

Titre: Interrupteur RF bistable magnétique sur membrane flexible
Title:

Auteur: Patrick Deschênes
Author:

Date: 2008

Type: Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

Référence: Deschênes, P. (2008). Interrupteur RF bistable magnétique sur membrane flexible
[Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie.
Citation: <https://publications.polymtl.ca/8354/>

Document en libre accès dans PolyPublie

Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: <https://publications.polymtl.ca/8354/>
PolyPublie URL:

**Directeurs de
recherche:** Jean-Jacques Laurin
Advisors:

Programme: Non spécifié
Program:

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

INTERRUPEUR RF BISTABLE MAGNÉTIQUE SUR MEMBRANE FLEXIBLE

PATRICK DESCHÈNES

DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION

DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÉS SCIENCES APPLIQUÉES

(GÉNIE ÉLECTRIQUE)

AOÛT 2008



Library and
Archives Canada

Published Heritage
Branch

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Direction du
Patrimoine de l'édition

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file *Votre référence*

ISBN: 978-0-494-46044-3

Our file *Notre référence*

ISBN: 978-0-494-46044-3

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

INTERRUPEUR RF BISTABLE MAGNÉTIQUE SUR MEMBRANE FLEXIBLE

présenté par: DESCHÈNES Patrick

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de:

M. SIROIS Frédéric, Ph.D., président

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. AKYEL Cevdet, Ph.D., membre

Remerciements

En premier lieu, j'aimerais remercier M. Jean-Jacques Laurin, mon directeur de recherche, pour m'avoir donné la chance d'effectuer mes travaux de recherche sous sa supervision. Ses précieux conseils, sa grande disponibilité, sa grande patience et sa créativité ont été grandement appréciés tout au long de ce projet.

J'aimerais également remercier M. Frédéric Sirois pour ces multiples conseils et sa générosité avec le prêt du logiciel de simulation d'éléments finis *COMSOL Multiphysics* ayant bien contribué au projet.

Ce projet n'aurait pu être réalisé sans le soutien de l'équipe de techniciens du centre de recherche de Poly-Grames. Je tiens à remercier spécialement Jules Gauthier, Steve Dubé et Maxime Thibault pour la fabrication exceptionnelle des circuits et leurs conseils ainsi que Jean-Sébastien Décarie pour son support informatique impeccable et rapide.

Mes remerciements vont aussi aux étudiants du Poly-Grames pour leur camaraderie et leur joie de vivre étant Paul-André Barrière, Hamidreza Memarzadeh-Tehran, Alvaro Diaz-Bolado, Azin Mirfatah, Bassem Maraach, Tarek Djerafi, Nicolas Laflamme Mayer, Mathieu Lamarche, Medea Degbe, Rachid El Hani, Maxime Daigle et Erick-Emmanuel Djoumessi.

Je remercie aussi l'aide de deux secrétaires indispensables soit Ginette Desparois et Nathalie Lévesque qui ont su guider mon cheminement.

Finalement, n'eut été de leur soutien et de leurs encouragements, ce projet n'aurait pu être complété et je parle bien sûr de mes parents et de mes sœurs auxquels je suis très reconnaissant.

Résumé

Ce présent projet est une exploration d'un nouveau concept d'un interrupteur radiofréquence (RF) bistable à actionneur magnétique construit sur une membrane flexible. Peu de travaux ont été effectués dans le passé sur la réalisation d'éléments reconfigurables bâtis à même une membrane diélectrique flexible. Motivé par le faible poids des antennes dépliables construites à partir de membranes flexibles ainsi que la faible consommation d'énergie des interrupteurs à actionneur magnétique existant sous forme MEMS, ce projet a pour but de valider la faisabilité d'utiliser un tel dispositif. Les étapes principales de mise en œuvre d'un nouveau dispositif, soit la conception, la fabrication ainsi que la caractérisation des performances d'un prototype, seront suivies.

Dans un premier temps, pour bien comprendre les enjeux mécaniques et magnétiques, une étude portera sur le mouvement de torsion présent dans la topologie retenue pour l'interrupteur. Inspiré de travaux effectué dans le domaine des MEMS, une adaptation sera effectuée pour tenir compte des nouvelles contraintes associées à la construction sur un substrat flexible très mince. Outre les matériaux qui seront inévitablement différents de celui des MEMS, la taille sera de l'ordre du millimètre et non du micromètre. Après avoir pris en considération toutes les variables de l'interrupteur, celui-ci sera finalement intégré à un dispositif RF. Le matériel de base utilisé tout au long de ce projet sera un substrat diélectrique flexible étant le plus mince possible. Notre choix s'est arrêté sur un polyimide d'une épaisseur de 50,8 μm , soit légèrement plus mince qu'une feuille de papier typiquement utilisée dans les imprimantes laser.

Au cours de ce projet, trois concepts d'interrupteur commutant un circuit RF ont été étudiés. Dans un premier temps, l'ajout de bascules à proximité d'une ligne de transmission CPW avait pour but de perturber le signal. Malheureusement, aucune

variation exploitable ne fut observée. Prenant une approche plus drastique lors de la deuxième conception, l'interrupteur a été directement placé au niveau des fentes résonnantes d'une antenne alimentée par un CPW. Cet agencement donnait de très bons résultats selon les simulations effectuées dans le logiciel *Ansoft Designer*. La construction de la structure montra que nous ne pouvions cependant atteindre nos objectifs de bistabilité. En effet, la présence de cuivre sur les pivots affectait la flexibilité de la membrane et ne permettait pas un libre mouvement de la bascule. Une déformation plastique au niveau des pivots ajoutait une demande d'énergie trop importante pour que le système puisse commuter. Sans ces deux petites traces de cuivre, le changement de fréquences de résonnance ne s'effectuait plus. De plus, la largeur de la ligne de transmission du CPW après optimisation du rayonnement était trop importante, laissant place à la propagation à des modes supérieurs non désirés. Néanmoins, ces embûches ont servi d'apprentissages pour la dernière conception. Cette fois-ci, l'interrupteur change l'intensité du courant RF vis-à-vis les fentes résonnantes en modifiant la longueur de la fin de la ligne de transmission lorsqu'un contact s'effectue entre une lamelle pivotante et un élément de la ligne CPW. Pour corriger les problèmes survenus dans les conceptions précédentes, une ligne de transmission quelque peu exotique a été utilisé soit un quasi-CPW. Ce dispositif est une ligne de transmission micro-ruban dont une partie du plan de masse sous la ligne des transmissions a été enlevée. En d'autres mots, les plans de masse d'un CPW sont déplacés sous la surface inférieure du substrat. C'est ainsi que les problèmes de la conception précédente furent corrigés, laissant les pivots de la bascule sans cuivre et ayant une ligne de transmission avec une largeur plus étroite. La nouvelle ligne de transmission a une impédance caractéristique d'environ 62Ω selon les mesures en champ proche effectuées. Aucune formule empirique n'existe pour calculer l'impédance caractéristique ce type de structure.

Après avoir simulé le dispositif, des mesures en laboratoire ont permis la caractérisation du mouvement de la bascule ainsi que la commutation de l'antenne. Du point de vue de

la bascule, des mesures ont été faites pour déterminer l'angle de torsion généré suite à l'exposition au champ magnétique créé par le passage du courant dans un solénoïde sous-jacent à la lamelle, et ce pour deux hauteurs, soit 1 mm et 2 mm entre la bobine et la lamelle. Le couple magnétique approximé par un modèle d'éléments finis dans le logiciel *COMSOL Multiphysics* (v3.2) a été comparé avec le couple mécanique théorique nécessaire pour obtenir un certain angle de torsion. Malgré des problèmes de contact électrique entre la ligne de transmission et la lamelle du concept retenu, des mesures de consommation d'énergie ont pu être accomplies. Pour un courant de 59 mA, une impulsion d'une durée de 43 ms était requise pour attirer la lamelle vers le solénoïde pour une hauteur légèrement supérieure à 1mm. Inversement, une impulsion de 20 ms avec un courant inversé était suffisante pour repousser la lamelle de son état de repos, état dans lequel la lamelle est retenue par un aimant permanent. Les consommations d'énergie pour les deux mouvements sont approximativement de 4,19 mJ et 1,95 mJ respectivement.

Du côté des performances RF, des mesures du coefficient de réflexion ont été faites. Suite à l'ajout d'un circuit d'adaptation d'impédance, une bande de fréquences centrée à 5,2 GHz, dans laquelle une différence de coefficient de réflexion d'environ 9 dB entre les deux états stables de la bascule, a pu être observée. Une cartographie du rayonnement de l'antenne a été faite pour mieux comprendre l'effet de l'interrupteur sur le rayonnement de l'antenne à fente couplée. Ainsi, l'antenne présenta trois lobes principaux qui étaient affectés par le changement d'état du prototype. Ces variations étaient dans l'ordre de 10 dB et plus pour certains angles spécifiques. Ceci confirme la réussite de nos objectifs de départ, soit la réalisation d'un dispositif bistable ne consommant aucune énergie dans ses états stables, construit à même le substrat flexible d'un dispositif RF qui serait commuté avec un faible niveau d'énergie.

Abstract

This project explores the design of a new radio-frequency (RF) bistable switch magnetically actuated and implemented on a flexible membrane. Flexible antenna technology is considered for future spacecraft synthetic aperture radars. So far, very little work has been done on reconfigurable elements directly built on a dielectric membrane. The aim of this project was to validate the possibilities of using this kind of device, combining the advantages of the lightweight deployable antennas made of flexible membranes and the advantage of the low power consumption of MEMS-like magnetic switches. Several switch configurations were investigated and designed. Fabrication and measurement of the performance of a prototype followed.

In order to better understand the mechanical aspects of the problem, a study was done on the torsion movement that occurs in the moving parts of the switch. At the beginning of the project, an existing magnetically actuated MEMS switch was used as a guideline for our design. Of course important modifications were needed to allow implementation on a very thin flexible substrate. The materials considered had completely different mechanical properties from those used in MEMS. Furthermore, the size of MEMS devices is in the order of microns compared to millimeters in the case of our device. After identifying the key parameters affecting the operation of the switch, a choice was made to use a polyimide substrate of very low thickness (50,8 μm) for all the designs. For comparison purposes, this is slightly thinner than a standard sheet of paper.

Three RF designs have been considered in the course the project. At the beginning, a study has been done on a CPW transmission line with a switch opening a window in the ground plane close to it. The change in the state of the switch was supposed to modify the ground plane currents near the line and thus cause a reflection. The expected effect

was too weak and the isolation provided by the switch was not sufficient – this design had to be rejected. The second design used a different approach. The attempt was to use the switch to modify the resonant frequency of an inductively coupled antenna fed by a CPW line. For this design, the switch was directly placed in the resonant radiating slot and the result of its operation was to change the slot's total length. Simulations done with *Ansoft Designer* showed very promising results from the RF operation point of view. Unfortunately, this design was found to be flawed due to a mechanical problem. In fact, it required metallization on two narrow membrane stems used as torsion bars of a flip-flop contact. This was impeding the movement since a thin copper layer was going through a plastic deformation cycle on each actuation of the switch. This unwanted effect would have required a very important increase in the power consumption for switching. Metal fatigue was also a concern. For these reasons, this design also had to be rejected.

Nevertheless, the experience gained with the first two designs provided useful knowledge applicable to the next and last design. This time, the switch's action was to change the intensity of the coupled current in front of the resonant slot of an antenna by changing the length of the printed transmission line. This change occurred when a slat, consisting of a metalized membrane rectangle covered with mu-metal and operated as a flip flop, touched the center conductor of the line. To avoid the mechanical problem that occurred during the second design, a new configuration of the CPW has been used. This time, the transmission line was made of a microstrip line printed on the top layer of the substrate, with a slot etched under it in the bottom layer. In other words, this so-called quasi-CPW structure is like a CPW, but with a semi-infinite ground planes on the lower level of the substrate. With this new kind of transmission line, the copper on the torsion bars was no longer required and the width of the line could be narrower. Since no empirical formula exists for the properties of the quasi-CPW, a method based on near-field measurement had to be devised to determine the characteristic impedance. This impedance was around 62Ω for the dimensions used in the final switch.

