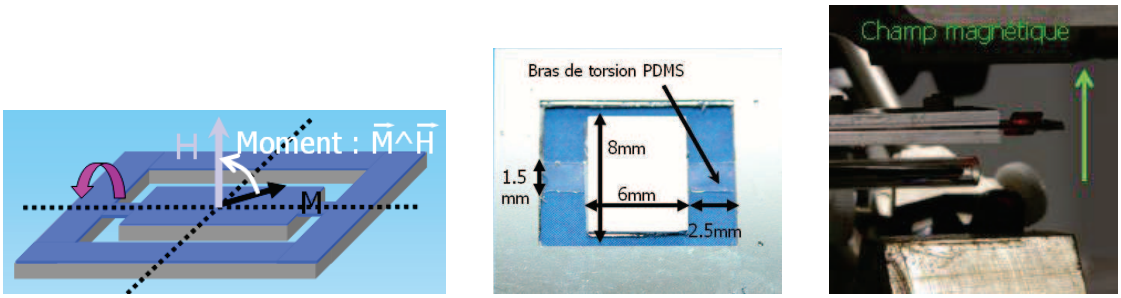
### 4.2.5 Techniques d'actionnement : perspectives

Plusieurs techniques sont envisagées pour actionner le scanner. Au vu de la taille et des courses centimétriques du dispositif et des angles de torsion recherchés (+/- 90 °), des solutions hydrides, voire macroscopiques s'imposent.

**Couches magnétiques dures** Dans [211] Leclerc, Tiercelin et *al.* développent un scanner optique à bras de torsion en PDMS actionné électromagnétiquement. L'interaction est créée entre des bobines de Helmholtz produisant un champ vertical et une couche magnétique dure de 4 $\mu$m d'épaisseur et orientée dans le plan à 45 ° (Fig. 4.30). Cette dernière couche se trouve en face arrière de la partie mobile du scanner. Les angles de déflexion 2D obtenus sont de 80° et 5° pour un champ de 0,1 T. La résonance du mode de torsion est autour de 18 Hz.

Ce type d'actionnement requiert néanmoins un champ magnétique important qui ne peut être réduit qu'au prix de l'augmentation de l'épaisseur de la couche magnétique dure. De plus, l'actionnement requiert un champ magnétique vertical de commande sur un grand volume - donc une grande bobine -, et offre par conséquent peu de perspectives de réduction de volume.

**Bobines en pointe sous la partie centrale** Une solution plus compacte et compatible avec le balayage 2D grand angle réside dans la structure détaillée Fig. 4.31. La partie centrale mobile repose sur une pointe, qui est le support d'un bobinage. Un aimant permanent, soit massif avec la forme proposée Fig. 4.31, soit en couche mince est réalisé sur le silicium. En jouant sur la




(a) (b) (c)

Figure 4.30 – Scanner optique à bras de torsion PDMS [211] (a) Principe d'actionnement pour le balayage 2D (b) Prototype (c) Prototype actionné

conception de la bobine et sur les directions de polarisation magnétique localement sur l'aimant, un balayage 2D est envisageable.

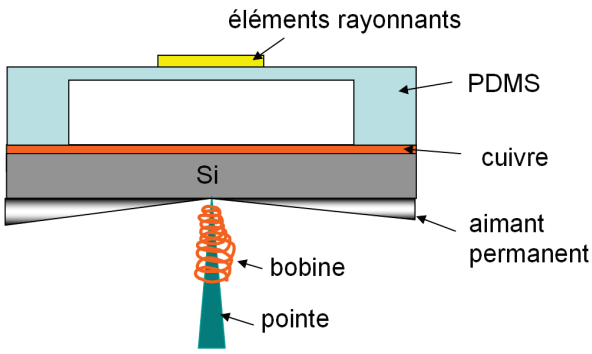



Figure 4.31 – Actionnement par bobine sur pointe

**Implémentation d'un micromoteur** Finalement, au vu des déplacements et balayages angulaires recherchés, la solution la plus simple - pour le balayage 1D - est l'implémentation d'un micromoteur pas à pas dans l'axe du scanner (Fig. 4.32). Cette solution présente également l'avantage de « forcer » le mouvement et donc de s'affranchir de la résonance mécanique naturelle du scanner. Si les frottements fluides sur le scanner sont réduits - par exemple par l'encapsulation sous vide de l'antenne - des vitesses de reconfiguration de l'ordre de la milliseconde peuvent être atteints.

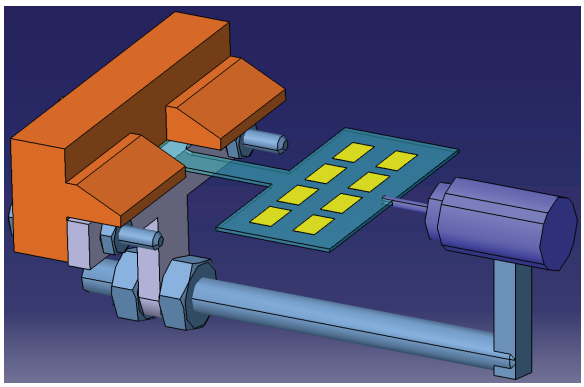


Figure 4.32 – Schéma de principe d'une antenne à balayage 1D actionnée par micromoteur (image : Y. Orlic)

### 4.2.6 Conclusion

Nous avons ici étudié une antenne à balayage mécanique de type scanner à bras de torsion PDMS. Le design choisi est une antenne réseau 4x2 éléments sur membrane PDMS alimentée par ligne microruban, la même qu'au chapitre 2. Nous démontrons tout d'abord numériquement que de fortes torsions linéiques (+/- 180 °/cm) n'impactent pas négativement le fonctionnement des lignes microruban. La fabrication de l'antenne scanner est ensuite détaillée comme l'assemblage de différentes briques développées précédemment. L'étude expérimentale en impédance montre qu'on peut obtenir un balayage angulaire **continu** très élevé de **+100 / - 90** ° sans endommager l'antenne et en faisant varier de manière minimale le coefficient de réflexion. **Ce balayage angulaire est plus de cinq fois plus élevé que l'état de l'art pour les antennes de type scanner**. Par contre l'encombrement total de l'antenne est de plusieurs $cm^3$. L'étude en rayonnement doit confirmer que le diagramme et le gain sont quasi-constants dans toutes directions. Enfin des pistes pour l'actionnement du scanner sont proposées.

## 4.3 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre, nous avons exploré deux types de composants ultrasouples et bas-coût pour le balayage angulaire : des déphaseurs à implémenter au sein de réseaux phasés et des antennes à balayage de type scanner.

Pour les déphaseurs, le type de structure choisi est une ligne microruban 50 Ω sur quartz d'épaisseur 250 $\mu$m à plan de masse mobile sur PDMS. La variation de permittivité effective relative dans la ligne causée par le déplacement du plan de masse - et la reconfiguration d'un gap d'air - cause le déphasage. En simulation, on obtient une figure de mérite maximale à 60 GHz très élevée de **815°/dB** et un déphasage **continu** de **220°** sur une section de déphaseur de 10 mm pour un déplacement vertical du plan de masse de 110 $\mu$m. Deux types d'actionnement sont développés pour reconfigurer le plan de masse : un actionnement original par électromouillage sur diélectrique (EWOD) et un actionnement - plus puissant - par interaction électromagnétique bobine - aimant. Cette dernière méthode d'actionnement a permis d'obtenir expérimentalement à 57,5 GHz une figure de mérite de **118°/dB** et un déphasage **continu** de **166°** pour un déplacement du plan de masse sur membrane de 200 $\mu$m. Ce résultat - à l'état de l'art - est très prometteur pour un premier développement, et un doublement de la figure de mérite par réduction des pertes est attendu. Surtout, la fabrication de ce type de dispositifs est très simple en comparaison des déphaseurs RF-MEMS classiques - qui sont les seuls concurrents dans ces plages de figures de mérite -, le coût est très faible et l'intégration des plans de masse souples mobiles est possible sur un grand nombre de substrats. En contrepartie, seules des vitesses de reconfiguration supérieures à la milliseconde sont à attendre.

Dans un deuxième temps des antennes de type scanner à bras de torsion PDMS, conçues sur la base des antennes développées au chapitre 2, sont étudiées et une méthode de fabrication est développée avec succès. Nous démontrons numériquement - puis expérimentalement - que de fortes torsions sur les lignes microruban ont peu d'impact sur leurs caractéristiques. Les mesures en impédance montrent qu'on peut obtenir un balayage angulaire **continu** de **+100/-90** ° sans affecter significativement la réponse de l'antenne. **Ce dépointage est plus de cinq fois plus élevé que l'état de l'art pour ce type d'antennes** et n'a pas pu être obtenu que grâce à l'utilisation d'un matériau élastomère. Des vitesses de balayage angulaire de l'ordre de la milliseconde sont attendues grâce à l'implémentation d'une motorisation et l'encapsulation

sous vide du dispositif.

Les déphaseurs, tout comme les antennes scanner se positionnent donc comme des composants très bas-coût et pouvant concurrencer les dispositifs actuels respectivement en terme de figure de mérite et de balayage angulaire, au prix d'une vitesse de reconfiguration supérieure à la milliseconde. Pour les deux types de dispositifs, la montée en fréquence apparaît relativement aisée et permettra de se démarquer fortement des solutions de type « solid-state ».

# 5. Conclusion générale

L'objectif de cette thèse a été l'étude d'antennes et dispositifs hyperfréquences microrubans ultrasouples en bande millimétrique, reconfigurables mécaniquement grâce à l'apport des microsystèmes.

Cette thématique de recherche extrêmement pluridisciplinaire, qui s'inscrit largement dans le mouvement de fond actuel de « l'électronique souple » hautes fréquences, nous a amené à côtoyer des domaines aussi variés que les hyperfréquences, les télécommunications, le magnétisme, la mécanique des milieux continus, la fluidique, la physique des polymères ou encore les micro-nanosystèmes et les techniques de microfabrication et de caractérisation qui leur sont associées. Les dispositifs étudiés dans cette thèse ont été conçus, simulés, fabriqués et mesurés, et ont donnés lieu à de nombreux développements originaux sanctionnés par un brevet.

Dans le **chapitre 1**, une étude bibliographique sur les antennes reconfigurables et leur intérêt en bande millimétrique a été présentée. Les avantages et limitations des différentes techniques (composants semiconducteurs, matériaux actifs, RF-MEMS, reconfiguration structurale/mécanique) ont été discutés à travers l'étude d'antennes accordables en fréquence et à balayage angulaire : les solutions classiques font face à des coûts, une complexité et des pertes accrus avec la montée en fréquence en bande millimétrique et au delà. La reconfiguration structurale apparaît donc comme une approche originale et pertinente, à condition d'utiliser des matériaux présentant des propriétés mécaniques et électriques adéquates, un coût faible et une simplicité de micro-usinage, ainsi que des techniques d'actionnement adaptées. Dans ce contexte, l'utilisation d'élastomères comme le PDMS couplée à des techniques d'actionnement microsystèmes grand déplacements prend tout son sens. La problématique est alors la suivante : est-ce que des solutions de reconfigurations mécanique d'antennes basées sur des matériaux ultrasouples comme le PDMS peuvent concurrencer, voire dépasser les systèmes actuels en termes de performances, coût, compacité, complexité, consommation énergétique et fiabilité ?

Dans ce cadre, quelles sont les techniques de conception, fabrication et mesures à mettre en oeuvre ? Dans le **chapitre 2**, les propriétés mécaniques et électriques du PDMS ont été

tout d'abord abordées : son module d'Young est 2,1 MPa - 3 ordres de grandeur inférieur aux substrats « souples » classiques - et ses propriétés diélectriques dans la bande des 60 GHz sont $\varepsilon$=2,68 et tan $\delta$ = 0,04. Micro-usinées, les lignes microruban 50 $\Omega$ sur membrane présentent des pertes comparables à celles sur substrats millimétriques usuels ($\sim$ 0,5 dB/cm). La viabilité d'une technologie d'antennes microruban sur membrane PDMS alimentées par ligne microruban a été ensuite démontrée, en étudiant intégralement une antenne patch et un réseau 4x2 éléments. Les modélisations numériques ont été effectuées sur le code éléments finis commercial Ansoft HFSS, bien adapté au traitement de géométries complexes. Les problématiques liées à la fabrication des antennes sur PDMS ont été résolues : un procédé fiable de métallisation épaisse du PDMS, qui plus est reproductible et biocompatible a été développé et de larges membranes ont été fabriquées grâce au collage plasma $O_2$. Les mesures des antennes en impédance et en rayonnement, rendues complexes par l'extrême souplesse du PDMS, ont enfin été maîtrisées et un excellent accord entre simulations et mesures a été obtenu. Corrections faites des pertes dans les lignes d'accès sur PDMS massif, les antennes sur membrane PDMS présentent des rendements supérieurs à 74 %, comparables ceux d'antennes sur substrat massif faibles pertes en millimétrique.