After simulating the antenna with the switch, measurements have been done to properly characterize the bistable flip flop. The torque applied on the slat has been analyzed as a function of the magnetic field provided by a solenoid placed underneath the magnetic slat. The magnetic torque has been estimated with a finite element model in *COMSOL Multiphysics* and has been compared to the mechanical torque calculated with theoretical equations.

Although an electrical contact problem between the slat and the transmission line still remained in the existing design, measurements of power consumption have been done. For a constant current of 59 mA, a pulse of 43 ms was required to attract the slat toward the solenoid until the permanent magnet could keep it in place. In order to return the slat to its initial stable state, a reverse polarity pulse of only 20 ms was needed. The power consumption was approximately 4,19 mJ and 1,95 mJ for those two movements respectively.

The RF performance was assessed by performing two measurements. The first one consisted of measuring the reflection coefficient with a network analyzer. After using an impedance matching circuit, a good difference of return loss of approximately 9 dB between the two states was noticeable at 5,2 GHz. To better understand the influence of the switch, a far field measurement of the radiation pattern has been done. Three major lobes were clearly observed and was strongly influenced by the switch. The variation of gain caused by the switch was in the order of 10 dB and more for specific angles. Those results meet the goal of the project which was to demonstrate the feasibility of a bistable switch requiring no power in its stable states and built on the same flexible substrate as a radiating element which can be controlled for the purpose of achieving reconfigurable membrane antennas.

Table des matières

Remerciements	iv
Résumé	v
Abstract	viii
Table des matières	xi
Liste des tableaux	xiii
Liste des sigles, abréviations et symboles	xiii
Liste des figures	xiv
Introduction	1
0.1 Problématique	1
0.2 Objectif du mémoire	3
0.3 Structure du mémoire	4
CHAPITRE 1 Introduction aux interrupteurs à actionneur magnétique	5
1.1 Concept général de divers interrupteurs à actionneur magnétique	5
1.2 Applications générales	8
1.2.1 Applications RF	10
CHAPITRE 2 Conception de l'interrupteur membrane	12
2.1 Considérations mécaniques	12
2.2 Considérations magnétiques	16
2.3 Actuateur magnétique	19
2.3.1 Source magnétique	19
2.3.2 Matériau magnétique	25
2.3.3 Séquence d'activation de l'élément bistable	28
2.3.4 Choix des matériaux constituant l'interrupteur	29
2.4 Sommaire du chapitre	31

CHAPITRE 3 Conception du circuit radiofréquence intégrant l'interrupteur	32
3.1 Première conception : perturbation d'une ligne de transmission	32
3.2 Deuxième conception : modification de fentes résonnantes	34
3.3 Troisième conception : perturbation du couplage de fentes résonnantes	38
3.3.1 Ligne quasi-CPW	40
3.3.2 Principe de fonctionnement.....	43
3.4 Simulation de l'antenne commutée	45
3.5 Sommaire du chapitre.....	48
CHAPITRE 4 Réalisation d'un interrupteur bistable commutant une antenne à fentes	49
4.1 Caractérisation de la ligne quasi-CPW	49
4.2 Étude de l'interrupteur.....	54
4.2.1 Caractérisation de la torsion.....	54
4.2.2 Couples mécanique et magnétique.....	59
4.3 Circuit de commande.....	64
4.4 Problèmes encourus.....	69
4.5 Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne avec interrupteur	73
4.6 Mesures en champs lointain de l'antenne avec interrupteur	75
4.7 Analyse des résultats	83
4.8 Fiabilité.....	85
4.9 Synthèse.....	87
CHAPITRE 5 Conclusions	88
5.1 Contributions	88
5.2 Travaux futurs	90
Références	92

Liste des tableaux

Tableau 2-1 Classifications des matériaux magnétiques	25
Tableau 2-2 Perméabilité relative de différents matériaux et leur catégorie respective ..	29
Tableau 2-3 Substrat utilisé en radiofréquence et leurs caractéristiques respectives.....	30
Tableau 4-1 Données recueillies lors de la commutation de l'interrupteur	67

Liste des sigles, abréviations et symboles

CPW = guide d'onde planaire (coplanar waveguide)

MEMS = microsystème électro mécanique (micro electro-mechanical system)

RF = radiofréquence

SMA = connecteur miniature version A (subminiature version A)

SSF = surface à sélection de fréquence

TOS = taux d'onde stationnaire

Liste des figures

Figure 1-1 Illustration des mouvements de flexion (a) et de torsion (b).....	6
Figure 1-2 Différentes configurations de bascule à flexion.....	7
Figure 1-3 Divers emplacements des sources couramment utilisés. (a) et (b) bascule à flexion, (c) bascule à torsion.....	7
Figure 1-4 Interrupteur à flexion utilisé en optique (consommation continue d'énergie) .8	
Figure 1-5 Interrupteur à torsion utilisé en optique (bistable)	9
Figure 1-6 Interrupteur à flexion avec deux structures asynchrones (bistable)	9
Figure 1-7 Interrupteur série le long d'une ligne de transmission.	10
Figure 1-8 Interrupteur parallèle d'une ligne de transmission	11
Figure 2-1 Illustration de la bascule à torsion ainsi que de ses dimensions importantes.13	
Figure 2-2 Illustration du couple magnétique et de la magnétisation	17
Figure 2-3 Illustration de la bascule séparée en petits volumes.....	18
Figure 2-4 Illustration de diverses géométries d'électroaimant.....	20
Figure 2-5 Illustration de la composition de l'actuateur magnétique : (a) ferrite, (b) aimant permanent, (c) plastique et (d) l'actuateur complété.....	21
Figure 2-6 Illustration d'une boucle de courant.....	22
Figure 2-7 Dimensions importantes de l'aimant permanent	24
Figure 2-8 Représentation des domaines de Weiss pour un matériau ferromagnétique sous différentes valeurs de champs magnétiques.....	27
Figure 2-9 Illustration de la séquence d'activation en 5 étapes	28
Figure 3-1 Résultats de simulation de la première conception (a à c) et la topologie utilisée (d)	33
Figure 3-2 Illustration du CPW avec fentes résonnantes intégrant deux interrupteurs....	34
Figure 3-3 Dimensions retenues du circuit radiofréquence avec interrupteur pour la première conception. Un seul des deux interrupteurs est montré pour simplification....	35
Figure 3-4 Résultats des simulations de la première conception	36

Figure 3-5 Résultats des simulations de la première conception sans métallisation sur les pivots.....	37
Figure 3-6 Illustration du troisième concept retenu : représentations 2D (a) et 3D (b)...	40
Figure 3-7 Illustration de la ligne quasi-CPW et de son champ électrique.....	41
Figure 3-8 Schéma représentant l'état de rayonnement (ON) et de coupure (OFF).....	45
Figure 3-9 Résultat de simulation de la structure avec membrane infiniment grande.....	46
Figure 3-10 Résultat de simulation de la structure finie avec socle en mousse rigide.....	47
Figure 4-1 Illustration du montage pour estimer Z_0	51
Figure 4-2 Mesures en champ proche à 5,4GHz.....	52
Figure 4-3 Cartographie de l'amplitude du signal mesuré par la sonde magnétique à 5,4 GHz	53
Figure 4-4 Montage utilisé pour déterminer l'angle de torsion	55
Figure 4-5 Angle de torsion en fonction du courant appliqué à l'électroaimant, pour une hauteur de 1mm.....	55
Figure 4-6 Angle de torsion de la bascule.....	56
Figure 4-7 Champ magnétique généré par la l'aimant permanent et l'électroaimant à une hauteur de 1mm.....	57
Figure 4-8 Angle de torsion pour en fonction du courant appliqué, pour une hauteur de 2 mm	58
Figure 4-9 Champ magnétique généré par la source magnétique à une hauteur de 2 mm	59
Figure 4-10 Illustration du modèle de simulation magnétique	60
Figure 4-11 Énergie magnétique totale pour chaque angle de torsion (1mm).....	62
Figure 4-12 Couples magnétique (simulé) et mécanique (calculé) pour une hauteur de 1 mm	62
Figure 4-13 Énergie magnétique totale pour chaque angle de torsion (2mm).....	63
Figure 4-14 Couples magnétique (simulé) et mécanique (calculé) pour une hauteur de 2 mm	63
Figure 4-15 Circuit électrique de commande de l'interrupteur.....	65

Figure 4-16 Exemple de montage pour des mesures de fiabilité	66
Figure 4-17 Montage utilisé pour déterminer les temps d'activation et les tensions.....	66
Figure 4-18 Variations de tensions aux bornes du solénoïde.....	68
Figure 4-19 Connecteur SMA utilisé : branches du connecteur (a) sélectionnées (b) et limées (c).....	69
Figure 4-20 Montage pour bien retenir en place la membrane pour les mesures	70
Figure 4-21 Ajustement des pivots pour la coupe au laser	70
Figure 4-22 Photographie de l'antenne avec la bascule.....	72
Figure 4-23 Circuit d'adaptation.....	73
Figure 4-24 Coefficient de réflexion de l'antenne avec interrupteur et circuit d'adaptation.....	74
Figure 4-25 Systèmes de coordonnées sphériques utilisés pour les diagrammes de rayonnement.....	75
Figure 4-26 Mesure Plan E	76
Figure 4-27 Mesures plan H.....	77
Figure 4-28 Mesure du quart d'hémisphère à 5,2 GHz.....	78
Figure 4-29 Mesure du quart d'hémisphère à 5,3 GHz.....	79
Figure 4-30 Mesure du quart d'hémisphère à 5,6 GHz.....	80
Figure 4-31 Mesure du quart d'hémisphère à 6,4 GHz.....	81
Figure 4-32 Variations de l'amplitude entre l'état ON et OFF en co-polarisation	82
Figure 4-33 Mesure de l'amplitude pour les deux états stables pour $\phi = 30^\circ$ à 5,2 GHz	83
Figure 4-34 Mesure de l'amplitude pour les deux états stables pour $\phi = 90^\circ$ à 5,6 GHz.	84
Figure 4-35 Montage utilisé pour les tests de vibrations	86

Introduction

0.1 *Problématique*

Dans sa quête de l'exploration de l'espace, l'homme doit faire preuve d'ingéniosité pour parvenir à relever des défis technologiques. Depuis plus d'une décennie, l'émergence de structures dépliables intégrées à des antennes satellites [1, 2] est notable et justifiée par ses nombreux avantages. En effet, si l'on compare une antenne rigide standard à une antenne dépliable, on remarque tout de suite que cette dernière n'est pas autant limitée dans ses dimensions, ayant la capacité d'être rétractable et donc très compacte. Ainsi, pour des antennes de surfaces équivalentes, l'antenne dépliable utilise un volume plus faible lors du lancement d'un satellite.

En prenant l'exemple d'un parapluie qui s'ouvre, ce type d'antenne étant souvent construit sur une membrane, a l'avantage d'être compacte mais aussi, selon le matériel utilisé, légère. D'autres structures tout aussi compactes sont utilisées, telles les antennes à panneaux rigides qui sont à l'image d'un énorme maillage constitués de plusieurs unités.

Les principaux défis des antennes dépliables sont, dans un premier temps, de s'assurer qu'une fois pliées, elles entreront dans la capsule de la charge utile d'un satellite tout en limitant leur poids. Ensuite, lors du déploiement, le mécanisme d'ouverture doit assurer que l'antenne atteigne sa forme finale, généralement un réflecteur parabolique, tout en atteignant une excellente précision. Ces défis de conception peuvent être palliés par diverses techniques [3, 4].

Du coté des matériaux flexibles, les membranes sont privilégiées lorsqu'il est question de minimiser le volume occupé dans la capsule de lancement d'un satellite ainsi que le poids tout en maximisant la surface de l'antenne déployée. Dépendamment de la forme de la membrane et de ces supports utilisés, celle-ci peut être pliée et rangée tel un modèle d'origami en utilisant un algorithme tel que décrit en [5]. Plusieurs techniques sont utilisées lorsque vient le temps de sortir l'antenne. Une de celles-ci utilise des tubes gonflables qui tendront la membrane en place [4].

Les structures dépliables ne sont pas limitées seulement aux réflecteurs paraboliques mais peuvent aussi former des réseaux reconfigurables. Ces réseaux sont formés de plusieurs éléments modifiables permettant une modification des caractéristiques d'une antenne. Par exemple, un réseau réflecteur peut effectuer un balayage du faisceau grâce à ses éléments électroniques ajustables. Un autre exemple serait une structure à sélection de fréquence (SSF) qui changerait sa fréquence de fonctionnement en modifiant la géométrie de ses éléments. Les deux ont en commun des éléments reconfigurables, tel des interrupteurs, dont l'état peut être réglé par un système de commande. Ceux-ci peuvent être de simples dispositifs à semi-conducteur, tel des transistors à effet de champs et des diodes, ou des interrupteurs électromécaniques tel des MEMS. Grâce à ces unités, ces structures polyvalentes peuvent changer de missions durant leur cycle de vie. Cependant, l'ajout de ces éléments implique une charge de plus aux batteries. La source de puissance devra être en mesure de fournir l'énergie requise pour alimenter ces éléments ce qui implique parfois l'ajout de batteries, donc un poids supplémentaire. Inversement, si les unités modifiables ne requièrent que très peu d'énergie et que la structure utilisée est très légère, le poids global d'un satellite en sera diminué. Étant donné les coûts considérables de mise en orbite d'un satellite (environ 10 000\$/kg), la masse d'une structure dépliable et la consommation d'énergie des éléments se veulent un enjeu monétaire important.

Lorsque vient le temps de parler d'élément à très faible consommation d'énergie, les MEMS ont une place de choix. Par leur taille généralement inférieure au millimètre, ces dispositifs électromécaniques peuvent atteindre des niveaux d'énergie très bas, de l'ordre des μJ lors d'activation et aussi, avoir des états stables ne nécessitant aucune énergie. Par contre, l'inconvénient des MEMS se situe dans l'encapsulation qui demeure difficile.

Si nous conjuguons les avantages des structures dépliables, des membranes flexibles et des réseaux reconfigurables, nous obtenons de nouvelles possibilités de conception d'antennes très prometteuses. Voilà ce qui nous amène à la concrétisation du présent mémoire, soit l'exploration d'un nouvel interrupteur micro-onde. Ce dernier sera conçu pour tirer avantage des structures dépliables et ainsi que des faibles consommations d'énergie des MEMS. Cet interrupteur innovera en étant construit directement sur une membrane flexible ayant un circuit radio fréquence. Ce dispositif ne pourra cependant être catégorisé comme un MEMS étant donné sa taille qui sera dans l'ordre de quelques millimètres.

0.2 Objectif du mémoire

L'objectif du présent mémoire est la conception et la réalisation d'un interrupteur radiofréquence bistable à actuation magnétique sur une membrane flexible. Ce dernier devra avoir les caractéristiques suivantes :

- Aucune consommation d'énergie lorsque dans les deux états stables (ON et OFF)
- Faible consommation de puissance lors des changements d'états

- Simplicité de fabrication
- Possibilité de commuter un dispositif radiofréquence implanté sur la même membrane

Ce projet se veut une exploration de ce type d'élément commutateur pour déterminer son potentiel. De plus, plusieurs tests seront effectués sur ce nouveau dispositif construit à même la membrane pour bien le caractériser.

0.3 Structure du mémoire

Le présent ouvrage se présente en cinq chapitres. Dans un premier temps, une brève introduction permettra au lecteur de se familiariser avec les interrupteurs à actionnement magnétiques. Le deuxième chapitre porte sur la conception de l'interrupteur sur membrane. Le troisième chapitre, quant à lui, explique divers concepts d'intégration de l'élément commutable à un circuit radiofréquence. Le quatrième chapitre porte sur la réalisation de l'interrupteur bistable commutant une antenne à fente et la présentation des mesures et caractérisations recueillies. Le dernier chapitre conclura le mémoire en discutant des contributions apportées ainsi que des travaux futurs.

CHAPITRE 1

Introduction aux interrupteurs à actionneur magnétique

Avoir la possibilité de reconfigurer, d'ajuster ou de contrôler un circuit par la simple mise sous tension d'un interrupteur est un atout dans certaines conceptions. Il existe une panoplie de types d'interrupteurs ayant chacun une tâche déterminée comme par exemple, commuter électroniquement chaque section d'une antenne fractale en coupant ou non le signal traversant les différents éléments [6]. Ces reconfigurations locales ayant une répercussion sur une plus grande échelle sont très intéressantes mais exigent la présence d'éléments qui peuvent être commandés électroniquement.

Ce chapitre se veut un bref survol des interrupteurs à actionnement magnétique. Le concept général de fonctionnement de ce type d'interrupteur sera expliqué avec quelques exemples d'applications.

1.1 *Concept général de divers interrupteurs à actionneur magnétique*

Un interrupteur à actionneur magnétique peut être représenté par deux composantes de base, soit une source d'énergie magnétique et un objet subissant les effets de cette source. L'exemple le plus simple sera une boussole : le champ magnétique de la terre (source) oriente une tige de fer (objet affecté) selon ses pôles. Ce mouvement ne nécessite qu'un faible niveau d'énergie, ce qui rend le dispositif attrayant (densité de flux de 30 à 60 μT). De plus, l'interaction entre la source et l'objet ne nécessite aucun contact physique entre les deux. Voilà deux avantages très intéressants à exploiter avec de tels dispositifs.

Des MEMS ont été construites en utilisant deux types de mouvement pour déplacer une bascule, soit la flexion et la torsion (voir Figure 1-1). Les deux options ont sensiblement

les mêmes considérations du point de vue magnétique [7, 8]. Tout dépendant de l'application, un type de bascule est préconisé. Pour que le mouvement soit effectué, une force magnétique doit être appliquée sur la bascule. La force magnétique est due à l'orientation des dipôles magnétiques dans la matière qui veulent s'orienter dans le même sens que le champ de la source. La Figure 1-2 représente les principales techniques utilisées à titre d'exemple sur une bascule à flexion. Dans un premier cas, l'ajout d'un matériel magnétique tel que du fer est très répandu dans la conception [9] d'interrupteurs. Dans d'autres situations beaucoup plus rares, la présence d'une inductance en spirale générant elle-même un champ magnétique est utilisée [10]. Le dernier cas, un peu plus commun, est simplement un aimant permanent positionné à l'extrémité de la bascule [11].

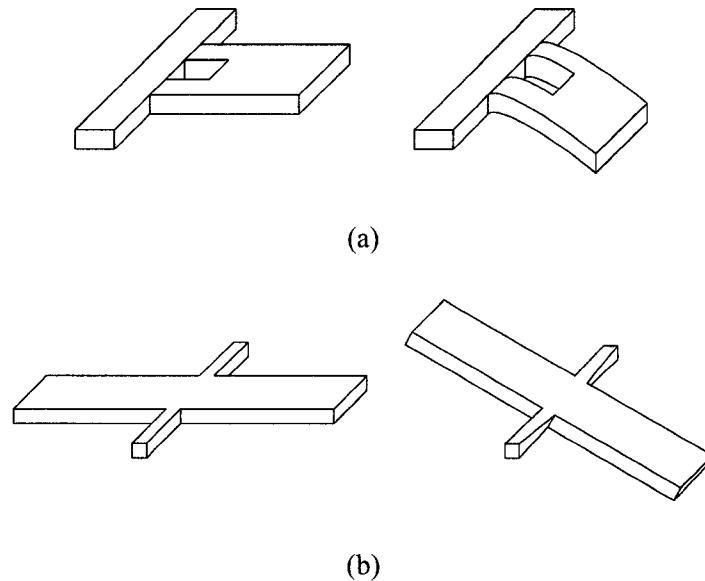


Figure 1-1 Illustration des mouvements de flexion (a) et de torsion (b)

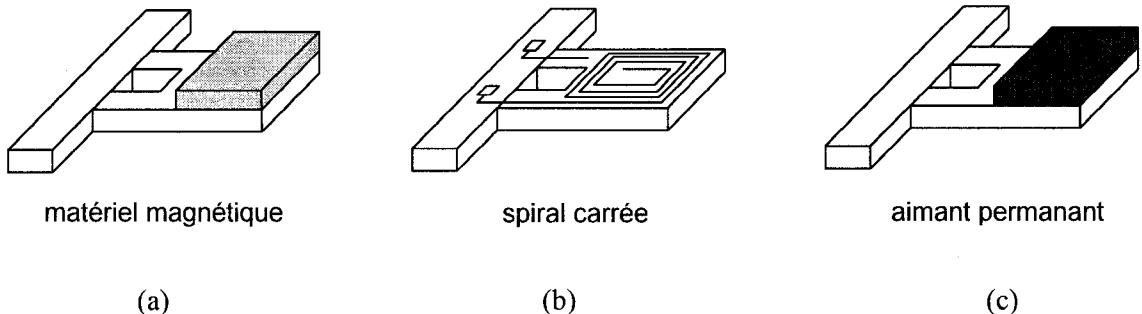


Figure 1-2 Différentes configurations de bascule à flexion

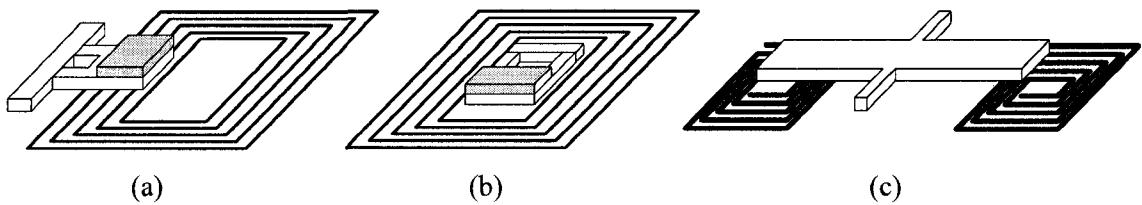


Figure 1-3 Divers emplacements des sources couramment utilisés. (a) et (b) bascule à flexion, (c) bascule à torsion.

Pour que le déplacement de la bascule s'effectue, une source de champ magnétique externe doit être présente. Divers types de source sont utilisés encore une fois, mais tous se basent sur le même principe, c'est-à-dire qu'au passage d'un courant électrique dans un enroulement de fil, un champ magnétique est généré perpendiculairement au plan tangentiel à l'enroulement. La superposition de plusieurs tours de conducteur sous forme de spirales carrées ou circulaires est couramment utilisée comme source de champ magnétique. Différentes techniques sont utilisées pour joindre la source et le matériel magnétique dépendamment de la conception de l'interrupteur retenue. À la Figure 1-3, trois exemples tirés de [12-14] sont montrés pour diverses applications.