Dans le **chapitre 3**, nous avons montré, au travers du brevet FR2955319 (et extension internationale WO2011086298), l'étendue des possibilités offertes par l'extrême souplesse du PDMS, couplée à des techniques d'actionnement grand déplacement, pour la réalisation de dispositifs accordables notamment des déphaseurs, des cavités résonantes de type Fabry-Pérot ou encore des antennes accordables en fréquence. La technique d'actionnement choisie doit pouvoir engendrer des déplacements de plusieurs centaines de micromètres et ne doit pas perturber la propagation des ondes hyperfréquences : les actionnements fluidiques et magnétiques sont privilégiés. Deux antennes microruban accordables sur membrane PDMS ont alors été étudiées. La première, étudiée au chapitre 2, a été reconfigurée par actionnement pneumatique et présente un accord en fréquence de 4,35 GHz (8,2 %) entre 55,35 GHz et 51 GHz, entre la position plate et la position « gonflée », ce qui est un résultat au delà de l'état de l'art en bande millimétrique pour ce type d'antennes. Par rapport aux dispositifs existants, la différence vient de l'utilisation d'un matériau beaucoup plus souple et de l'implémentation d'une technique d'actionnement permettant de grands déplacements, notamment en comparaison de l'électrostatique.

Une deuxième antenne, présentant deux caractéristiques clefs, a été ensuite conçue : une

strate d'alumine est rajoutée pour accroître l'accord en fréquence, et le ruban est réalisé en aimant permanent conducteur $Fe_{50}Pt_{50}$. Le report de FePt sur PDMS a fait l'objet d'un développement technologique inédit, et l'actionnement d'une membrane PDMS métallisée avec du FePt par interaction aimant - aimant mobile a été démontré. L'antenne présente un accord en fréquence théorique très important de 59 % entre 36 GHz et 65,8 GHz ce qui permet notamment d'envisager une utilisation sur des standards de télécommunications très éloignés, et des premiers résultats expérimentaux ont été obtenus. Les deux antennes présentent des paramètres d'impédance et de rayonnement très satisfaisants sur toute la plage de variation géométrique, ce qui valide le principe de reconfiguration structurale sur de grands déplacements, ainsi que l'alimentation adaptative fournie par les lignes d'accès microruban mobiles.

Enfin, dans **le chapitre 4**, deux types de composants pour le balayage angulaire ont été étudiés : des déphaseurs et des antennes à balayage mécanique de type scanner. Les déphaseurs sont basés sur des lignes microruban 50 Ω sur quartz, dont le plan de masse supporté par une membrane PDMS est mobile. Sur une section de 10 mm, on obtient numériquement à 60 GHz un déphasage de 220 ° et une figure de mérite très élevée de 815 °/dB pour un déplacement de membrane de 110 $\mu$m. Deux types d'actionnement ont été mis en place pour actionner la membrane : un actionnement original par électromouillage sur diélectrique (EWOD) et un actionnement plus puissant par interaction électromagnétique bobine - aimant. Pour ce deuxième actionnement, le déphasage expérimental à 57,5 GHz est 166 ° et la figure de mérite maximale est 118°/dB pour un déplacement de 200 $\mu$m, ce qui est un résultat à l'état de l'art et qui peut être améliorée en optimisant les interconnexions métalliques présentes dans la structure du déphaseur.

Une antenne à balayage angulaire de type « scanner » alimentée par ligne microruban a été enfin étudiée : nous avons montré numériquement et expérimentalement que la torsion de la ligne a très peu d'impact sur les propriétés de l'antenne. Les mesures en impédance ont prouvé qu'il est possible d'obtenir un balayage angulaire continu de +100/-90 ° sans affecter significativement la réponse de l'antenne. Ce dépointage est cinq fois plus élevé que l'état de l'art pour ce type d'antennes et n'a pas pu être obtenu que grâce à l'utilisation d'une technologie sur élastomère.

De manière générale, les dispositifs millimétriques développés lors de cette thèse présentent donc des performances hyperfréquences très intéressantes, égalant ou dépassant les dispositifs de même type en terme d'accord en fréquence, figure de mérite ou balayage angulaire, grâce à l'utilisation d'un matériau ultrasouple couplée à l'utilisation d'actionneurs grands déplacements magnétiques ou fluidiques.

Les avantages des dispositifs développés par rapport aux solutions basées sur des semiconducteurs ou des composants RF-MEMS classiques sont les suivants :

- un coût et une complexité de fabrication très faible : comparé par exemple aux technologies III-V ou microcommutateurs RF MEMS, le nombre, le coût et la complexité des étapes technologiques, ainsi que le coût des matériaux est très réduit.
- une reconfiguration continue ou discrète des dispositifs : qu'il s'agisse d'antennes accordables, de déphaseurs ou d'antennes à balayages, toutes les positions sont exploitables.
- une montée en fréquence facile : il est possible d'envisager des dispositifs se rapprochant du térahertz (300 GHz) en gardant les mêmes techniques et coûts de fabrication.

En revanche les limitations de la reconfiguration mécanique d'antennes et dispositifs microrubans sur élastomères sont :

- des temps de reconfigurations élevés (1- 100 ms) comparés aux solutions électroniques ($\sim$ 1 ns) ou RF-MEMS conventionnels ($\sim$ 0,1-10 $\mu$s)
- la dilatation thermique
- dans certains dispositifs, un encombrement volumique vertical accru

Selon le type d'applications, ces limitations seront acceptables ou non.

Plusieurs aspects restent à étudier :

- l'intégration d'éléments de contrôle structuraux permettra de contrôler dynamiquement les propriétés des dispositifs hyperfréquences au sein des boucles de contre-réaction, et permettra de contrebalancer les dérives mécaniques / thermiques.
- la fiabilité des dispositifs sur le long terme est à évaluer : les mécanismes de rupture et de fatigue des conducteurs d'épaisseur micronique sur élastomère restent à étudier.
- une étude mécanique complète des dispositifs, en tenant compte notamment des différents états de précontrainte des membranes élastomères, de leurs conditions aux limites et de

l'interface avec des métaux doit être effectuée.
- corrélée à l'étude mécanique, l'évaluation précise des coûts énergétiques de la reconfiguration de membranes élastomères doit être menée.

Ce travail présente enfin de nombreuses perspectives à plus ou moins court terme, incluant :
- la montée en fréquence au térahertz
- le développement de réseaux phasés
- l'intégration des antennes avec des circuits MMIC, puis avec des circuits directement intégrés sur élastomère
- l'intégration hétérogène multicouche des antennes avec d'autres types de technologies, avec notamment le développement d'une technologie de trous métallisés (vias)
- le développement d'antennes multifonctionnelles, en combinant plusieurs propriétés : balayage angulaire et agilité de faisceau, accord en fréquence et diversité de polarisation
- au-delà de la technologie microruban, l'étude de divers types d'antennes : monopoles, à ondes de surface, Yagi... et la recherche d'effets critiques dans la variation de leurs paramètres géométriques
- le développement d'un système de localisation/tracking incluant les antennes à balayages mécaniques
- l'exploration des domaines où les dispositifs sont fortement contraints dans leur conception et peuvent bénéficier d'antennes ultrasouples /ultraconformables/résistantes aux vibrations : biomédical, l'aviation, communications mobiles

Enfin, les briques technologiques développées pendant cette thèse, notamment la métallisation épaisse du PDMS et le report d'aimants permanents, ne se limitent pas au domaine des hyperfréquences et sont de nature à être utiles aux applications émergentes de l'électronique souple : « peau électronique », applications biomédicales et même l'électronique grand public.

# Table des figures


1.1 Spectre disponible sans licence dans la bande des 60 GHz selon les zones géographiques [26] . . . 23
1.2 (a) Applications WPAN et WLAN grand public [28] (b) Exemple d'utilisation d'un réseau WPAN à 60 GHz une pièce [28] . . . 25
1.3 Système de transport intelligent . . . 26
1.4 Antenne dipôle reconfigurable en fréquence grâce des photocommutateurs [34] . . . 29
1.5 Antenne accordable avec des capacités RF-MEMS reconfigurant un stub CPW [41] . . . 30
1.6 Implémentations d'antennes à gap d'air : (a) actionnement manuel [48] (b) plan de masse corrugué [50] (c) membrane Kapton [51] . . . 31
1.7 Déphaseurs à blocs de silicium mobiles développés dans [59] [60] (a) Principe (b) Réalisation . . 33
1.8 Déphaseur microruban à membrane métallique actionnée électrostatiquement, Shafai *et al.*[67] . 34
1.9 (a) Principe d'une matrice de Butler pour balayage 1D [68] et (b) Réalisation d'une matrice de Butler pour du balayage 2D [69] . . . 35
1.10 (a) Lentille de Rotman [70] et (b) Antenne à commutation de cornets [29] . . . 35
1.11 Antenne scanner 2D à bras de torsion BCB (a) schéma de principe [5] et (b) réalisation [72] . . . 36
1.12 Antenne à lentille développée par Costa *et al.* [73] . . . 36

2.1 Démonstration de l'extrême flexibilité du PDMS sur une ligne imprimée sur PDMS d'épaisseur 700 $\mu$m . . . 41
2.2 Matrice élastomère non déformée (à gauche) et déformée (à droite) [104] . . . 42
2.3 Etat des polymères et effets de la température sur l'élasticité (avec $e = l - l_0$ l'allongement et $\sigma_n$ la contrainte normale associée au déplacement [104] . . . 43
2.4 Banc d'essai en traction de l'Ecole Centrale de Lille . . . 45
2.5 Mesures des caractéristiques déformation - contrainte du PDMS et du VPDMS jusqu'à la rupture [106] . . . 45
2.6 Essai de traction cyclique en petite déformation sur le PDMS et le VPDMS à 50mm/s et 500mm/s. 45
2.7 Ligne microruban $W_1 = 540\mu m, H = 200\mu m$ . . . 47
2.8 Ligne microruban insérée dans une cellule de mesure Anritsu (longueur : 30 mm) . . . 47
2.9 Pertes d'insertion des lignes sur (a) PDMS : simulation et expérience (b) VPDMS : expérience . 48
2.10 Schéma de principe d'une ligne microruban suspendue sur une membrane PDMS . . . 49
2.11 Pertes d'insertion de lignes 50 Ω en fonction de h . . . 49
2.12 Ligne 50 Ω sur membrane PDMS de dimension $W_2 = 931\mu m, H = 200\mu m, h = 20\mu m, L = 3mm$ 49
2.13 Pertes d'insertion de la ligne sur membrane PDMS : simulation et expérience . . . 49
2.14 Lignes coplanaires sur PDMS . . . 50