1.2 Applications générales

À partir d'un dispositif commuté par un courant électrique, tel qu'expliqué à la section 1.1, quelques modifications seront nécessaires avant de l'incorporer dans un dispositif radiofréquence reconfigurable. En optique, l'ajout d'un miroir sur la lamelle peut être utilisé pour la réalisation d'un interrupteur permettant de laisser passer ou de rediriger la lumière entre deux ports. Lorsque la bascule n'a aucune contrainte de flexion (Figure 1-4a), les faisceaux de lumière sont réfléchis sur le miroir ajouté. En déplaçant la bascule légèrement vers le bas en ajustant le courant passant dans une spirale carrée (configuration de la Figure 1-2b), les deux faisceaux peuvent maintenant se propager sans subir de réflexion (Figure 1-4b).

Un tel dispositif [10] ne consomme que peu de courant (10 mA et 30 mA) et nécessite peu d'énergie (170 et 380 μ J) pour changer d'état, ce qui est très avantageux. Cependant d'autres techniques visent à minimiser la consommation d'énergie en tout temps en ayant des états stables ne requérant aucune puissance. L'ajout d'un aimant permanent permet justement d'atteindre ces états stables dans la majorité des cas. Un autre exemple [15] tiré de l'optique consiste à déplacer un miroir entre 2 états stables grâce au positionnement d'un aimant permanent. Une spirale carrée permet de faire le changement de position et ainsi réfléchir (Figure 1-5a) ou non (Figure 1-5b) un faisceau laser. La consommation d'énergie est cette fois-ci plus élevée et atteint de 44 à 63 mJ.

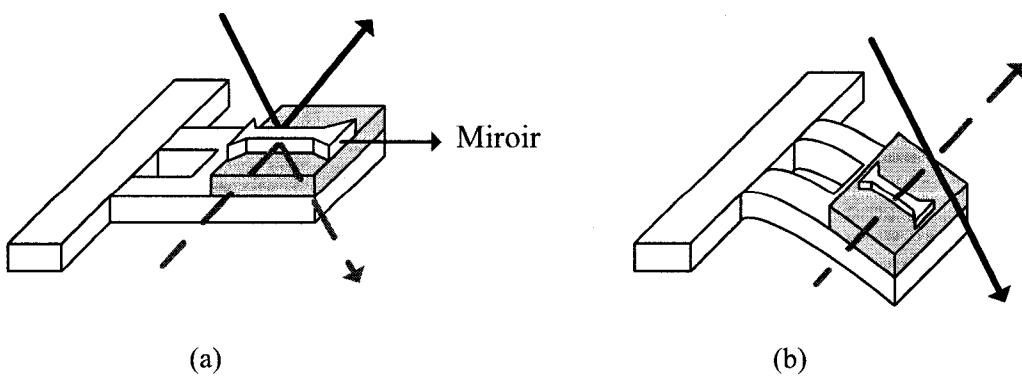


Figure 1-4 Interrupteur à flexion utilisé en optique (consommation continue d'énergie)

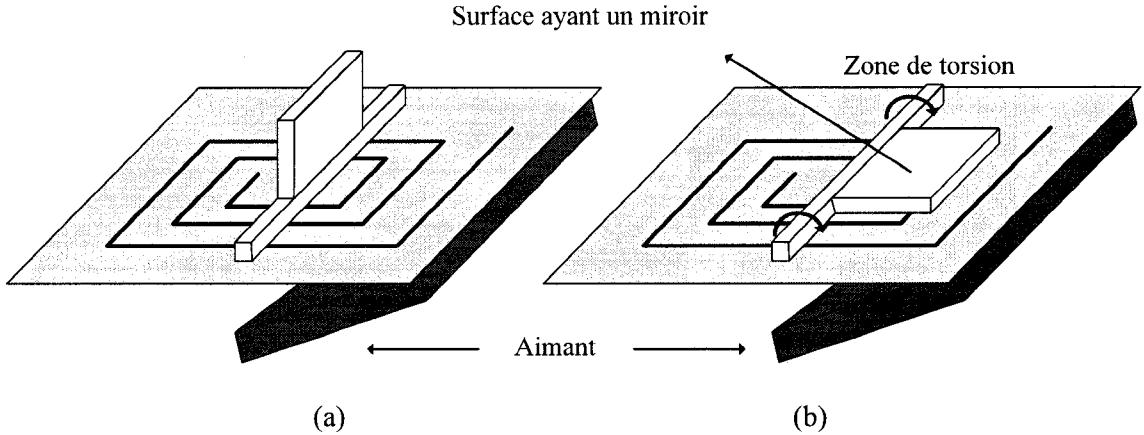


Figure 1-5 Interrupteur à torsion utilisé en optique (bistable)

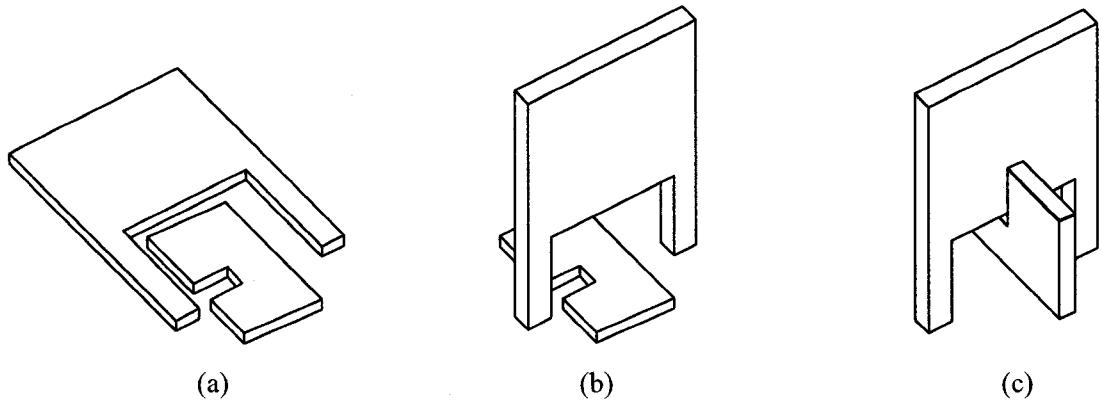


Figure 1-6 Interrupteur à flexion avec deux structures asynchrones (bistable)

Un procédé plus complexe [16] consiste à déplacer deux structures qui s'emboîteront l'une dans l'autre pour atteindre un état stable tel que représenté à la Figure 1-6c. Pour passer successivement de l'état (a) à l'état (c), un ajustement du champ magnétique externe doit se faire avec deux niveaux de flux. La structure ayant un volume plus gros nécessitera moins de champ magnétique dans un premier temps (voir section 2.2). Ensuite, en augmentant l'intensité de la source, la petite structure sera à son tour mise en mouvement.

Malgré que ce dernier dispositif soit fonctionnel, son intégration n'a toujours pas été faite. Aucune information quand à la consommation d'énergie n'est disponible pour cette réalisation.

1.2.1 Applications RF

Les interrupteurs magnétiques ont aussi trouvé place dans le domaine des fréquences radio. Le dispositif est principalement intégré pour commuter des lignes de transmission avec deux techniques semblables. La première façon [17, 18] exige que la bascule fasse un contact électrique en série entre deux bouts de ligne de transmission sans quoi le signal ne pourrait passer (voir Figure 1-7). De faibles niveaux d'énergie sont nécessaires pour activer ces deux derniers interrupteurs soit $93 \mu\text{J}$ et $40,3 \mu\text{J}$ pour les références respectives.

La deuxième technique [18, 19] est tout aussi semblable sauf que cette fois-ci, le contact électrique est fait sur une ligne CPW entre la trace métallique du signal et le plan de masse (voir Figure 1-8).

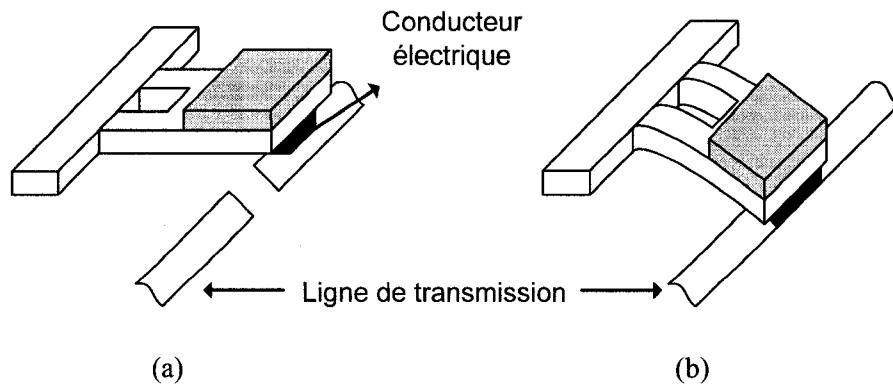


Figure 1-7 Interrupteur série le long d'une ligne de transmission.

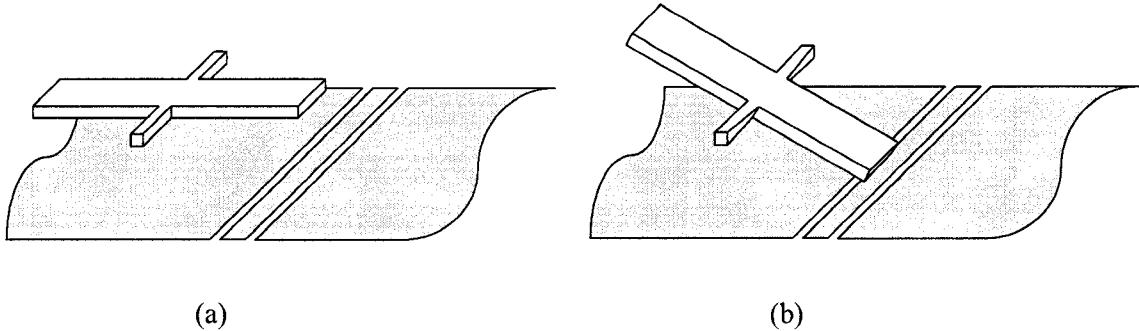


Figure 1-8 Interrupteur parallèle d'une ligne de transmission

Tout comme le procédé série, cette technique n'utilise que très peu d'énergie ($97,9 \mu\text{J}$ pour la première source).

Tous les interrupteurs présentés dans cette section ont une taille très petite de grandeur maximale de 1 mm. Ces dispositifs sont considérés comme des micro systèmes électro mécanique (MEMS). Malgré la complexité de fabrication et d'encapsulage, les MEMS sont reconnus pour avoir d'excellentes performances RF ainsi que de faibles consommations d'énergie.

Tout dépendamment du type d'interrupteur choisi et de sa fabrication, différents niveaux de performances (puissance, vitesse d'opération, nombre de cycles, etc) seront atteints. Pour le présent projet, nous nous baserons sur ces concepts élémentaires des interrupteurs magnétiques sans nous restreindre à un certain modèle précis (série ou parallèle, contact électrique ou effet capacitif). La bistabilité devra être présente dans la conception en tenant compte d'une faible consommation d'énergie d'activation. Cependant, la bascule à torsion a été sélectionnée pour réaliser ce projet simplement car deux états stables à consommation de puissance nulle sont possibles avec cette approche, contrairement à un seul pour la bascule à flexion. De plus, le tout sera réalisé à même une membrane flexible, ce qui rajoute un élément de complexité à la réalisation. Le chapitre suivant expliquera en détail les contraintes de la bascule à torsion des points de vue mécanique et magnétique.

CHAPITRE 2

Conception de l'interrupteur membrane

Le but de ce projet est la conception d'un interrupteur bistable construit à même la membrane. Le changement d'état de l'interrupteur que nous désirons concevoir étant causé par la force magnétique, avant toute chose il est utile d'exposer certaines notions tant du côté mécanique que magnétique. Ainsi, le système caractérisé pourra être intégré dans un circuit radiofréquence tout en tenant compte de ces contraintes mécaniques et magnétiques.