2.15 Techniques d'alimentation d'antennes patch. Par contact : (a) Ligne microruban. (b) sonde coaxiale. Sans contact : (c) Alimentation par fente (d) Couplage de proximité. Adapté de [14] . . . 53
2.16 Rendement et bande passante d'une antenne patch rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat. Adapté de [116] . . . 57
2.17 Antenne surélevée [117] (a) Schéma de principe (b) Prototype . . . 57
2.18 Réseau d'antennes surélevées [118] . . . 57
2.19 Antenne encapsulée dans du quartz [119] . . . 57
2.20 Antenne micropercée [112] . . . 58
2.21 Antenne reposant sur une cavité micro-usinée[114] . . . 58
2.22 Schéma 3D de l'antenne microruban sur membrane . . . 59
2.23 Structure de l'antenne patch sur membrane. $W_p = 3350\mu m, L_p = 2250, W_{acc} = 195\mu m, L_{acc} = 9960\mu m, W_1 = 465\mu m, L_1 = 1245\mu m, W_2 = 931\mu m, L_2 = 4980\mu m, L_{taper} = 360\mu m, W_3 = 525\mu m, L_3 = 9500\mu m$ . . . 59
2.24 Structure du réseau microruban. $W_p = 3100\mu m, L_p = 2225\mu m, W_{acc} = 170\mu m, L_{acc} = 4544\mu m, L_2 = 470\mu m, W_3 = 540\mu m, L_3 = 14732\mu m, L_{gap} = 1855\mu m, W_{gap} = 1600\mu m$ . . . 60
2.25 Prototypes (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments . . . 60
2.26 Structure de la transition microruban PDMS massif à membrane PDMS . . . 61
2.27 Configuration de simulation HFSS (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments . . . 64
2.28 Maillage de l'antenne patch sur membrane (a) Vue générale (b) Zoom sur l'élément rayonnant . . 64
2.29 Coefficient de réflexion simulé (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments . . . 65
2.30 Profil typique d'une enduction épaisse de PDMS ($\sim$ 200 $\mu$m). Les zones pouvant être considérées comme homogènes sont indiquées par des flèches . . . 67
2.31 Pulvérisation d'aluminium sur PDMS : la métallisation présente fissures et décollements . . . 71
2.32 (a) Cuivre électrolysé sur composite PDMS-céramique [78] (b) Or électrolysé [132] . . . 72
2.33 Evaporation de cuivre d'épaisseur 1.3 $\mu$m sur PDMS [162] . . . 73
2.34 Prototype d'antennes sur membrane PDMS [12] . . . 75
2.35 Rupture de cuivre pulvérisé transféré sur PDMS. Les fissures sont indiquées en rouge. . . . 76
2.36 Procédé technologique n°1 : étapes principales pour la réalisation de lignes et d'antennes sur membrane PDMS (étapes e1 et f1) et PDMS massif (étapes e2 et f2) . . . 76
2.37 Prototypes (a) Antenne patch (b) Antenne réseau 4x2 éléments . . . 78
2.38 Effet bilame sur un échantillon Or 2 $\mu$m / PDMS 180$\mu$m recuit à 110 ° . . . 80
2.39 Procédé technologique n°2 : étapes principales de dispositifs sur membrane PDMS (étapes e1 et f1) et PDMS massif (étapes e2 et f2) . . . 81
2.40 Prototype de lignes CPW réalisées avec le procédé n°2 . . . 82
2.41 Composantes de la cellule Anritsu 3680 V . . . 84
2.42 Cellule Anritsu connectée à une antenne réseau 4x2 éléments sur membrane . . . 84
2.43 Prototype mesuré . . . 86
2.44 Coefficient de réflexion de l'antenne patch: simulation HFSS et expérience . . . 86

2.45 Prototype mesuré . . . . . 87
2.46 Diagramme de Smith de l'impédance d'entrée du réseau : simulation HFSS et expérience . . . . . 87
2.47 Coefficient de réflexion du réseau : simulation HFSS et expérience . . . . . 87
2.48 Chambre anéchoïde : installations [171] . . . . . 89
2.49 Montage des antennes pour les mesures de rayonnement . . . . . 90
2.50 Représentation des plans de mesure . . . . . 90
2.51 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne patch dans le plan H : polarisation directe et croisée . . . . . 90
2.52 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés de l'antenne patch dans le plan E : polarisation directe et croisée . . . . . 91
2.53 Influence du connecteur sur le diagramme de rayonnement [170] . . . . . 91
2.54 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan H : polarisation directe et croisée . . . . . 93
2.55 Diagrammes de rayonnement simulés et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan E : polarisation directe et croisée . . . . . 93
2.56 Paramétrage du réseau 4x2 éléments . . . . . 95
2.57 Coefficient de réflexion simulé pour H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$ . . . . . 95
2.58 Diagrammes de rayonnement simulés H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$ et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan H : polarisation directe et croisée . . . . . 95
2.59 Diagrammes de rayonnement simulés H=185 $\mu m$, H=200 $\mu m$ (nominal), H=210$\mu m$ et mesurés du réseau microruban 4x2 éléments dans le plan E : polarisation directe et croisée . . . . . 96

3.1 Patchs sur membrane suspendue . . . . . 99
3.2 Objet de base . . . . . 101
3.3 (a) Objet de base déformé de manière convexe (b) Objet de base déformé de manière concave . . 101
3.4 Dispositif microruban avec : (a) conducteur mobile (b) plan de masse mobile . . . . . 102
3.5 Antenne microruban accordable : schéma de principe . . . . . 103
3.6 Antenne stackée : schéma de principe. L'élément de support de la membrane est omis . . . . . 104
3.7 Déphaseur microruban (a) conducteur mobile (b) plan de masse mobile . . . . . 104
3.8 Réseau phasé : schéma de principe . . . . . 104
3.9 Cavité de Pérot-Fabry accordable : schéma de principe . . . . . 105
3.10 Réseau réflecteur : schéma de principe . . . . . 106
3.11 Filtre accordable : schéma de principe . . . . . 106
3.12 Alimentation par guide d'onde : schéma de principe . . . . . 106
3.13 Géométrie d'une antenne imprimée au-dessus d'une cavité d'air . . . . . 108
3.14 Dimensions de l'antenne patch : longueurs physiques et électriques. Adapté de [14] . . . . . 109
3.15 Fréquence de résonance de l'antenne patch sur membrane PDMS et permittivité effective $\varepsilon_{reff}$ en fonction de $H$ : modèle de la ligne de transmission. $W = 3350\mu m$, $L = 2250\mu m$, $H_{nominal} = 200\mu m$, $h = 20\mu m$, $\varepsilon_r = 2.68$ . . . . . 110

3.16 Caractéristique déplacement / force de différents types d'actionnement MEMS (noir) et macroscopiques (vert) [177]. Les caractéristiques souhaitées des microactionneurs sont en rouge. . . . . 112
3.17 Caractéristique déplacement / fréquence de différents types d'actionnement MEMS (noir) et macroscopiques (vert) [177]. Les caractéristiques souhaitées des microactionneurs sont en rouge. . 112
3.18 (a) Démonstration de l'avantage des actionneurs magnétiques sur les actionneurs électrostatiques à grande distance [181] (b) Règles de réduction d'échelles pour les différentes interactions magnétiques [182] . . . . . 113
3.19 Structure de l'antenne patch sur membrane. $W_p = 3350\mu m, L_p = 2250, W_{acc} = 195\mu m, L_{acc} = 9960\mu m, W_1 = 465\mu m, L_1 = 1245\mu m, W_2 = 931\mu m, L_2 = 4980\mu m, L_{taper} = 360\mu m, W_3 = 525\mu m, L_3 = 9500\mu m$ . . . . . 114
3.20 Schéma 3D de l'antenne à actionnement pneumatique : $W = 3350\mu m$, $L = 2250\mu m$, $H_{nominal} = 200\mu m$, $h = 20\mu m, \Delta L$ est le débordement de champ . . . . . 115
3.21 Prototype de l'antenne à actionnement pneumatique (position gonflée) . . . . . 115
3.22 Mesures d'impédance : dispositif expérimental . . . . . 116
3.23 Configuration de simulation idéalisée sous HFSS . . . . . 117
3.24 Fréquence de résonance de l'antenne gonflable. Simulations HFSS et expérience . . . . . 117
3.25 Coefficients de réflexion simulé (HFSS) de l'antenne pour $H$ = 40, 90, 200,320, 440, 575 $\mu$m . . . 118
3.26 Coefficients de réflexion expérimentaux de l'antenne pour H = 90, 200, 450, 575 $\mu$m. Les résonances sont indiquées par des flèches. . . . . 118
3.27 Coefficient de réflexion : comparaison des données simulées et expérimentales (a) $H$=200 $\mu$m (b) $H$=575 $\mu$m . . . . . 119
3.28 Rendement et bande passante d'une antenne patch rectangulaire en fonction de l'épaisseur du substrat. Adapté de [116] . . . . . 119
3.29 Antenne en position nominale. Ligne « pincée » sur 500 $\mu$m pour des hauteurs de ligne 150, 170 et 200 $\mu$m . . . . . 121
3.30 Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne patch dans (a) le plan H et (b) le plan E pour $H$=200 $\mu$m à 55 GHz : polarisation directe et croisée . . . . . 122
3.31 Diagrammes de rayonnement mesurés de l'antenne patch (a) le plan H et (b) le plan E pour $H$=575 $\mu$m à 50 GHz: polarisation directe et croisée . . . . . 122
3.32 Simulations HFSS : évolution (a) du gain, de la directivité et (b) de l'efficacité radiative en fonction de $H$ . . . . . 123
3.33 Antenne à actionnement pneumatique intégrée avec une micropompe péristaltique : schéma de principe . . . . . 125
3.34 Schéma 3D de l'antenne à actionnement électromagnétique FePt. $H$ désigne toujours la distance interconducteurs . . . . . 127
3.35 Dimensions de l'antenne : vue de dessus. $W_p = 1893\mu m, L_p = 1448\mu m, W_{acc} = 85\mu m, L_{acc} = 9457,5\mu m, W_0 = 390\mu m, W_1 = 1060\mu m, L_1 = 5000\mu m, L_{taper} = 500\mu m, W_2 = 650\mu m, L_2 = 4500\mu m$ . . . . . 128

3.36 Dimensions de l'antenne : vue de coupe . . . . . 128
3.37 Coefficient de réflexion simulé de l'antenne pour $H$=200 $\mu$m . . . . . 129
3.38 Matériel utilisé pour fabriquer et caractériser les couches minces magnétiques (a) Bâti de pulvérisation Leybold Z550 (b) Four de recuit sous vide secondaire (c) Magnétomètre à échantillon vibrant (VSM) . . . . . 130
3.39 Visualisation MEB d'une couche de FePt (Ta 100 nm / FePt 1260 nm / Ta 100 nm) cristallisée en phase $L1_0$ . . . . . 130
3.40 Aimantation en fonction du champ dans les couches Ta/FePt/Ta (a) après pulvérisation (b) après recuit . . . . . 131
3.41 Procédé de report de FePt sur membrane PDMS . . . . . 132
3.42 Prototype d'antenne FePt sur alumine . . . . . 133
3.43 Caractéristique magnétique d'une couche Mo(100nm)/Cr(100nm) /FePt(400nm) /Cr(100nm) après recuit . . . . . 134
3.44 (a) Géométrie de l'interaction aimant-aimant : les aimantations des deux aimants sont verticales. L'aimantation $\mu_0$M du FePt dans cette direction est 0,4 T (b) Simulation COMSOL de la répartition de la composante verticale de la densité de flux magnétique générée par un aimant NdFeB d'aimantation 1,38 T (modèle axisymétrique) . . . . . 134
3.45 Démonstration de l'actionnement du FePt . . . . . 135
3.46 Procédé de report de FePt renforcé avec de l'or sur membrane PDMS . . . . . 136
3.47 Evolution de la fréquence de résonance de l'antenne FePt - alumine en fonction de $H$ : simulation HFSS . . . . . 137
3.48 Evolution du coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de H. Les résonances du mode principal $TM^z_{010}$ sont indiquées par des flèches. . . . . 138
3.49 Evolution du coefficient de réflexion expérimental de l'antenne en fonction de l'actionnement . . 139
3.50 Simulations HFSS : Diagramme de rayonnement dans (a) le plan H (b) le plan E. Les diagrammes sont tracés à la fréquence de résonance pour chaque position : 36,2 GHz pour $H$=170 $\mu$m ; 48,3 GHz pour $H$=170 $\mu$m ; 63,2 GHz pour $H$=350 $\mu$m . . . . . 140
3.51 Simulations HFSS : évolution (a) du gain, de la directivité et (b) de l'efficacité radiative à la fréquence de résonance en fonction de $H$ . . . . . 141

4.1 Schéma de principe de déphaseur à membrane mobile (a) ligne mobile (b) plan de masse mobile . 144
4.2 Schéma de principe du déphaseur à membrane mobile sur quartz . . . . . 145
4.3 Vue du dessus et dimensions (mm) des éléments du déphaseur . . . . . 146
4.4 Vue de coupe du déphaseur sur quartz : $h_{quartz}$=250 $\mu$m, $h_a$ est l'épaisseur du gap d'air, $H$=$h_{quartz}$+$h_a$ 146
4.5 Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 en fonction de $h_a$ et $H$ . . . . . 147
4.6 Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 corrigés par épluchage de 7,7 mm sur chaque port en fonction de $h_a$ et $H$ . . . . . 147
4.7 (a) Déphasage $\Delta\phi_{21}$ en fonction de la fréquence pour différente valeurs de $h_a$ et $H$. La référence est $h_a$ = 0 $\mu$m, $H$=250 $\mu$m (b) Déphasage en fonction de $h_a$ à 60 GHz . . . . . 147