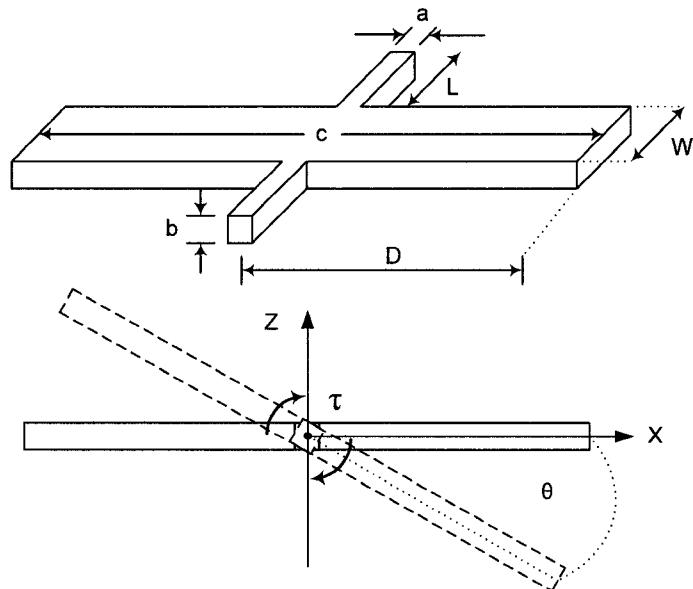
Ce chapitre décrit en profondeur le type d'interrupteur membrane choisi, consistant en une bascule retenue par des supports latéraux. Dans les paragraphes suivants, les enjeux du fonctionnement d'une bascule à torsion seront expliqués, tant du côté mécanique que magnétique. Certaines approximations seront faites dans l'utilisation des formules car elles serviront principalement à déterminer l'ordre de grandeur des couples nécessaires au fonctionnement de l'interrupteur. Cela permettra de guider la conception tant du côté des dimensions que de l'énergie requise. Un calcul plus exact sera atteint en utilisant des simulateurs tel *COMSOL MULTIPHYSICS*.

2.1 *Considérations mécaniques*

Une analyse mécanique de la structure utilisée se doit d'être effectuée pour comprendre l'enjeu de chacune des variables. Le principe de mouvement de ce type de bascule réside dans la torsion de deux poutres situées au milieu, de part et d'autre de la bascule

consistant en une plaque rectangulaire. Les dimensions importantes de ce mécanisme sont illustrées à la Figure 2-1.

Chacune des variables précédentes a une importance dans les équations régissant cette structure. Plusieurs équations décrivent le couple nécessaire en fonction de toutes ces variables. Dans un premier temps, l'équation 2-1 permette de calculer le couple en supposant une approximation pour de petits angles de torsion.



Légende:

a = largeur de la poutre de torsion (m)

b = épaisseur de la poutre de torsion (m)

c = longueur totale de la bascule (m)

L = longueur de la poutre de torsion (m)

D = bras de levier de la bascule (m)

W = largeur de la bascule (m)

τ = torsion exercée sur les barres (N m)

θ = angle de torsion (rad)

Figure 2-1 Illustration de la bascule à torsion ainsi que de ses dimensions importantes

$$\tau = \frac{Gkab^3}{L} \theta \quad (2-1)$$

où k est une constante déterminée par le rapport largeur sur épaisseur (a / b) des bras de torsions et G est le module de Young. Certaines références [20, 21] utilisent une formule simplifiée pour obtenir la constante k :

$$k = \left(\frac{1}{2}\right)^4 \left[\frac{16}{3} - 3.36 \frac{b}{a} \left(1 - \frac{b^4}{12a^4}\right) \right] \quad (2-2)$$

Cette dernière est en fait une approximation de la formule exacte [22] :

$$k = k_1 / k_2 \quad (2-3)$$

avec

$$k_1 = \frac{1}{3} \left[1 - \frac{192}{\pi^5} \frac{b}{a} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\tanh(\lambda_n a / 2)}{(2n+1)^5} \right] \quad (2-4)$$

$$k_2 = 2 \left[1 - \frac{4}{\pi^3} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)^2 \cosh(\lambda_n a / 2)} \right] \quad (2-5)$$

et

$$\lambda_n = (2n+1) \frac{\pi}{b} \quad (2-6)$$

L'utilisation du couple est choisie étant donné la nature même du mouvement. Si on suppose que ce couple résulte d'une force appliquée à une des extrémités de la bascule nous avons :

$$F = \frac{\tau}{D} \quad (N) \quad (2-7)$$

Un regard rapide sur l'équation 2-1 nous montre qu'il faut absolument réduire l'épaisseur b de la membrane pour minimiser le couple étant donné son exposant au cube. De plus, les autres dimensions devront être optimisées tout en faisant un compromis avec les restrictions de l'intégration de l'interrupteur à un système radiofréquence.

Dans l'espace, la force gravitationnelle ne serait pas un facteur à considérer. Puisque l'environnement de travail de notre laboratoire est soumis à la gravité, cette force pourrait interférer avec le mouvement de la bascule. Par analogie avec une balance à plateaux, notons cependant que dans un champ gravitationnel uniforme, une bascule construite de façon symétrique par rapport à l'axe de son pivot (axe y dans la Figure 2-1) devrait en principe ne pas être affectée par l'intensité de la force gravitationnelle, la somme des moments résultant de celle-ci étant nulle en tout temps. En supposant qu'il puisse y avoir de légères asymétries dans la construction de notre bascule, on supposera que le moment qui en résulterait serait négligeable comparativement au couple résultant de la torsion du pivot.

2.2 Considérations magnétiques

Pour parvenir à mouvoir la bascule à torsion, une force doit d'être appliquée à une extrémité, permettant ainsi une torsion sur les deux pivots de chaque coté. Cette force est générée dans notre cas par un électroaimant et un aimant permanent qui seront décrits dans la section 2.3.1. Plusieurs facteurs dictent les contraintes magnétiques. Le calcul du couple appliqué sur la bascule peut se faire de la façon suivante [12] :

$$\bar{\tau} = \bar{m} \times \bar{B} = \mu_0 \bar{m} \times \bar{H}_0 \quad (\text{N}\cdot\text{m}) \quad (2-8)$$

Derrière cette formule, le vecteur \bar{H}_0 est l'intensité du champ magnétique statique appliqué sur la bascule. Pour fins de simplification, on supposera que ce champ est uniforme dans le volume où se trouve le dispositif analysé. La constante μ_0 est la perméabilité magnétique du vide ($4\pi \times 10^{-7}$ Henry/m). Quant au moment magnétique \bar{m} représenté à la Figure 2-2, il s'agit d'un vecteur qui peut être approximé comme le produit de la magnétisation moyenne \bar{M} et du volume de la substance magnétique qui sera déposée sur la membrane:

$$\bar{m} = \bar{M}V \quad (\text{A}\cdot\text{m}^2) \quad (2-9)$$

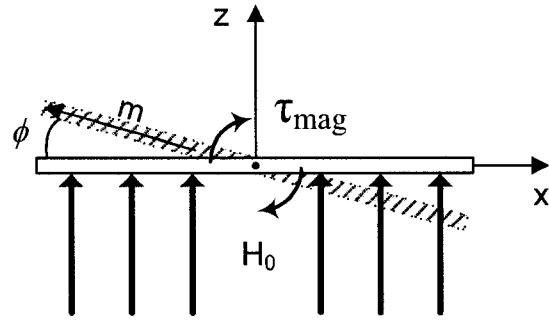


Figure 2-2 Illustration du couple magnétique et de la magnétisation

Le volume de substance magnétique aura la forme d'une mince lamelle ayant les mêmes dimensions latérales W et $2D$ que la bascule (voir Figure 2-1). En pratique, son épaisseur sera de l'ordre de 30 micromètres, ce qui est beaucoup moindre que les dimensions latérales anticipées. On supposera que \bar{m} est orienté selon la direction du grand axe de la bascule. La magnétisation quant à elle peut-être décrite sous cette forme pour des matériaux diamagnétique et paramagnétique :

$$\bar{M} = [\chi] \bar{H}_i \quad (A / m) \quad (2-10)$$

où χ est la susceptibilité magnétique et \bar{H}_i le champ magnétique local dans le matériau. Ce dernier dépend du facteur de démagnétisation N qui lui est dépendant de la forme de la lamelle et du flux magnétique externe appliqué \bar{H}_0 :

$$\bar{H}_i = \bar{H}_0 - N \bar{M} \quad (A / m) \quad (2-11)$$

Le champ magnétique \vec{H}_0 quant-à-lui est dépendant de la source (e.g. aimant permanent ou électroaimant).

Tel que décrit dans la section des contraintes mécaniques, il est possible d'obtenir la force magnétique à l'aide de l'équation suivante [12] :

$$F_{mag} = \frac{\tau}{D} = 2btW\mu_0 MH_0 \sin(\phi) \quad (N) \quad (2-12)$$

où ϕ est l'angle de la lamelle avec comme référence le plan de la membrane et t est l'épaisseur du matériel magnétique. Par contre, cette formule n'est valide que pour un champ magnétique H_0 uniforme sur toute la lamelle. Pour tenir compte du champ magnétique non-uniforme généré par notre source, il serait plus approprié de séparer la lamelle en plusieurs petits volumes (voir Figure 2-3). Ainsi, la force magnétique pourra être approximée selon l'équation 2-4.

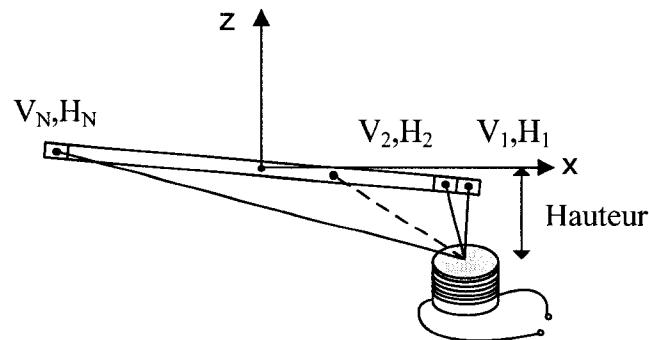


Figure 2-3 Illustration de la bascule séparée en petits volumes

$$F_{mag} = \frac{\tau}{D} = \frac{1}{D} \sum_{P=1}^N \mu_0 \bar{M} V_p \bar{H}_p \quad (2-13)$$

L'équation de la force magnétique exprimée sous cette forme montre bien la dépendance entre le matériel utilisé et le champ magnétique présent. Cependant, ce dernier est réglé par la source et dépend donc d'une autre série de variables importantes, tel qu'expliqué dans la section suivante.

2.3 *Actuateur magnétique*

2.3.1 **Source magnétique**

Afin de faire pivoter la bascule, il faut un champ magnétique assez fort pour générer un angle de torsion minimal dans les barres latérales. Pour ce faire, un électroaimant sera utilisé et son flux magnétique pourra être évalué en fonction du courant appliqué à l'aide de la loi de Biot-Savard.

$$B = \frac{\mu_0}{4\pi} \oint \frac{I \bar{dl} \times (\bar{r} - \bar{r}')}{|\bar{r} - \bar{r}'|^3} \quad (T) \quad (2-14)$$

Diverses possibilités s'offrent quand aux choix de l'électroaimant et en voici différents exemples couramment utilisés (voir Figure 2-3):

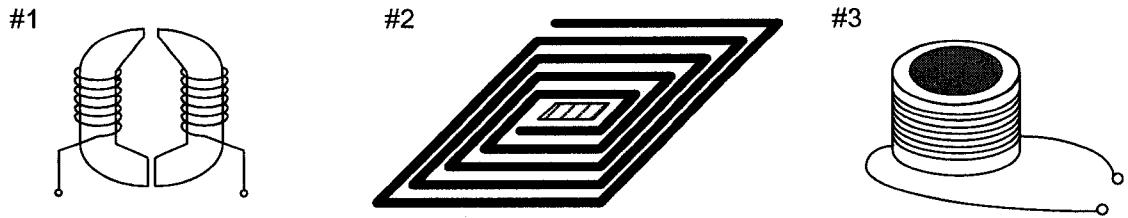


Figure 2-4 Illustration de diverses géométries d'électroaimant.

La première source est utilisée dans les têtes magnétiques que l'on retrouve dans des magnétoscopes et tout autre appareil de ce type. Elle consiste en un ou deux morceaux de ferrite ayant un bobinage très serré permettant de créer un champ magnétique lors du passage de courant à l'intérieur. Une petite séparation à l'extrémité permet au champ de sortir légèrement de la structure. C'est avec ce champ que les informations sont inscrites sur les rubans magnétiques. La deuxième source est, quant à elle, une bobine planaire imprimée sur un substrat. Dans ces deux derniers cas, le champ magnétique engendré par le passage du courant ne sort que très peu de la structure et n'atteint finalement qu'une hauteur très faible.

Étant donné que le champ magnétique décroît très vite avec la distance, il serait avantageux de prendre une structure dont la construction oblige le champ magnétique à sortir le plus possible. C'est ce qui justifie notre choix pour la troisième structure composée simplement d'une bobine avec un noyau de ferrite.

Pour atteindre les états bistables de l'interrupteur, un aimant permanent sur le dessus du solénoïde est ajouté (voir Figure 2-5). Celui-ci vient aussi intervenir dans le bilan des champs magnétiques en jeu.

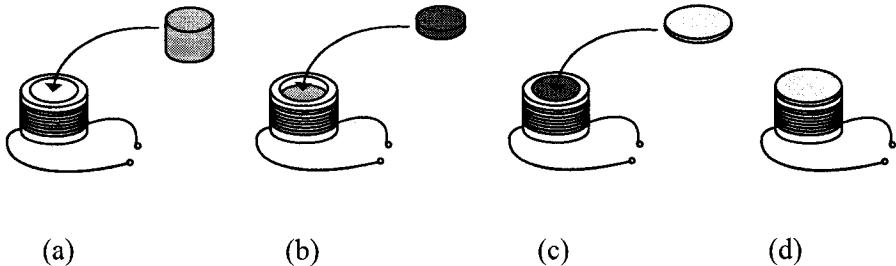


Figure 2-5 Illustration de la composition de l'actuateur magnétique : (a) ferrite, (b) aimant permanent, (c) plastique et (d) l'actuateur complété

Un plastique très mince ($<0,3$ mm) est ajouté sur le dessus de l'actuateur pour éviter que la lamelle reste collé sur l'aimant, subissant à son extrémité un champ magnétique trop fort. De plus, cet ajout sert aussi à éviter tout phénomène de « *stiction* ». Formé des mots collé (*stick*) et friction (*friction*), ce phénomène correspond à la résistance au mouvement de deux objets au repos adhérés ensemble. Lorsque cet évènement ce présente, un seuil d'énergie supplémentaire sera nécessaire au libre mouvement de la bascule.

La source totale du champ magnétique est donc composée de deux éléments distincts, soit l'électroaimant et l'aimant permanent. La contribution de l'électroaimant solénoïdal peut être calculée en superposant la contribution d'un empilement de boucles ayant un rayon a , dans lequel un courant passe. Pour ce faire, chaque boucle de courant est prise en considération (voir Figure 2-6) suivant un développement de la loi de Biot-Savard.

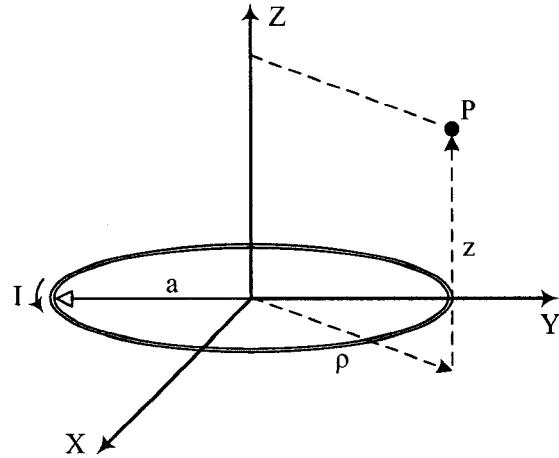


Figure 2-6 Illustration d'une boucle de courant

Il est possible de caractériser la densité de flux produit par le solénoïde à un point P de l'espace en prenant la somme des champs générés par chacune de ces boucles, lequel est donné par [23] :

$$B_\rho = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \frac{z}{\rho \left[(a+\rho)^2 + z^2 \right]^{1/2}} \left[\frac{(E-K)(a^2 + \rho^2 + z^2) + 2a\rho K}{(a-\rho)^2 + z^2} \right] \quad (2-15)$$

$$B_z = \frac{\mu_0 I}{2\pi} \frac{1}{\left[(a+\rho)^2 + z^2 \right]^{1/2}} \left[\frac{a^2(E+K) + (\rho^2 + z^2)(E-K) - 2a\rho K}{(a-\rho)^2 + z^2} \right] \quad (2-16)$$

où ρ est la distance du point P à l'axe des Z, z la hauteur du point P et I le courant. Les valeurs de K et E sont les intégrales elliptiques de premier et de deuxième ordre :

$$K = \int_0^{\pi/2} \frac{dx}{\left(1 - k^2 \sin^2 x\right)^{1/2}} \quad (2-17)$$

$$E = \int_0^{\pi/2} \left(1 - k^2 \sin^2 x\right)^{1/2} dx \quad (2-18)$$

où k^2 est donné par

$$k^2 = \frac{4a\rho}{\left[\left(a + \rho\right)^2 + z^2\right]} \quad (2-19)$$

Une approximation est apportée quant au rayon de chaque tour de la bobine en supposant qu'il est constant. Voici donc plusieurs autres variables ayant leurs rôles à jouer dans la conception de l'interrupteur. Pour minimiser l'énergie nécessaire pour la commutation, il faut s'assurer qu'un faible courant parcourt ce solénoïde en ajustant les autres variables, dont principalement la distance z entre le solénoïde et la lamelle.

Maintenant, considérons la contribution de l'aimant permanent. Il existe quelques méthodes pour déterminer le flux magnétique produit par un aimant [24]. Si l'on choisit un aimant ayant la forme d'une barre magnétisée M_0 , le flux magnétique se trouve comme suit [25]:

$$B(x, y, z) = -\mu_0 \frac{\partial}{\partial z} \Phi(x, y, z) \quad (2-20)$$

$$B(x, y, z) = \mu_0 \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{M_0}{4\pi} \frac{\partial}{\partial z} \int_{-x_b}^{x_b} \int_{-y_b}^{y_b} \int_{-z_b}^{z_b} \frac{dx_i dy_i dz_i}{\sqrt{(x - x_i)^2 + (y - y_i)^2 + (z - z_i)^2}} \right) \quad (2-21)$$

Les dimensions sont représentées à la Figure 2-7 .

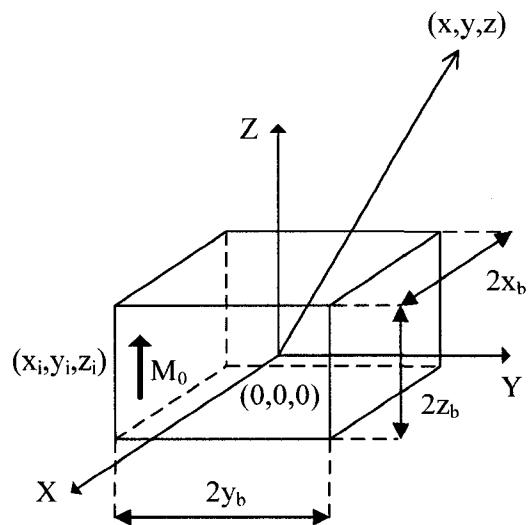


Figure 2-7 Dimensions importantes de l'aimant permanent

Ainsi, grâce aux équations 2-16 et 2-21, la densité de flux magnétique de l'équation 2-8 peut être trouvée :

$$B_{total} \approx B_{solénoïde} + B_{aimant} \quad (2-22)$$

L'équation 2-22 est une approximation car on suppose que la magnétisation M_0 de l'aimant n'est pas influencée par le champ du solénoïde. C'est à partir de ce champ total que le couple magnétique pourra être déterminé. L'équation est approximative car la présence de la ferrite n'est pas prise en compte dans les dernières formules. Celles-ci approximent le cas d'un milieu homogène étant le vide.

2.3.2 Matériau magnétique

Tel que vu dans la section 2.2, plus la perméabilité du matériau utilisé sur la membrane sera élevée, plus il sera facile de faire actionner le dispositif. Avant toute chose, il faut bien distinguer les différents types de matériaux qui sont catalogués selon l'influence d'un champ magnétique externe dans celui-ci [26].

Tableau 2-1 Classifications des matériaux magnétiques

Diamagnétisme
<ul style="list-style-type: none"> - matière légèrement influencée par un champ magnétique B - les moments des orbitales et des spins s'annulent en présence d'un champ B, les moments des spins dépassent légèrement celui des orbitales créant un petit moment magnétique repoussant ce champ - perméabilité relative entre 0 et 1 - exemples : Cu, Hg, Bi, H₂O

Paramagnétisme

- sans la présence d'un champ B, les moments orbitaux et des spins ne sont pas équilibrés résultant en un moment magnétique net des atomes
- en présence d'un champ B, un alignement des dipôles atomiques à lieu mais est limité par des interactions internes et l'agitation thermique
- dépendamment de la proportion d'atomes alignés au champ B, cette substance sera attirée par celui-ci
- exemples : Cr, Mn, O₂, NO

Ferromagnétisme :

- grande facilité d'alignement des dipôles en présence d'un champ B, donc grande attraction à celui-ci
- effet de « couplage » magnétique sur les réseaux cristallins d'atomes adjacents en présence d'un champ B permettant de garder un moment magnétique sur une région appelée domaine de Weiss
- après avoir dépassé un certain niveau de saturation, une rémanence a lieu et c'est seulement en dépassant la température de Curie que le « couplage » est brisé
- exemples : cobalt, nickel, fer

Ferrimagnétisme :

- les moments magnétiques des atomes s'alignent de façon antiparallèle mais ne sont pas égaux.
- moments magnétiques plus faibles que les ferromagnétiques
- faible conductivité électrique
- exemples : Fe₃O₄, γFe₂O₃, ferrite

Le matériel permettant d'obtenir une perméabilité des plus élevées serait donc de type ferromagnétique. En effet, étant donné sa grande facilité d'alignement ses dipôles et l'effet de « couplage » magnétique dans les réseaux cristallins, de plus grandes valeurs

de perméabilité peuvent être atteintes avec certains alliages spéciaux. Les domaines de Weiss peuvent être représentés de façon très minimalisté ainsi :

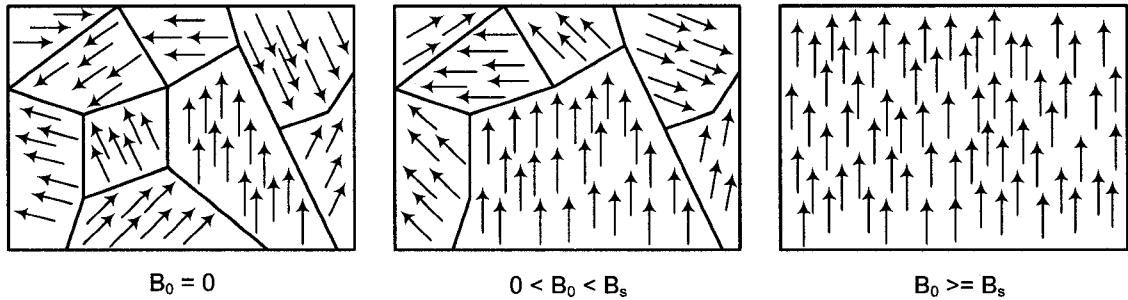


Figure 2-8 Représentation des domaines de Weiss pour un matériau ferromagnétique sous différentes valeurs de champs magnétiques

En présence d'un champ magnétique, les domaines de Weiss ont tendance à s'aligner pour ne former qu'un seul ensemble lorsque ce matériau est exposé à un champ magnétique plus grand que le seuil de saturation. Rendu à ce seuil, une rémanence demeure dans le matériau, qui devient alors un aimant permanent. Pour revenir à son état naturel de magnétisation nette nulle, deux solutions s'imposent: variation du champ externe en se déplacent sur la boucle d'hystéresis ou chauffage du matériel au dessus de la température de Curie.