4.8 Fabrication des déphaseurs : principales étapes technologiques . . . . . 150
4.9 Prototypes de déphaseurs sur quartz (a) le plan de masse localisé est connecté à du cuivre 40 $\mu$m au niveau des accès (b) le plan de masse « pleine plaque » est connecté à du Cr/Au 1,25 $\mu$m au niveau des accès . . . . . 150
4.10 Schéma de principe de l'électromouillage sur diélectrique. $\theta$ désigne l'angle de contact apparent et $a$ la hauteur de la goutte . . . . . 151
4.11 Déplacement de membrane par EWOD : schéma de principe . . . . . 153
4.12 Déplacement de membrane PDMS simplement supportée . . . . . 153
4.13 Visualisation d'une goutte en contact avec une membrane PDMS (a) au repos (b) état actionné 154
4.14 Schéma de principe d'un déphaseur à plan de masse mobile actionné par EWOD . . . . . 155
4.15 Mesure du prototype dans la cellule Anristu . . . . . 155
4.16 Déphasage entre la position au repos (OFF) et la position actionnée par EWOD (ON) . . . . . 156
4.17 Schéma de principe du déphaseur avec actionnement électromagnétique bobine-aimant . . . . . 157
4.18 Prototype de déphaseur (a) sur la cellule de mesure (b) face arrière . . . . . 158
4.19 Coefficient de réflexion S11 et pertes d'insertion S21 en fonction du courant . . . . . 158
4.20 (a) Déphasage $\Delta\phi_{21}$ en fonction de la fréquence pour différents courants dans la bobine. La position de référence est I=0,0 A. (b) Déphasage en fonction du courant à 57,5 GHz et 60 GHz . 158
4.21 Schéma de principe (a) antenne scanner alimentée par couplage de proximité avec une ligne coplanaire (b) antenne scanner alimentée par fente via une ligne microruban (le ruban est ici masqué par le plan de masse) . . . . . 164
4.22 Schéma de principe d'une antenne scanner sur membrane PDMS alimentée par ligne microruban 164
4.23 Structure du réseau microruban. $W_p = 3100\mu m, L_p = 2225\mu m, W_{acc} = 170\mu m, L_{acc} = 4544\mu m, L_2 = 470\mu m, W_3 = 540\mu m, L_3 = 14732\mu m, L_{gap} = 1855\mu m, W_{gap} = 1600\mu m$ . . . . . 164
4.24 (a) Configuration de simulation HFSS pour ligne microruban 50 Ω sous torsion (ici d'angle 270 °) (b) Elément de maillage curvilinéaire . . . . . 166
4.25 Amplitudes des paramètres S à 60 GHz d'une ligne 50 Ω sur PDMS massif en fonction de l'angle de torsion . . . . . 166
4.26 Etapes principales de microfabrication d'une antenne scanner sur membrane PDMS . . . . . 167
4.27 Prototype d'antenne scanner (a) Face arrière, avant montage du plan de masse en cuivre (b) Face avant, prototype terminé . . . . . 168
4.28 Mesure de l'antenne scanner sur la cellule Anritsu (a) Dépointage de 45 ° (b) Dépointage de 90 ° 169
4.29 Coefficient de réflexion de l'antenne en fonction de l'angle de torsion . . . . . 169
4.30 Scanner optique à bras de torsion PDMS [211] (a) Principe d'actionnement pour le balayage 2D (b) Prototype (c) Prototype actionné . . . . . 171
4.31 Actionnement par bobine sur pointe . . . . . 171
4.32 Schéma de principe d'une antenne à balayage 1D actionnée par micromoteur (image : Y. Orlic) . 172

# Liste des tableaux


2.1 Propriétés générales du PDMS . . . . . 41
2.2 Propriétés mécaniques du PDMS et du VPMDS annoncées par le fabricant. . . . . 44
2.3 Modules d'Young et coefficient de Poisson du PDMS et du VPDMS. Le VPMS est trois fois plus souple que le PDMS. . . . . 44
2.4 Propriétés diélectriques du PDMS . . . . . 46
2.5 Type d'antennes planaires [115] . . . . . 54
2.6 Epaisseur du PDMS en fonction de la vitesse. Temps après mélange : 30 mn. Temps d'accélération : 1 sec. Temps de l'enduction : 60 secs . . . . . 67
2.7 Comparaison de différents procédés de report de métallisations sur PDMS . . . . . 74
2.8 Paramètre d'impédance de l'antenne patch . . . . . 86
2.9 Paramètre d'impédance de l'antenne réseau . . . . . 87

3.1 Paramètres d'impédance de l'antenne patch à actionnement pneumatique. BP désigne la bande passante. . . . . 120
3.2 Simulation HFSS : Paramètre d'impédance de l'antenne FePt . . . . . 138

4.1 Paramètres du déphaseur complet à 60 GHz . . . . . 148
4.2 Paramètres du déphaseur corrigés par épluchage et relatifs à la zone active centrale de 10 mm à 60 GHz . . . . . 148
4.3 Paramètres mesurés du déphaseur complet à 60 GHz et correction par épluchage : on retire 0,31 dB [pertes simulées dans les accès] aux pertes d'insertion pour obtenir les données relatives à la section centrale de 10 mm . . . . . 159
4.4 Paramètres mesurés du déphaseur complet à 57,5 GHz et correction par épluchage : on retire 0,30 dB aux pertes d'insertion pour obtenir les données relatives à la section centrale de 10 mm . . . 159

# Références bibliographiques


[1] P. Smulders, "Exploiting the 60 GHz band for local wireless multimedia access: prospects and future directions," *Communications Magazine, IEEE DOI - 10.1109/35.978061*, vol. 40, no. 1, pp. 140–147, 2002. 13

[2] R. Daniels and R. Heath, "60 GHz wireless communications: emerging requirements and design recommendations," *Vehicular Technology Magazine, IEEE DOI - 10.1109/MVT.2008.915320*, vol. 2, no. 3, pp. 41–50, 2007. 13, 23, 25

[3] J. T. Bernhard, *Reconfigurable Antennas*. Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, John Wiley & Sons, Inc., 2005. 13

[4] R. Jackson and R. Ramadoss, "A MEMS-based electrostatically tunable circular microstrip patch antenna," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 17, no. 1, pp. 1–8, 2007. 14, 31, 37, 108, 115

[5] C.-W. Baek, S. Song, J.-H. Park, S. Lee, J.-M. Kim, W. Choi, C. Cheon, Y.-K. Kim, and Y. 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*, vol. 51, no. 1, pp. 325–331, 2003. 14, 35, 36, 37, 163, 181

[6] G. DeJean, R. Bairavasubramanian, D. Thompson, G. Ponchak, M. Tentzeris, and J. Papapolymerou, "Liquid Crystal polymer (LCP): a new organic material for the development of multilayer dual-frequency/dual-polarization flexible antenna arrays," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 22–26, 2005. 14, 37

[7] 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*, vol. 322, pp. 1642–1646, May 2010. 14, 41, 111, 124

[8] J. Streque, A. Talbi, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "New Magnetic Microactuator Design Based on PDMS Elastomer and MEMS Technologies for Tactile Display," *Haptics, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TOH.2009.61*, vol. 3, no. 2, pp. 88–97, 2010. 14, 41, 111

[9] J. A. Rogers, T. Someya, and Y. Huang, "Materials and Mechanics for Stretchable Electronics," *Science*, vol. 327, pp. 1603–1607, Mar. 2010. 14, 71, 72

[10] N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Senez, and H. Fujita, "Realization of millimeter-wave planar antennas on PDMS," in *The 13th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems,TRANSDUCERS '05*, vol. 2, pp. 1994–1997, 2005. 15, 37, 72, 74, 75

[11] N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Senez, and H. Fujita., "Millimeter wave planar antennas printed on micromachined ultra-soft PDMS substrate," in *Proceedings of the 4th ESA Workshop on Millimetre*

*Wave Technology and Applications: circuits, systems, and measurements techniques*, pp. 331–336, Milli-Lab, Espoo, Finland, February 15-17, 2006. 15, 37, 46, 48

[12] N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Senez, and H. Fujita, "Polydimethylsiloxane membranes for millimeter-wave planar ultra flexible antennas," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 16, no. 11, pp. 2389–2395, 2006. 15, 37, 46, 58, 69, 71, 72, 73, 74, 75, 79, 80, 182

[13] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. IEEE Std 145-1993.* IEEE Press, 1993. 17

[14] C. A. Balanis, *Antenna theory: Analysis and design, 3rd Edition.* Wiley, Hoboken, 2005. 17, 18, 19, 53, 108, 109, 182, 183

[15] J. T. Bernhard, "Reconfigurable Antennas," *Synthesis Lectures on Antennas*, vol. 2, pp. 1–66, Jan. 2007. 18, 20, 21

[16] *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas. IEEE Std 145-2003.* IEEE Press, 2003. 18

[17] S. Nikolaou, N. Kingsley, G. Ponchak, J. Papapolymerou, and M. Tentzeris, "UWB Elliptical Monopoles With a Reconfigurable Band Notch Using MEMS Switches Actuated Without Bias Lines," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2009.2024450*, vol. 57, no. 8, pp. 2242–2251, 2009. 20

[18] N. Sepulveda, D. Anagnostou, M. Chryssomallis, and J. Ebel, "Integration of RF-MEMS switches with a band-reject reconfigurable ultra-wideband antenna on SiO<inf>2</inf> substrate," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE DOI - 10.1109/APS.2010.5560968*, pp. 1–4, 2010. 20

[19] E. Ebrahimi and P. Hall, "A dual port wide-narrowband antenna for cognitive radio," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on DOI -*, pp. 809–812, 2009. 20

[20] B. Cetiner, H. Jafarkhani, J.-Y. Qian, H. J. Yoo, A. Grau, and F. De Flaviis, "Multifunctional reconfigurable MEMS integrated antennas for adaptive MIMO systems," *Communications Magazine, IEEE DOI - 10.1109/MCOM.2004.1367557*, vol. 42, no. 12, pp. 62–70, 2004. 20

[21] J. Boerman and J. Bernhard, "Performance Study of Pattern Reconfigurable Antennas in MIMO Communication Systems," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2007.913141*, vol. 56, no. 1, pp. 231–236, 2008. 21

[22] P. Gardner, M. Hamid, P. Hall, J. Kelly, F. Ghanem, and E. Ebrahimi, "Reconfigurable Antennas for Cognitive Radio: Requirements and Potential Design Approaches," in *Wideband, Multiband Antennas and Arrays for Defence or Civil Applications, 2008 Institution of Engineering and Technology Seminar on DOI -*, pp. 89–94, 2008. 21

[23] S. Loizeau, *Conception et optimisation d'antennes reconfigurables multifonctionnelles et ultra large bande.* PhD thesis, Université Paris-Sud XI, 2009. 21

[24] C. Doan, S. Emami, D. Sobel, A. Niknejad, and R. Brodersen, "Design considerations for 60 GHz CMOS radios," *Communications Magazine, IEEE DOI - 10.1109/MCOM.2004.1367565*, vol. 42, no. 12, pp. 132–140, 2004. 23

[25] S. K. Yong and C.-C. Chong, "An overview of multigigabit wireless through millimeter wave technology: potentials and technical challenges," *EURASIP J. Wirel. Commun. Netw.*, vol. 2007, pp. 50–50, January 2007. 23

[26] L. L. Yang, "60GHz: opportunity for gigabit WPAN and WLAN convergence," *SIGCOMM Comput. Commun. Rev.*, vol. 39, pp. 56–61, December 2008. 23, 181

[27] J. Gao, K. Li, T. Sato, J. Wang, H. Harada, and S. Kato, "Implementation considerations of patch antenna array for 60GHz beam steering system applications," in *Radio and Wireless Symposium, 2009. RWS '09. IEEE DOI - 10.1109/RWS.2009.4957278*, pp. 35–38, 2009. 23

[28] "WiGig White Paper," *Wireless Gigabit Alliance*, 2010. 25, 181

[29] J. H. Lee, S. Hong, W. K. Kim, J. W. An, and M. Y. Park, "A Switched Array Antenna Module for Millimeter-Wave Wireless Communications," in *Millimeter Waves, 2008. GSMM 2008. Global Symposium on DOI - 10.1109/GSMM.2008.4534586*, pp. 161–163, 2008. 27, 34, 35, 181

[30] G. Rebeiz and J. Muldavin, "RF MEMS switches and switch circuits," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 2, no. 4, pp. 59–71, 2001. 27

[31] G. Rebeiz, "RF MEMS switches: status of the technology," in *TRANSDUCERS, Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems, 12th International Conference on, 2003 DOI - 10.1109/SENSOR.2003.1217118*, vol. 2, pp. 1726–1729 vol.2, 2003. 27