Dans notre situation, étant donné que la lamelle d'alliage magnétique sera beaucoup plus longue que large, la magnétisation se fera sur cette longueur. Un exemple concret de cette situation est l'alignement dans le sens de la longueur de la limaille de fer exposé à un champ magnétique

2.3.3 Séquence d'activation de l'élément bistable

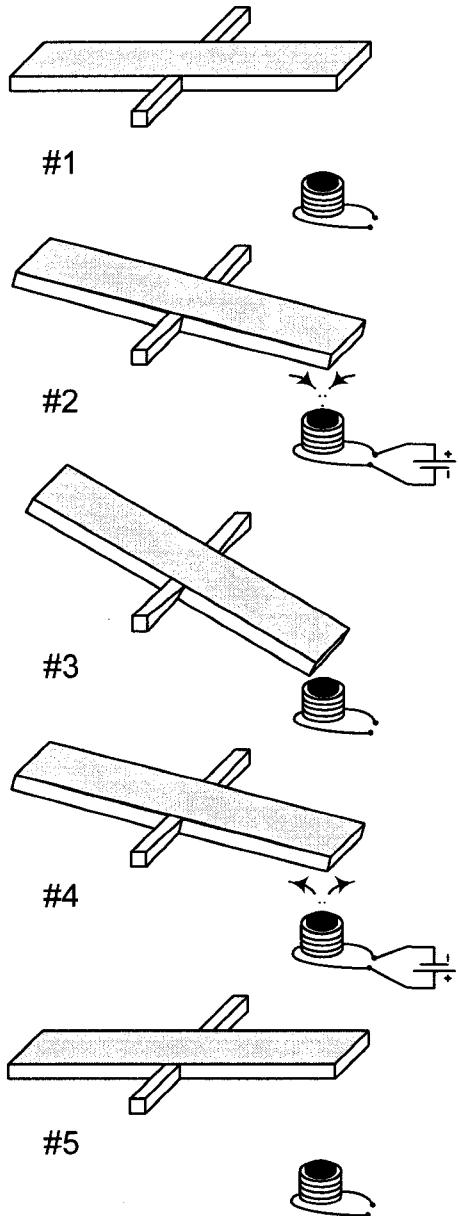


Figure 2-9 Illustration de la séquence d'activation en 5 étapes

Le fonctionnement de l'interrupteur peut être représenté par les 5 étapes suivantes illustrées à la Figure 2-9. En premier, la bascule est quasi-horizontale. Elle est dans un état stable car la seule force magnétique appliquée provient de l'aimant permanent et cette force ne produit que très peu de torsion sur les pivots. C'est ainsi que la lamelle repose dans le même plan que la membrane.

En deuxième lieu, un courant continu est envoyé dans l'électroaimant générant ainsi un champ magnétique supplémentaire ayant la même polarisation que celui de l'aimant permanent. Ainsi, le couple nécessaire pour permettre la torsion des pivots est atteint. Lorsque l'extrémité de la bascule atteint une position proche de l'aimant permanent, le courant est coupé, ce qui est représenté à l'étape 3.

À ce moment, la proximité entre le bout de la bascule et l'aimant fait en sorte que la force exercée par celui-ci est suffisante pour maintenir la bascule dans une position inclinée. Il n'est donc plus nécessaire de maintenir le courant dans l'électroaimant. Voilà donc le deuxième état stable ne requérant aucune énergie. En inversant la polarité de la source de tension (étape 4), un courant inverse traversant la bobine vient diminuer le champ magnétique retenant en place la bascule. Ainsi, le couple résultant de la torsion des pivots est suffisant pour ramener la bascule dans son état stable initial. Le courant dans l'électroaimant peut alors être coupé.

2.3.4 Choix des matériaux constituant l'interrupteur

Tel que vu dans l'équation 2-9, pour obtenir une magnétisation plus importante dans la lamelle de la bascule, il faut que la perméabilité de l'alliage soit plus élevée. Il existe sur le marché plusieurs compagnies qui offrent justement de tels produits. Ceux-ci sont spécialisés dans le blindage des champs magnétiques et les noyaux à hautes perméabilités. De fines tranches d'alliage magnétique sont utilisées pour y parvenir dans plusieurs cas. Ces alliages ont exactement ce que nous recherchons, soit une perméabilité très élevée comparativement aux autres métaux que nous retrouvons à l'état naturel.

Tableau 2-2 Perméabilité relative de différents matériaux et leur catégorie respective

Matériel	Catégorie	Perméabilité relative μ_r
Vide	Non magnétique	1
Fer (0.2 d'impureté)	Ferromagnétique	5 000
78 Permalloy (78.5 Ni)	Ferromagnétique	100 000
Fer purifié (0.05 d'impureté)	Ferromagnétique	200 000
MetGlas 2705M	Ferromagnétique	290 000
Superalloy (5Mo, 79Ni)	Ferromagnétique	1 000 000

Nous avons choisi comme matière constituant la lamelle l'alliage magnétique MetGlas 2705M [27] pour des raisons de facilité de fabrication, de disponibilité et bien sûr à cause de sa haute perméabilité.

Puisque nous voulons que le tout soit construit sur une membrane flexible et que celle-ci puisse accueillir aussi un circuit radiofréquence, seulement quelques substrats très minces peuvent être utilisés. Voici une liste des substrats les plus courants ayant au maximum, une épaisseur de 127 μm (5 millièmes de pouce).

Tableau 2-3 Substrat utilisé en radiofréquence et leurs caractéristiques respectives

Substrat	Compagnie	ε_r	Module d'Young (MPa)	Épaisseurs (μm)
RT duroid 6002	Roger	2,94	1007	127
RT duroid 5880	Roger	2,20	1070	127
Ultralam® 2000	Roger	2,4-2,6	9000	101,6
RO3003	Roger	3	2068	127
Pyralux	Dupont	3,4-3,6	2500	12,7 à 127
TLC-30	Taconic	3,0	276	114,3 et 127

Nous avons choisi comme matière constituant la membrane le *Pyralux* de *Dupont* [28]. Il est composé d'une couche diélectrique (polyimide) recouverte de cuivre sur ses deux faces. Le *Pyralux* est facilement disponible et ses diverses possibilités de conception sont réalisées grâce à un choix d'épaisseur. De plus, les pertes dans le diélectrique sont faibles ($\tan \delta < 0,005$ à 6 GHz). Des prototypes de bascule à torsion ont été réalisés au centre de recherche Poly-Grames pour déterminer quelle épaisseur conviendrait le mieux.

Un compromis entre l'énergie requise pour le mouvement, soit une épaisseur moindre, et la solidité du dispositif a été fait en retenant comme épaisseur de substrat 50,8 µm. En effet, à une épaisseur plus faible, la bascule était trop fragile et était facilement perturbée par tout impact externe. Inversement, pour une épaisseur accrue, l'énergie demandée pour changer d'état dépassait notre objectif de consommation de courant.

2.4 Sommaire du chapitre

Dans ce chapitre, plusieurs notions ont été vues du point de vue mécanique et magnétique pour guider la conception de l'interrupteur magnétique et par le fait même, l'intégration de ce dernier à un circuit radiofréquence. Pour porter une attention particulière à la consommation d'énergie du dispositif, plusieurs variables tant mécaniques que magnétiques ont dû être prises en considération.

CHAPITRE 3

Conception du circuit radiofréquence intégrant l'interrupteur

Au cours du dernier chapitre, toutes les contraintes ont été vues quant au fonctionnement de la bascule bistable qui servira à mettre en œuvre l'interrupteur. Cependant, celle-ci n'a été intégrée à aucun dispositif radiofréquence pour le moment. Le présent chapitre vise à présenter l'intégration de l'interrupteur à actuation magnétique dans un circuit radiofréquence.

Cette intégration devra tenir compte des paramètres vus au chapitre 2 dans un premier temps pour ensuite, adapter le tout à une topologie radiofréquence. Cette adaptation sera vue en détail au cours de ce chapitre par les ajustements et les compromis nécessaires à la conception.

3.1 Première conception : perturbation d'une ligne de transmission

Pour réaliser le jumelage entre l'interrupteur bistable à actuation magnétique sur membrane flexible vu dans le chapitre précédent et un circuit RF, il faut maximiser l'influence de l'interrupteur sur le comportement du circuit lors des changements d'état. Cette influence de l'interrupteur sera due à la présence de la lamelle métallique. Des premières ébauches de conception ont été faites en voulant perturber une ligne de transmission par effet capacitif. L'idée de base était d'avoir un guide coplanaire avec lequel une paire de bascules placées de part et d'autre de la ligne de transmission influencerait le signal présent. À titre d'exemple, la Figure 3-1 a-b-c montre des résultats obtenus par simulation électromagnétique basée sur la méthode des moments, utilisant le logiciel Designer® de la compagnie Ansoft. La topologie est montrée à la Figure 3-3d représentant ainsi deux états sachant qu'en pratique, les bascules sont positionnées de la même manière soit étant abaissée ou non toutes les deux.