[32] F. De Flaviis, N. Alexopoulos, and O. Stafsudd, "Planar microwave integrated phase-shifter design with high purity ferroelectric material," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 6, pp. 963–969, 1997. 28

[33] W. Hu, R. Cahill, J. Encinar, R. Dickie, H. Gamble, V. Fusco, and N. Grant, "Design and Measurement of Reconfigurable Millimeter Wave Reflectarray Cells With Nematic Liquid Crystal," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2008.929460*, vol. 56, no. 10, pp. 3112–3117, 2008. 28

[34] C. Panagamuwa, A. Chauraya, and J. Vardaxoglou, "Frequency and beam reconfigurable antenna using photoconducting switches," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2005.863393*, vol. 54, no. 2, pp. 449–454, 2006. 29, 181

[35] 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 DOI - 10.1109/APS.2003.1217482*, vol. 1, pp. 403–406 vol.1, 2003. 29

[36] W. Weedon, W. Payne, and G. Rebeiz, "MEMS-switched reconfigurable antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001. IEEE*, vol. 3, pp. 654–657 vol.3, 2001. 29

[37] L. Le Garrec, R. Sauleau, and M. Himdif, "A 2:1 Band Frequency-Agile Active Microstrip Patch Antenna," in *Antennas and Propagation, 2007. EuCAP 2007. The Second European Conference on DOI* -, pp. 1–6, 2007. 29, 30

[38] D. Anagnostou, G. Zheng, M. Chryssomallis, J. Lyke, G. Ponchak, J. Papapolymerou, and C. Christodoulou, "Design, fabrication, and measurements of an RF-MEMS-based self-similar reconfigurable antenna," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2005.863399*, vol. 54, no. 2, pp. 422–432, 2006. 30

[39] P. Bhartia and I. Bahl, "A frequency agile microstrip antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 1982 DOI - 10.1109/APS.1982.1148900*, vol. 20, pp. 304–307, 1982. 30

[40] Z. Jin and A. Mortazawi, "An L-band tunable microstrip antenna using multiple varactors," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE DOI* -, vol. 4, pp. 524–527 vol.4, 2003. 30

[41] E. Erdil, K. Topalli, M. Unlu, O. Civi, and T. Akin, "Frequency Tunable Microstrip Patch Antenna Using RF MEMS Technology," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 4, pp. 1193–1196, 2007. 30, 181

[42] D. Pozar and V. Sanchez, "Magnetic tuning of a microstrip antenna on a ferrite substrate," *Electronics Letters DOI* -, vol. 24, no. 12, pp. 729–731, 1988. 30

[43] V. K. Varadan, K. A. Jose, and V. V. Varadan, "Design and development of electronically tunable microstrip antennas," *Smart Materials and Structures*, vol. 8, no. 2, p. 238, 1999. 30

[44] H. I. Kang, J. T. Kim, and J. T. Song, "Frequency agile antennas based on aluminum nitride ceramics," *Current Applied Physics*, vol. 10, no. 2, pp. 642 – 645, 2010. 30

[45] H. Jiang, M. Patterson, C. Zhang, and G. Subramanyam, "Frequency agile microstrip patch antenna using ferroelectric thin film varactor technology," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE DOI - 10.1109/APS.2009.5171566*, pp. 1–4, 2009. 30

[46] J.-C. Langer, J. Zou, C. Liu, and J. Bernhard, "Micromachined reconfigurable out-of-plane microstrip patch antenna using plastic deformation magnetic actuation," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 13, no. 3, pp. 120–122, 2003. 31

[47] S.-G. Kim and K. Chang, "Frequency tunable CPW-fed slot dipole using piezoelectric transducer," *Electronics Letters*, vol. 39, no. 13, pp. 991–992, 2003. 31

[48] K.-F. Lee, K. Ho, and J. Dahele, "Circular-disk microstrip antenna with an air gap," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 32, no. 8, pp. 880–884, 1984. 31, 108, 181

[49] 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*, vol. 4, pp. 548–551 vol.4, 2003. 31, 108

[50] R. Al-Dahleh, C. Shafai, and L. Shafai, "Frequency-agile microstrip patch antenna using a reconfigurable mems ground plane," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 43, no. 1, pp. 64–67, 2004. 31, 108, 115, 181

[51] R. Goteti, R. Jackson, and R. Ramadoss, "MEMS-Based Frequency Switchable Microstrip Patch Antenna Fabricated Using Printed Circuit Processing Techniques," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 5, no. 1, pp. 228–230, 2006. 31, 37, 108, 181

[52] K. Van Caekenberghe, T. Vaha-Heikkila, G. Rebeiz, and K. Sarabandi, "Ka-band MEMS TTD passive electronically scanned array (ESA)," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, pp. 513–516, 2006. 32, 34

[53] S. Barker and G. Rebeiz, "Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, no. 11, pp. 1881–1890, 1998. 32, 143

[54] N. Barker and G. Rebeiz, "Optimization of distributed MEMS transmission-line phase shifters-U-band and W-band designs," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 48, no. 11, pp. 1957–1966, 2000. 32

[55] G.-L. Tan, R. Mihailovich, J. Hacker, J. DeNatale, and G. Rebeiz, "Low-loss 2- and 4-bit TTD MEMS phase shifters based on SP4T switches," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 297–304, 2003. 32

[56] J. Hacker, R. Mihailovich, M. Kim, and J. DeNatale, "A Ka-band 3-bit RF MEMS true-time-delay network," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 305–308, 2003. 32

[57] J. Hayden and G. Rebeiz, "Very low-loss distributed X-band and Ka-band MEMS phase shifters using metal-air-metal capacitors," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 309–314, 2003. 32, 33

[58] B. Lakshminarayanan and T. Weller, "Design and modeling of 4-bit slow-wave MEMS phase shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 1, pp. 120–127, 2006. 32, 33

[59] N. Somjit, G. Stemme, and J. Oberhammer, "Binary-Coded 4.25-bit W-Band Monocrystalline Silicon MEMS Multistage Dielectric-Block Phase Shifters," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, no. 11, pp. 2834–2840, 2009. 33, 181

[60] N. Somjit, G. Stemme, and J. Oberhammer, "Deep-Reactive-Ion-Etched Wafer-Scale-Transferred All-Silicon Dielectric-Block Millimeter-Wave MEMS Phase Shifters," *Microelectromechanical Systems, Journal of DOI - 10.1109/JMEMS.2009.2036943*, vol. 19, no. 1, pp. 120–128, 2010. 33, 181

[61] M. Scardelletti, G. Ponchak, A. Zaman, and R. Lee, "RF MEMS phase shifters and their application in phase array antennas," in *Wireless and Microwave Technology, 2005. WAMICON 2005. The 2005 IEEE Annual Conference*, pp. 191–194, 2005. 33

[62] K. Topalli, O. Civi, S. Demir, S. Koc, and T. Akin, "A Monolithic Phased Array Using 3-bit Distributed RF MEMS Phase Shifters," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 56, no. 2, pp. 270–277, 2008. 33

[63] C.-C. Cheng, B. Lakshminarayanan, and A. Abbaspour-Tamijani, "A Programmable Lens-Array Antenna With Monolithically Integrated MEMS Switches," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 8, pp. 1874–1884, 2009. 33, 34

[64] W. Gautier, A. Stehle, C. Siegel, B. Schoenlinner, V. Ziegler, U. Prechtel, and W. Menzel, "Hybrid Integrated RF-MEMS Phased Array Antenna at 10GHz," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, pp. 139–142, 2008. 33

[65] N. Kingsley, G. Ponchak, and J. Papapolymerou, "Reconfigurable RF MEMS Phased Array Antenna Integrated Within a Liquid Crystal Polymer (LCP) System-on-Package," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 56, no. 1, pp. 108–118, 2008. 33

[66] J. Maciel, J. Slocum, J. Smith, and J. Turtle, "MEMS Electronically Steerable Antennas for Fire Control Radars," in *Radar Conference, 2007 IEEE*, pp. 677–682, 2007. 34

[67] C. Shafai, S. Sharma, L. Shafai, and D. Chrusch, "Microstrip phase shifter using ground-plane reconfiguration," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 52, no. 1, pp. 144–153, 2004. 34, 146, 156, 181

[68] C.-H. Tseng, C.-J. Chen, and T.-H. Chu, "A Low-Cost 60-GHz Switched-Beam Patch Antenna Array With Butler Matrix Network," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE DOI - 10.1109/LAWP.2008.2001849*, vol. 7, pp. 432–435, 2008. 34, 35, 181

[69] W. Moulder, W. Khalil, and J. Volakis, "60-GHz Two-Dimensionally Scanning Array Employing Wideband Planar Switched Beam Network," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE DOI - 10.1109/LAWP.2010.2070056*, vol. 9, pp. 818–821, 2010. 34, 35, 181

[70] W. Lee, J. Kim, C. S. Cho, and Y. J. Yoon, "Beamforming Lens Antenna on a High Resistivity Silicon Wafer for 60 GHz WPAN," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.2009.2039331*, vol. 58, no. 3, pp. 706–713, 2010. 34, 35, 181

[71] J.-C. Chiao, Y. Fu, I. M. Chio, M. DeLisio, and L.-Y. Lin, "MEMS reconfigurable Vee antenna," in *Microwave Symposium Digest, 1999 IEEE MTT-S International*, vol. 4, pp. 1515–1518 vol.4, 1999. 35, 37

[72] Y. Kim, Y.-S. Bang, N. Kim, J.-M. Kim, Y. Kwon, and Y.-K. Kim, "Fully integrated reconfigurable antenna steered by magnetic field," in *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS), 2010 IEEE 23rd International Conference on DOI - 10.1109/MEMSYS.2010.5442288*, pp. 795–798, 2010. 35, 36, 37, 163, 181

[73] J. Costa, E. Lima, and C. Fernandes, "Compact Beam-Steerable Lens Antenna for 60-GHz Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 10, pp. 2926–2933, 2009. 36, 181

[74] D. Chauvel, N. Haese, P.-A. Rolland, D. Collard, and H. 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*, pp. 84–89, 1997. 37

[75] H. Kang and J. Song, "Electrically tunable rectangular microstrip antenna," *Electron. Lett.*, vol. 46, pp. 18–19, Jan. 2010. 37

[76] Y. Zhao, Y.-K. Yoon, X. Wu, and M. Allen, "Metal-Transfer-Micromolding of Air-Lifted RF Components," in *Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems Conference, 2007. TRANSDUCERS 2007. International*, pp. 659–662, 2007. 37

[77] E. Apaydin, D. Hansford, S. Koulourids, and J. Volakis, "Integrated RF circuits design and packaging in high contrast ceramic-polymer composites," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE*, pp. 1733–1736, 2007. 37

[78] E. Apaydin, Y. Zhou, S. Koulouridis, J. 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*, pp. 1–4, 2009. 37, 71, 72, 182

[79] Y. Bayram, Y. Zhou, J. Volakis, B.-S. Shim, and N. Kotov, "Conductive textiles and polymer-ceramic composites for novel load bearing antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pp. 1–4, 2008. 37

[80] S. Koulouridis, G. Kiziltas, Y. Zhou, D. Hansford, and J. Volakis, "Polymer–Ceramic Composites for Microwave Applications: Fabrication and Performance Assessment," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 54, no. 12, pp. 4202–4208, 2006. 37

[81] Y. Zhou, E. Apaydin, S. Koulouridis, Y. Bayram, D. Hansford, and J. Volakis, "High conductivity printing on polymer-ceramic composites," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, pp. 1–4, 2008. 37

[82] Y. Zhou, Y. Bayram, L. Dai, and J. Volakis, "Conformal load-bearing polymer-carbon nanotube antennas and RF front-ends," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, pp. 1–4, 2009. 37, 71

[83] J.-H. So, J. Thelen, A. Qusba, G. J. Hayes, G. Lazzi, and M. D. Dickey, "Reversibly Deformable and Mechanically Tunable Fluidic Antennas," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 19, no. 22, pp. 3632–3637, 2009. 37, 71, 72, 124

[84] M. R. Khan, G. J. Hayes, J.-H. So, G. Lazzi, and M. D. Dickey, "A frequency shifting liquid metal antenna with pressure responsiveness," *Applied Physics Letters*, vol. 99, no. 1, p. 013501, 2011. 37

[85] M. Kubo, X. Li, C. Kim, M. Hashimoto, B. J. Wiley, D. Ham, and G. M. Whitesides, "Stretchable Microfluidic Radiofrequency Antennas," *Adv. Mater.*, vol. 22, no. 25, pp. 2749–2752, 2010. 37, 71, 72, 124

[86] S. Cheng, A. Rydberg, K. Hjort, and Z. Wu, "Liquid metal stretchable unbalanced loop antenna," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 94, pp. 144103–3, Apr. 2009. 37

[87] S. Cheng, Z. Wu, P. Hallbjorner, K. Hjort, and A. Rydberg, "Foldable and Stretchable Liquid Metal Planar Inverted Cone Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 12, pp. 3765–3771, 2009. 37, 71, 72

[88] Q. Liu, K. Ford, and R. Langley, "Elastic antennas by metallised elastomers," in *Antennas and Propagation Conference (LAPC), 2010 Loughborough DOI - 10.1109/LAPC.2010.5666300*, pp. 421–424, 2010. 37

[89] Q. Liu, K. Ford, R. Langley, A. Robinson, and S. Lacour, "Flexible dipole and monopole antennas," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on DOI -*, pp. 2052–2056, 2011. 37

[90] J. C. Lötters, W. Olthuis, P. H. Veltink, and P. Bergveld, "The mechanical properties of the rubber elastic polymer polydimethylsiloxane for sensor applications," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 7, no. 3, pp. 145–147, 1997. 40, 45

[91] "Sylgard 184 Datasheet," *http://www.dowcorning.com*. 40, 41, 44, 66

[92] A. Mata, A. Fleischman, and S. Roy, "Characterization of Polydimethylsiloxane (PDMS) Properties for Biomedical Micro/Nanosystems," *Biomedical Microdevices*, vol. 7, pp. 281–293, 2005. 10.1007/s10544-005-6070-2. 40, 68

[93] F. Schneider, T. Fellner, J. Wilde, and U. Wallrabe, "Mechanical properties of silicones for MEMS," *J. Micromech. Microeng.*, vol. 18, no. 6, p. 065008, 2008. 41, 44, 45

[94] O. C. Jeong and S. Konishi, "Fabrication of a peristaltic micro pump with novel cascaded actuators," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, no. 2, p. 025022, 2008. 41

[95] J. C. McDonald, D. C. Duffy, J. R. Anderson, D. T. Chiu, H. Wu, O. J. A. Schueller, and G. M. Whitesides, "Fabrication of microfluidic systems in poly(dimethylsiloxane)," *Electrophoresis*, vol. 21, no. 1, pp. 27–40, 2000. 41, 68, 69

[96] M. A. Unger, H.-P. Chou, T. Thorsen, A. Scherer, and S. R. Quake, "Monolithic Microfabricated Valves and Pumps by Multilayer Soft Lithography," *Science*, vol. 288, no. 5463, pp. 113–116, 2000. 41, 69

[97] N. Chronis, G. Liu, K.-H. Jeong, and L. Lee, "Tunable liquid-filled microlens array integrated with microfluidic network," *Optics Express*, vol. 11, pp. 2370–2378, Sept. 2003. 41

[98] D.-Y. Zhang, N. Justis, and Y.-H. Lo, "Integrated fluidic adaptive zoom lens," *Optics Letters*, vol. 29, no. 24, pp. 2855–2857, 2004. 41

[99] A. Werber and H. Zappe, "Tunable Pneumatic Microoptics," *Microelectromechanical Systems, Journal of DOI - 10.1109/JMEMS.2008.928712*, vol. 17, no. 5, pp. 1218–1227, 2008. 41, 111, 113

[100] A. Debray, A. Ludwig, T. Bourouina, A. Asaoka, N. Tiercelin, G. Reyne, T. Oki, E. Quandt, H. Muro, and H. Fujita, "Application of a multilayered magnetostrictive film to a micromachined 2-D optical scanner," *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 13, no. 2, pp. 264–271, 2004. 41

[101] J. Lötters, W. Olthuis, P. Veltink, and P. Bergveld, "Design, realization and characterization of a symmetrical triaxial capacitive accelerometer for medical applications," *Sensors and Actuators A: Physical*, 1997. 41

[102] H.-K. Lee, S.-I. Chang, and E. Yoon, "A Flexible Polymer Tactile Sensor: Fabrication and Modular Expandability for Large Area Deployment," *Microelectromechanical Systems, Journal of DOI - 10.1109/JMEMS.2006.886021*, vol. 15, no. 6, pp. 1681–1686, 2006. 41

[103] H. Kudo, T. Sawada, E. Kazawa, H. Yoshida, Y. Iwasaki, and K. Mitsubayashi, "A flexible and wearable glucose sensor based on functional polymers with Soft-MEMS techniques," *Biosensors and Bioelectronics*, vol. 22, pp. 558–562, Oct. 2006. 41

[104] O. Ducloux. PhD thesis, Ecole Centrale deLille - Université de Valencienne et du Hainaut Cambrésis, 2006. 42, 43, 181

[105] R. C. Huang and L. Anand, "Non-linear mechanical behavior of the elastomer polydimethylsiloxane (PDMS) used in the manufacture of microfluidic devices," *Innovation in Manufacturing Systems and Technology (IMST)*, 2004. 43, 44

[106] R. Viard. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2010. 44, 45, 160, 181

[107] C.-L. Wu, H.-C. Lin, J.-S. Hsu, M.-C. Yip, and W. Fang, "Static and dynamic mechanical properties of polydimethylsiloxane/carbon nanotube nanocomposites," *Thin Solid Films*, vol. 517, pp. 4895–4901, July 2009. 44

[108] S. T. Choi, S. J. Jeong, and Y. Y. Earmme, "Modified-creep experiment of an elastomer film on a rigid substrate using nanoindentation with a flat-ended cylindrical tip," *Scripta Materialia*, vol. 58, pp. 199–202, Feb. 2008. 45

[109] K. U. Kirst, F. Kremer, and V. M. Litvinov, "Broad-band dielectric spectroscopy on the molecular dynamics of bulk and adsorbed poly(dimethylsiloxane)," *Macromolecules*, vol. 26, no. 5, pp. 975–980, 1993. 46

[110] D. H. Nguyen. PhD thesis, Université Joseph Fourier, 2005. 46

[111] M. Le Goff, J. Le Bras, B. Deschamps, D. Rozuel, D. Bourreau, and A. Peden, "Ka Band Quasi Optical Test Bench using Focusing Horns," in *Microwave Conference, 1999. 29th European DOI - 10.1109/EUMA.1999.338455*, vol. 2, pp. 240–243, 1999. 46

[112] G. Gauthier, A. Courtay, and G. Rebeiz, "Microstrip antennas on synthesized low dielectric-constant substrates," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 1310–1314, 1997. 48, 58, 182

[113] M. Stotz, G. Gottwald, H. Haspeklo, and J. Wenger, "Planar millimeter-wave antennas using $SiN_x$-membranes on GaAs," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 44, pp. 1593–1595, Sept. 1996. 48, 58

[114] I. Papapolymerou, R. Franklin Drayton, and L. Katehi, "Micromachined patch antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/8.660973*, vol. 46, no. 2, pp. 275–283, 1998. 48, 58, 92, 182

[115] E. Herth. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2009. 54, 187

[116] D. Pozar, "Microstrip antennas," *Proceedings of the IEEE DOI - 10.1109/5.119568*, vol. 80, no. 1, pp. 79–91, 1992. 56, 57, 119, 182, 184

[117] B. Pan, Y.-K. Yoon, G. Ponchak, M. Allen, J. Papapolymerou, and M. Tentzeris, "Analysis and Characterization of a High-Performance Ka-Band Surface Micromachined Elevated Patch Antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE DOI - 10.1109/LAWP.2006.886305*, vol. 5, no. 1, pp. 511–514, 2006. 56, 57, 182

[118] J.-G. Kim, H. S. Lee, H.-S. Lee, J.-B. Yoon, and S. Hong, "60-GHz CPW-fed post-supported patch antenna using micromachining technology," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE DOI - 10.1109/LMWC.2005.856690*, vol. 15, no. 10, pp. 635–637, 2005. 56, 57, 182

[119] E. Herth, N. Rolland, and T. Lasri, "Circularly Polarized Millimeter-Wave Antenna Using 0-Level Packaging," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE DOI - 10.1109/LAWP.2010.2080310*, vol. 9, pp. 934–937, 2010. 57, 58, 163, 182

[120] S. Lafoy, "Analyse FDTD d'antennes imprimées sur substrat souple," tech. rep., IETR et Université de Rennes 1, 2004. 59, 61

[121] A. Gaillard, R. Sauleau, H. Lhermie, and P. Coquet, "Antennes et réseaux d'antennes millimétriques multicouches microusinées sur silicium.," in *Journées Nationales Microondes, Lille*, 2003. 61

[122] K. Yee, "Numerical solution of initial boundary value problems involving maxwell's equations in isotropic media," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TAP.1966.1138693*, vol. 14, no. 3, pp. 302–307, 1966. 62

[123] R. L. Courant, "Variational Methods for the Solution of Problems of Equilibrium and Vibration," *Bulletin of the American Mathematical Society*, vol. 49, pp. 1–23, 1943. 63

[124] J.-P. Berenger, "A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves," *Journal of Computational Physics*, vol. 114, pp. 185–200, Oct. 1994. 63

[125] J. H. Koschwanez, R. H. Carlson, and D. R. Meldrum, "Thin PDMS Films Using Long Spin Times or Tert-Butyl Alcohol as a Solvent," *PLoS ONE*, vol. 4, pp. e4572–, Feb. 2009. 66

[126] K. Efimenko, W. E. Wallace, and J. Genzer, "Surface Modification of Sylgard-184 Poly(dimethyl siloxane) Networks by Ultraviolet and Ultraviolet/Ozone Treatment," *J. Colloid Interface Sci.*, vol. 254, pp. 306–315, Oct. 2002. 67

[127] A. Olah, H. Hillborg, and G. J. Vancso, "Hydrophobic recovery of UV/ozone treated poly(dimethylsiloxane): adhesion studies by contact mechanics and mechanism of surface modification," *Applied Surface Science*, vol. 239, pp. 410–423, Jan. 2005. 67

[128] H. Hillborg, J. F. Ankner, U. W. Gedde, G. D. Smith, H. K. Yasuda, and K. Wikström, "Crosslinked polydimethylsiloxane exposed to oxygen plasma studied by neutron reflectometry and other surface specific techniques," *Polymer*, vol. 41, pp. 6851–6863, Aug. 2000. 67

[129] S. Bhattacharya, A. Datta, J. Berg, and S. 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 DOI - 10.1109/JMEMS.2005.844746*, vol. 14, no. 3, pp. 590–597, 2005. 67, 68

[130] J. Garra, T. Long, J. Currie, T. Schneider, R. White, and M. Paranjape, "Dry etching of polydimethylsiloxane for microfluidic systems," in *J. Vac. Sci. Technol. A*, vol. 20, (Chateau Laurier Hotel, Ottawa (Canada)), pp. 975–982, AVS, May 2002. 68, 69

[131] M. Schuettler, C. Henle, J. Ordonez, G. Suaning, N. Lovell, and T. Stieglitz, "Patterning of Silicone Rubber for Micro-Electrode Array Fabrication," in *Neural Engineering, 2007. CNE '07. 3rd International IEEE/EMBS Conference on DOI - 10.1109/CNE.2007.369610*, pp. 53–56, 2007. 68, 69

[132] N. T. Böker, "Prototyping of a Stretchable Microelectrode Array for Cardiotoxicity Drug Screening," Master's thesis, Delft University of Technology, 2009. 68, 69, 71, 72, 182

[133] S. Takayama, E. Ostuni, X. Qian, J. C. McDonald, X. Jiang, P. LeDuc, M.-H. Wu, D. E. Ingber, and G. M. Whitesides, "Topographical Micropatterning of Poly(dimethylsiloxane) Using Laminar Flows of Liquids in Capillaries," *Adv. Mater.*, vol. 13, no. 8, pp. 570–574, 2001. 68, 69

[134] B. Balakrisnan, S. Patil, and E. Smela, "Patterning PDMS using a combination of wet and dry etching," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, no. 4, p. 047002, 2009. 68, 69

[135] T. N. Kim, K. Campbell, A. Groisman, D. Kleinfeld, and C. B. Schaffer, "Femtosecond laser-drilled capillary integrated into a microfluidic device," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 86, pp. 201106–3, May 2005. 68, 69

[136] A. Holle, S.-H. Chao, M. Holl, J. Houkal, and D. Meldrum, "Characterization of Program Controlled CO<inf>2</inf> Laser-Cut PDMS Channels for Lab-on-a-chip Applications," in *Automation Science and Engineering, 2007. CASE 2007. IEEE International Conference on DOI - 10.1109/COASE.2007.4341853*, pp. 621–627, 2007. 68

[137] K. M. Choi and J. A. Rogers, "A Photocurable Poly(dimethylsiloxane) Chemistry Designed for Soft Lithographic Molding and Printing in the Nanometer Regime," *Journal of the American Chemical Society*, vol. 125, pp. 4060–4061, Apr. 2003. 68

[138] A. A. S. Bhagat, P. Jothimuthu, and I. Papautsky, "Photodefinable polydimethylsiloxane (PDMS) for rapid lab-on-a-chip prototyping," *Lab Chip*, vol. 7, no. 9, pp. 1192–1197, 2007. 68, 69

[139] L. Guo, K. Meacham, S. Hochman, and S. DeWeerth, "A PDMS-Based Conical-Well Microelectrode Array for Surface Stimulation and Recording of Neural Tissues," *Biomedical Engineering, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TBME.2010.2052617*, vol. 57, no. 10, pp. 2485–2494, 2010. 68, 69

[140] Y. Xia and G. M. Whitesides, "Soft Lithography," *Angewandte Chemie International Edition*, vol. 37, no. 5, pp. 550–575, 1998. 69

[141] N. Tiercelin, "LIMMS Lab Meeting," 2003. 71

[142] H. Schmid, H. Wolf, R. Allenspach, H. Riel, S. Karg, B. Michel, and E. Delamarche, "Preparation of Metallic Films on Elastomeric Stamps and Their Application for Contact Processing and Contact Printing," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 13, no. 2, pp. 145–153, 2003. 71, 72

[143] Y. Zhao, Y.-K. Yoon, S.-O. Choi, X. Wu, Z. Liu, and M. G. Allen, "Three dimensional metal pattern transfer for replica molded microstructures," *Applied Physics Letters*, vol. 94, no. 2, p. 023301, 2009. 71

[144] S. Wagner, S. P. Lacour, J. Jones, P.-h. I. Hsu, J. C. Sturm, T. Li, and Z. Suo, "Electronic skin: architecture and components," *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*, vol. 25, pp. 326–334, Nov. 2004. 71, 72

[145] B. Huyghe, H. Rogier, J. Vanfleteren, and F. Axisa, "Design and Manufacturing of Stretchable High-Frequency Interconnects," *Advanced Packaging, IEEE Transactions on DOI - 10.1109/TADVP.2008.927811*, vol. 31, no. 4, pp. 802–808, 2008. 71, 72, 73, 74

[146] 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 DOI - 10.1109/MMB.2002.1002269*, pp. 80–83, 2002. 71, 72

[147] C. Dupas-Bruzek, P. Drean, and D. Derozier, "Pt metallization of laser transformed medical grade silicone rubber: Last step toward a miniaturized nerve electrode fabrication process," *J. Appl. Phys.*, vol. 106, pp. 074913–5, Oct. 2009. 71, 72

[148] N. Bowden, S. Brittain, A. G. Evans, J. W. Hutchinson, and G. M. Whitesides, "Spontaneous formation of ordered structures in thin films of metals supported on an elastomeric polymer," *Nature*, vol. 393, pp. 146–149, May 1998. 71, 72, 79

[149] S. P. Lacour, S. Wagner, Z. Huang, and Z. Suo, "Stretchable gold conductors on elastomeric substrates," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 82, pp. 2404–2406, Apr. 2003. 71, 72

[150] T. Adrega and S. P. Lacour, "Stretchable gold conductors embedded in PDMS and patterned by photolithography: fabrication and electromechanical characterization," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 20, no. 5, p. 055025, 2010. 71, 72

[151] S. Rosset, M. Niklaus, P. Dubois, and H. R. Shea, "Metal Ion Implantation for the Fabrication of Stretchable Electrodes on Elastomers," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 19, no. 3, pp. 470–478, 2009. 71, 72

[152] M. Miller, G. Davidson, B. Sahli, C. Mailloux, and T. Carmichael, "Fabrication of Elastomeric Wires by Selective Electroless Metallization of Poly(dimethylsiloxane)," *Adv. Mater.*, vol. 20, no. 1, pp. 59–64, 2008. 71, 72

[153] C.-X. Liu and J.-W. Choi, "Patterning conductive PDMS nanocomposite in an elastomer using microcontact printing," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 19, no. 8, p. 085019, 2009. 71, 72

[154] M. D. Dickey, R. C. Chiechi, R. J. Larsen, E. A. Weiss, D. A. Weitz, and G. M. Whitesides, "Eutectic Gallium-Indium (EGaIn): A Liquid Metal Alloy for the Formation of Stable Structures in Microchannels at Room Temperature," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 18, no. 7, pp. 1097–1104, 2008. 71, 72

[155] A. Siegel, D. Bruzewicz, D. Weibel, and G. Whitesides, "Microsolidics: Fabrication of Three-Dimensional Metallic Microstructures in Poly(dimethylsiloxane)," *Adv. Mater.*, vol. 19, no. 5, pp. 727–733, 2007. 71, 72

[156] C. Yu, Z. Wang, H. Yu, and H. Jiang, "A stretchable temperature sensor based on elastically buckled thin film devices on elastomeric substrates," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 95, pp. 141912–3, Oct. 2009. 71

[157] D. Brosteaux, F. Axisa, M. Gonzalez, and J. Vanfleteren, "Design and Fabrication of Elastic Interconnections for Stretchable Electronic Circuits," *Electron Device Letters, IEEE DOI - 10.1109/LED.2007.897887*, vol. 28, no. 7, pp. 552–554, 2007. 72, 73, 74

[158] K. Lee, K. Fosser, and R. Nuzzo, "Fabrication of Stable Metallic Patterns Embedded in Poly(dimethylsiloxane) and Model Applications in Non-Planar Electronic and Lab-on-a-Chip Device Patterning," *Adv. Funct. Mater.*, vol. 15, no. 4, pp. 557–566, 2005. 72, 73, 74, 79, 80

[159] K. S. Lim, W.-J. Chang, Y.-M. Koo, and R. Bashir, "Reliable fabrication method of transferable micron scale metal pattern for poly(dimethylsiloxane) metallization," *Lab on a Chip*, vol. 6, no. 4, pp. 578–580, 2006. 72, 73, 74, 79, 80

[160] Z. Hu, D. M. Zhou, R. Greenberg, and T. Thundat, "Nanopowder molding method for creating implantable high-aspect-ratio electrodes on thin flexible substrates," *Biomaterials*, vol. 27, pp. 2009–2017, Mar. 2006. 72, 73, 74

[161] D.-H. Kim, J.-H. Ahn, W. M. Choi, H.-S. Kim, T.-H. Kim, J. Song, Y. Y. Huang, Z. Liu, C. Lu, and J. A. Rogers, "Stretchable and Foldable Silicon Integrated Circuits," *Science*, vol. 320, pp. 507–511, Apr. 2008. 72, 73, 74

[162] N. Tiercelin, "LIMMS Lab Meeting," 2004. 73, 182

[163] D. Gray, J. Tien, and C. Chen, "High-Conductivity Elastomeric Electronics," *Adv. Mater.*, vol. 16, no. 5, pp. 393–397, 2004. 73, 74

[164] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Millimeter-wave patch array antenna on ultra flexible micromachined Polydimethylsiloxane (PDMS) substrate," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, pp. 1–4, 2009. 74

[165] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Unpublished results." 2010. 74

[166] E. Eisenbarth, D. Velten, M. Müller, R. Thull, and J. Breme, "Biocompatibility of [beta]-stabilizing elements of titanium alloys," *Biomaterials*, vol. 25, pp. 5705–5713, Nov. 2004. 80

[167] M. Peuster, C. Fink, and C. von Schnakenburg, "Biocompatibility of corroding tungsten coils: in vitro assessment of degradation kinetics and cytotoxicity on human cells," *Biomaterials*, vol. 24, pp. 4057–4061, Oct. 2003. 82

[168] D. Williams, "Definitions of Biomaterials," in *Proceedings of a Consensus Conference of the European Society for Biomaterials*, vol. 4, Elsevier, March 1986. 82

[169] E. Apaydin, *MICROFABRICATION TECHNIQUES FOR PRINTING ON PDMS ELASTOMERS FOR ANTENNA AND BIOMEDICAL APPLICATIONS*. PhD thesis, The Ohio State University, 2009. 82

[170] P. Coquet, "Habilitation à Diriger des Recherches," *ENS-Cachan - Antenne de Bretagne*, 2003. 85, 91, 127, 183

[171] L. L. Coq *European School on Antennas*, 2007. 89, 183

[172] P. Coquet, R. Sauleau, K. Shinohara, H. Lhermite, and T. Matsui, "Multi-layer microstrip antennas on quartz substrates: Technological considerations and performances at 60 GHz," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 40, no. 1, pp. 41–47, 2004. 92, 144

[173] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Dispositif hyperfréquences reconfigurable à membrane déformable," *Patent (pending) FR2955319 et WO20110862980*, 15 Jan. 2010. 100, 141

[174] R. Lee, K. Lee, and J. Bobinchak, "Characteristics of a two-layer electromagnetically coupled rectangular patch antenna," *Electronics Letters*, vol. 23, no. 20, pp. 1070–1072, 1987. 103

[175] R. Jackson and R. Ramadoss, "MEMS Based Electrostatically Tunable Circular Microstrip Patch Antenna," in *Wireless and Microwave Technology Conference, 2006. WAMICON '06. IEEE Annual*, pp. 1–4, 2006. 108

[176] E. O. Hammerstad, "Equations for Microstrip Circuit Design," in *Microwave Conference, 1975. 5th European DOI - 10.1109/EUMA.1975.332206*, pp. 268–272, 1975. 109

[177] D. J. Bell, T. J. Lu, N. A. Fleck, and S. M. Spearing, "MEMS actuators and sensors: observations on their performance and selection for purpose," *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 15, no. 7, pp. S153–, 2005. 112, 184

[178] F. Mugele and J.-C. Baret, "Electrowetting: from basics to applications," *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 17, no. 28, pp. 705–774, 2005. 113

[179] C.-H. Chen and D. Peroulis, "Liquid RF MEMS Wideband Reflective and Absorptive Switches," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2919–2929, 2007. 113, 152

[180] G. Huff and S. Goldberger, "Biologically-inspired vascular antenna reconfiguration mechanism," *Electronics Letters DOI - 10.1049/el.2011.0383*, vol. 47, no. 11, pp. 637–638, 2011. 113

[181] D. Niarchos, "Magnetic MEMS: key issues and some applications," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 109, pp. 166–173, Dec. 2003. 113, 184

[182] O. Cugat, G. Reyne, J. Delamare, and H. Rostaing, "Novel magnetic micro-actuators and systems (MAGMAS) using permanent magnets," *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 129, pp. 265–269, May 2006. 113, 184

[183] 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 DOI - 10.1109/LAWP.2010.2096405*, vol. 9, pp. 1131–1134, 2010. 114, 141

[184] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, H. Fujita, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A Millimeter-Wave Microstrip Antenna Array on Ultra-Flexible Micromachined Polydimethylsiloxane (PDMS) Polymer," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 8, pp. 1306–1309, 2009. 122

[185] S. Sawano, K. Naka, A. Werber, H. Zappe, and S. Konishi, "Sealing method of PDMS as elastic material for MEMS," in *Micro Electro Mechanical Systems, 2008. MEMS 2008. IEEE 21st International Conference on*, pp. 419–422, 2008. 124

[186] H. Kim, A. Astle, K. Najafi, L. Bernal, and P. Washabaugh, "A fully integrated high-efficiency peristaltic 18-stage gas micropump with active microvalves," in *Micro Electro Mechanical Systems, 2007. MEMS. IEEE 20th International Conference on DOI - 10.1109/MEMSYS.2007.4433033*, pp. 131–134, 2007. 124

[187] Y.-H. Wen, G. Yang, V. Bailey, G. Lin, W. Tang, and J. Keyak, "Mechanically robust micro-fabricated strain gauges for use on bones," in *Microtechnology in Medicine and Biology, 2005. 3rd IEEE/EMBS Special Topic Conference on DOI - 10.1109/MMB.2005.1548455*, pp. 302–304, 2005. 125

[188] Y. Dusch, N. Tiercelin, A. Klimov, V. Rudenko, Y. Ignatov, S. Hage-Ali, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "Patterned L1[sub 0]-FePt for polarization of magnetic films," *J. Appl. Phys.*, vol. 109, no. 7, p. 07A720, 2011. 129

[189] Y. Dusch, N. Tiercelin, A. Klimov, V. Rudenko, Y. Ignatov, S. Hage-Ali, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "Self-polarized giant magnetostrictive nanostructures with field induced spin reorientation transition," *Nanomaterials and Nanostructures (Russia)*, 2011(in press). 129

[190] T.-S. Chin, "Permanent magnet films for applications in microelectromechanical systems," *J. Magn. Magn. Mater.*, vol. 209, pp. 75–79, Feb. 2000. 129

[191] O. Gutfleisch, J. Lyubina, K.-H. Müller, and L. Schultz, "FePt Hard Magnets," *Adv. Eng. Mater.*, vol. 7, no. 4, pp. 208–212, 2005. 129

[192] O. Gutfleisch and N. Dempsey, "High Performance Micro-Magnets for Microelectromechanical Systems (MEMS)," in *Magnetic Nanostructures in Modern Technology* (B. Azzerboni, G. Asti, L. Pareti, and M. Ghidini, eds.), pp. 167–194, Springer Netherlands, 2008. 129

[193] S. Hage-Ali, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A millimeter-wave frequency tunable microstrip antenna on ultraflexible PDMS substrate," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE DOI - 10.1109/APS.2010.5561288*, pp. 1–4, 2010. 141

[194] S. Hage-Ali, Y. Dusch, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A frequency tunable millimeter-wave planar antenna using L10-FePt patterned element," in *55th Annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials*, (Atlanta, United States), p. ., 2010. 142

[195] 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 *The 16th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS'2011*, 2011. 149

[196] F. Lapierre. PhD thesis, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2011. 151

[197] B. Berge, "Electrocapillarity and wetting of insulator films by water," *Comptes Rendus de l'Academie des Sciences Serie II*, vol. 317, pp. 157–163, 1993. 151

[198] S. K. Cho, H. Moon, and C.-J. Kim, "Creating, transporting, cutting, and merging liquid droplets by electrowetting-based actuation for digital microfluidic circuits," *Microelectromechanical Systems, Journal of DOI - 10.1109/JMEMS.2002.807467*, vol. 12, no. 1, pp. 70–80, 2003. 151

[199] F. Lapierre, G. Piret, H. Drobecq, O. Melnyk, Y. Coffinier, V. Thomy, and R. Boukherroub, "High sensitive matrix-free mass spectrometry analysis of peptides using silicon nanowires-based digital microfluidic device," *Lab Chip*, vol. 11, no. 9, pp. 1620–1628, 2011. 152

[200] N. Verplanck, Y. Coffinier, V. Thomy, and R. Boukherroub, "Wettability Switching Techniques on Superhydrophobic Surfaces," 2007. 152

[201] R. Shamai, D. Andelman, B. Berge, and R. Hayes, "Water, electricity, and between... On electrowetting and its applications," *Soft Matter*, vol. 4, no. 1, pp. 38–45, 2008. 152

[202] P. Sen and C.-J. Kim, "A Fast Liquid-Metal Droplet Microswitch Using EWOD-Driven Contact-Line Sliding," *Microelectromechanical Systems, Journal of DOI - 10.1109/JMEMS.2008.2008624*, vol. 18, no. 1, pp. 174–185, 2009. 152

[203] M. Berenguer, E. Dreina, and M. Pons, "ELECTROMAGNETIC ANTENNA RECONFIGURABLE BY ELECTROWETTING," *Patent WO/2009/068774*, June 2009. 152

[204] A. Takei, E. Iwase, K. Hoshino, K. Matsumoto, and I. Shimoyama, "Angle-Tunable Liquid Wedge Prism Driven by Electrowetting," *Microelectromechanical Systems, Journal of*, vol. 16, no. 6, pp. 1537–1542, 2007. 152

[205] H. Kang and J. Kim, "EWOD (Electrowetting-on-Dielectric) Actuated Optical Micromirror," in *Micro Electro Mechanical Systems, 2006. MEMS 2006 Istanbul. 19th IEEE International Conference on DOI - 10.1109/MEMSYS.2006.1627906*, pp. 742–745, 2006. 152

[206] P. An, J. Chen, and Y. Hao, "Modeling and simulation of a novel vertical actuator based on electrowetting on dielectric," *Acta Mechanica Sinica*, vol. 25, no. 5, pp. 669–675, 2009. 152

[207] M. Abdelgawad, P. Park, and A. R. Wheeler, "Optimization of device geometry in single-plate digital microfluidics," *Journal of Applied Physics*, vol. 105, no. 9, p. 094506, 2009. 157

[208] F. Lapierre, V. Thomy, Y. Coffinier, R. Blossey, and R. Boukherroub, "Reversible Electrowetting on Superhydrophobic Double-Nanotextured Surfaces," *Langmuir*, vol. 25, pp. 6551–6558, June 2009. 157

[209] J. Strèque. PhD thesis, Ecole Centrale de Lille, 2011. 160

[210] D. Ortiz, "FDTD analysis of planar antenna arrays printed on PDMS turnable membrane," tech. rep., IETR, 2007. 166

[211] E. Leclerc, A. Debray, N. Tiercelin, T. Fujii, and H. Fujita, "Silicon based optical scanner using PDMS as torsion springs," in *Optical MEMS, 2003 IEEE/LEOS International Conference on*, pp. 95–96, 2003. 170, 171, 186

# Publications et communications

### Revues internationales à comité de lecture

Y. Dusch, N. Tiercelin, A. Klimov, V. Rudenko, Y. Ignatov, **S. Hage-Ali**, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "Giant magnetostrictive nanostructured films with auto induced spin reorientation transition," *Nanomaterials and Nanostructures (Russia)*, n°1, pp. 35-40, 2011

Y. Dusch, N. Tiercelin, A. Klimov, V. Rudenko, Y. Ignatov, **S. Hage-Ali**, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "Patterned $L1_0$-FePt for polarization of magnetic films," *J. Appl. Phys.*, AIP, vol. 109, no. 7, pp. 07A720, 2011

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A Millimeter-Wave Inflatable Frequency Agile Elastomeric Antenna ," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol.9, pp. 1131-1134, 2010

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, H. Fujita, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A Millimeter-Wave Microstrip Antenna Array on Ultra-Flexible Micromachined Polydimethylsiloxane (PDMS) Polymer," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 8, pp. 1306-1309, 2009

### Brevet

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin , P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Dispositif hyperfréquences reconfigurable à membrane déformable," Brevet FR2955319, 15 Jan. 2010, (en cours)

**Extension internationale** WO2011086298, 14 Jan. 2011 (en cours)

### Conférences internationales avec actes

**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 *The 16th International Conference on Solid State Sensors, Actuators and Microsystems TRANSDUCERS'2011*, Beijing, China, june 2011, poster

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A Millimeter-Wave Frequency Tunable Microstrip Antenna on Ultraflexible PDMS substrate," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium APSURSI* , pp. 1-4, Toronto, 2010, oral

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, L. Le Coq, H. Fujita, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, Millimeter-wave Printed Antennas on Ultrasoft Polymer Substrate, " in *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, pp.1-5, Barcelona, 2010, oral

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Millimeter-wave patch array antenna on ultra flexible micromachined Polydimethylsiloxane (PDMS) substrate," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium AP-SURSI '09*, pp. 1-4, Charleston, 2009, poster. **Honorable mention from Student Paper Contest**

### Conférences internationales sans actes

**S. Hage-Ali**, Y. Dusch., N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "A frequency tunable millimeter-wave planar antenna using $L1_0$ - FePt patterned element," *55th Annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials*, Atlanta, Nov. 2010, oral

Y. Dusch, N. Tiercelin, A. Klimov, V. Rudenko, Y. Ignatov, **S. Hage-Ali**, P. Pernod, and V. Preobrazhensky, "Patterned $L1_0$-FePt for Polarization of Magnetic Films," *55th Annual Conference on Magnetism and Magnetic Materials*, Atlanta, Nov. 2010, oral

### Conférence nationale avec actes

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet,Y. Dusch., R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod,"Antennes accordables en fréquence dans la bande des 60 GHz sur substrat élastomère ultrasouple," in *17èmes Journées Nationales Microondes*, Brest, Mai 2011, oral

### Workshops et séminaires

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, Y. Dusch, Y. Orlic, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Millimeter-wave ultrasoft reconfigurable antennas," *Georgia Tech and University of Michigan Workshops*, IEMN, Villeneuve d'Ascq, Mai, 2011, oral

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Antennes planaires millimétriques reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Mécaniques (MMMS)", GDR Micronanosystèmes, Montpellier, December, 2008, poster

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Reconfigurable antennas @ mm-wave using magnetic microsystems", LEMAC seminary, Lille, December 2007, oral

**S. Hage-Ali**, N. Tiercelin, P. Coquet, R. Sauleau, V. Preobrazhensky, and P. Pernod, "Applications Micro-Systèmes Magnéto-Mécaniques (MMMS) pour réseaux de capteurs : Antennes orientables sur substrat polymères & matériaux magnétoélectriques nanostructurés", GDR Micronanosystèmes, Toulouse, October, 2007, poster

## Antennes et dispositifs hyperfréquences millimétriques ultrasouples reconfigurables à base de Microsystèmes Magnéto-Electro-Mécaniques (MMEMS) : Conception, réalisation, mesures


### 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 télécommunications sans fil. Les solutions traditionnelles de reconfiguration sont basées sur des semiconducteurs ou des composants RF-MEMS conventionnels, qui connaissent un coût, une complexité et des pertes croissantes en bande millimétrique.

Dans cette thèse, une approche originale a été développée : elle est basée sur la reconfiguration mécanique d'antennes et dispositifs millimétriques microrubans sur substrat élastomère ultrasouple PDMS, grâce à des actionneurs MEMS grands déplacements.

Premièrement, les choix de conception, la technique de simulation éléments finis (HFSS), et surtout la microfabrication d'antennes sur membrane PDMS ainsi que les techniques de mesure en impédance et rayonnement ont été abordés.

Deux axes ont ensuite été étudiés : les antennes accordables en fréquence, et les antennes et composants pour le balayage angulaire (déphaseurs et antennes à balayage mécanique de type scanner). Des procédés technologiques innovants ont été développés (reports de métallisations épaisses biocompatibles et d'aimants permanents en couches minces sur membrane PDMS) et différentes techniques d'actionnement (pneumatique, magnétique, par électromouillage) ont été mises en oeuvre. Les performances en terme d'accord en fréquence (8,2 %) et de balayage angulaire (-90/+100°) dépassent l'état de l'art des antennes du même type en bande millimétrique, et ceci en utilisant une technologie peu complexe, ultra bas-coût et prometteuse pour la montée en fréquence.



**Mots-Clés :**

- antenne
- élastomère PDMS
- ondes millimétriques
- microsystème magnétique
- reconfigurable
- ultrasouple
- accord en fréquence
- balayage angulaire


## Ultrasoft reconfigurable millimeter-wave antennas and devices based on Magneto-Electro-Mechanical Microsystems (MMEMS): design, fabrication, measurements


### ABSTRACT

There is currently an increasing need for reconfigurable antennas in the 60 GHz band for remote sensing applications and wireless communications. Traditional reconfiguration solutions are based on semiconductors or conventional RF-MEMS but these components 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 elsatomeric PDMS substrates, thank to large displacements MEMS actuators.

First, the design choices, the finite element simulation technique (HFSS), and the microfabrication of antennas supported by PDMS membranes as well as the impedance and radiation measurements techniques have been discussed.

Two axis have then been studied: frequency-tunable antennas, and beam-steering components (phase shifters and « scanner » type antennas). Innovative technological processes were developed (transfer of biocompatible metal patterns and permanent magnet thin films on PDMS membranes) and several actuation techniques (pneumatic, magnetic, electrowetting) were implemented. Performances in terms of frequency tuning (8.2%) and scan angles (-90 /+100 °) are beyond the state of the art for similar antennas in the millimeter-wave band, and are achieved by using a very simple, ultra low-cost technique that is expected to be effective at even higher frequencies.



**Keywords :**

- antenna
- PDMS elastomer
- millimeter-wave
- magnetic microsystem
- reconfigurable
- ultrasoft
- frequency-tunable
- beam steering