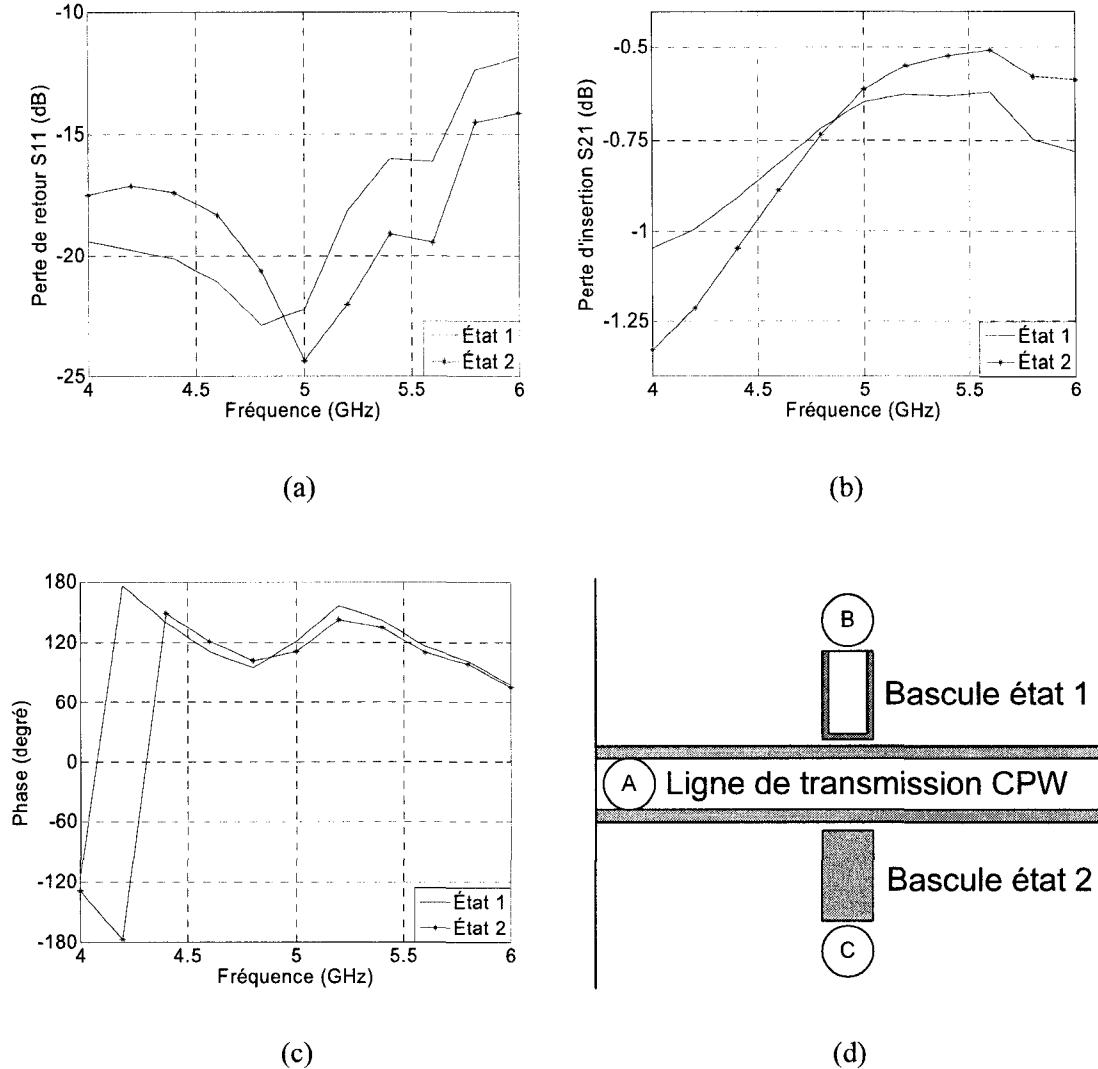


Figure 3-1 Résultats de simulation de la première conception (a à c) et la topologie utilisée (d)

Une panoplie de simulations a été effectuée en ajustant les dimensions des bascules et leur emplacement par rapport à la ligne de transmission mais sans résultats démontrant un potentiel minimal pour entamer une étude complémentaire. Tel que vu à la Figure 3-1 a-b-c, la différence des paramètres S obtenue entre les deux états est trop faible en tout point de vue pour en tirer avantage. D'autres tests impliquant seulement une bascule se sont avérés tout aussi négatifs. Cette approche n'a donc pas été retenue. Une autre approche consistant à modifier directement une antenne fut préconisée pour la suite.

3.2 Deuxième conception : modification de fentes résonnantes

Une tentative qui se révéla intéressante fut l'intégration d'interrupteurs sur une antenne à fentes résonnantes alimentée par une ligne de transmission CPW [29]. Le principe est simple : en présence ou non des bascules dans le plan des fentes résonnantes, l'antenne est commutée, résonnant à deux fréquences distinctes. Une représentation du concept est montrée à la Figure 3-2. Il est à noter que les deux bascules doivent être dans le même état pour avoir une antenne commutée.

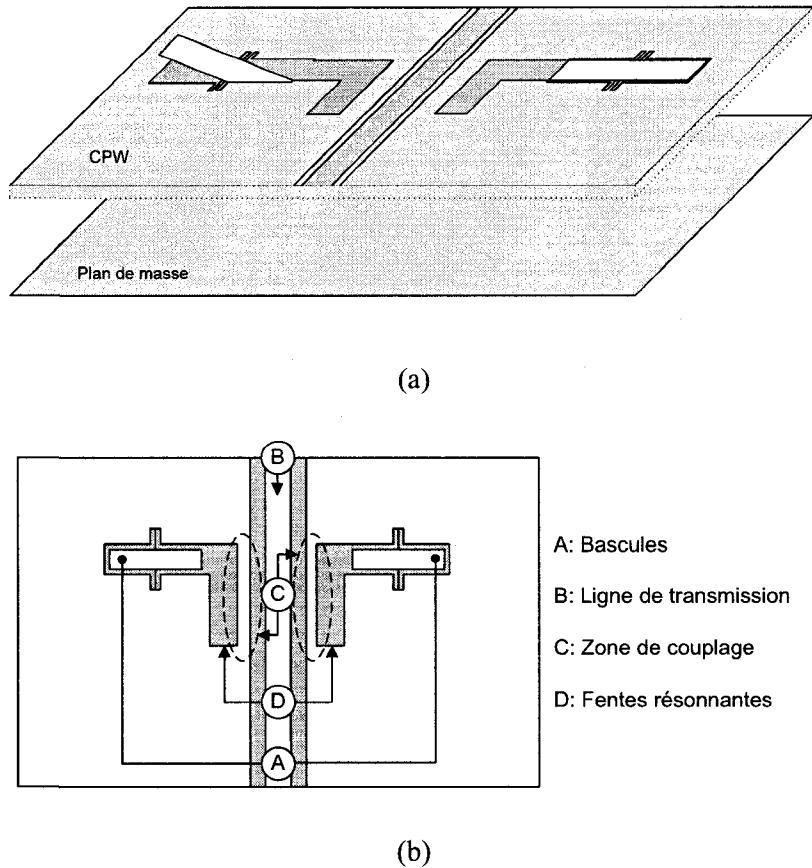
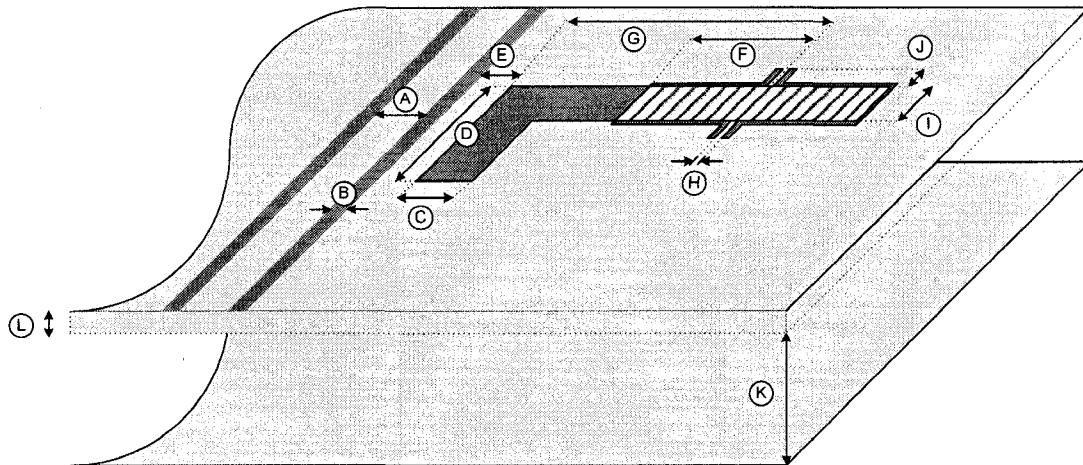


Figure 3-2 Illustration du CPW avec fentes résonnantes intégrant deux interrupteurs

Ainsi, si l'antenne est utilisée à l'une de ces deux fréquences, elle rayonnera de façon efficace pour un des deux états des bascules. Dans l'autre état, l'impédance à cette fréquence changera fortement, de façon à réfléchir le signal incident et ainsi diminuer l'efficacité de rayonnement de l'antenne (coupure). Puisque les premiers résultats de simulation ont démontré une bonne différence entre l'état de rayonnement et celui de coupure, une étude plus approfondie a été entreprise. Nous avons fixé la fréquence de fonctionnement à environ 5 GHz, principalement en raison de la taille de l'interrupteur qui est représenté à la Figure 3-3. Bien sûr, d'autres tailles sont possibles mais elles nécessiteraient de refaire la conception mécanique.



Légende:

A = 10,16 mm	D = 9,86 mm	G = 21,70 mm	J = 3,00 mm
B = 0,15 mm	E = 0,15 mm	H = 0,25 mm	K = 10,0 mm
C = 0,50 mm	F = 12,00 mm	I = 1,50 mm	L = 0,05 mm

Figure 3-3 Dimensions retenues du circuit radiofréquence avec interrupteur pour la première conception.
Un seul des deux interrupteurs est montré pour simplification.

Plusieurs simulations ont été nécessaires pour optimiser les dimensions des fentes résonnantes, de la longueur des bascules et de la ligne de transmission. La Figure 3-4 montre le coefficient de

réflexion au port d'entrée du circuit dans les deux états de la bascule, ainsi que dans un état dit hybride qui consiste en une première bascule dans un état (aucune contrainte) et la seconde dans l'autre (sous torsion) étant montré à titre indicatif seulement. Ces résultats ont été obtenus utilisant encore une fois le logiciel *Designer®*. La fréquence centrale de fonctionnement se trouve à 4,44 GHz. Pour une variation entre les deux états de 15dB, la bande passante est de 11,2%. Les pertes de retour dans l'état OFF sont d'au maximum -0.475 dB. Par contre, dans cette conception, certaines dimensions sont quelque peu limites. En effet, la largeur de la ligne de transmission CPW est imposante et ceci pourrait faire en sorte qu'un mode supérieur se propage. Aussi, l'espacement *E* entre la ligne de transmission et les fentes résonnantes est très petit, ce qui le rend susceptible aux défauts de fabrication. Si cette étroite piste de cuivre venait à être brisée ou interrompue, le couplage avec les fentes résonnantes ne se ferait plus comme prévu.

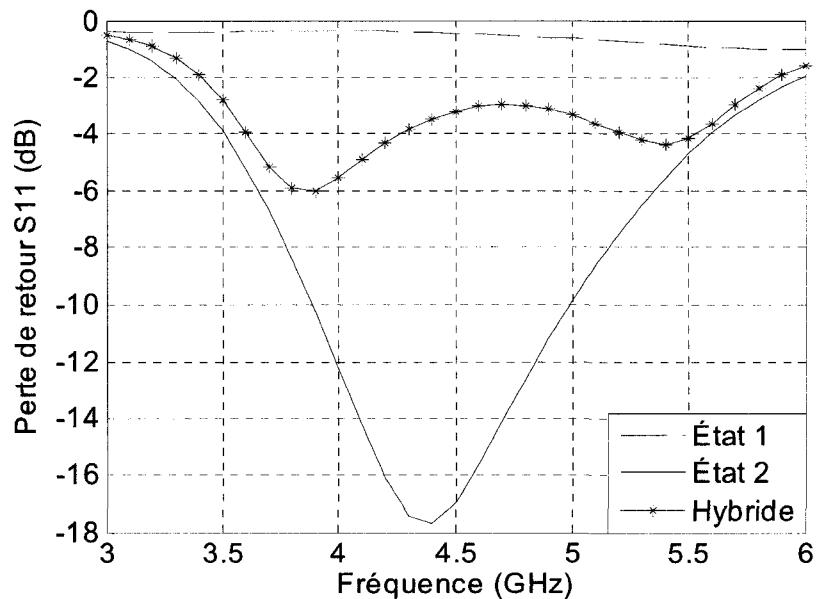


Figure 3-4 Résultats des simulations de la première conception

Malgré les risques énoncés ci-dessus, un prototype de l'interrupteur avec les dimensions correspondantes a été fabriqué pour s'assurer du bon fonctionnement. Malheureusement, après les premiers tests, un problème majeur s'est présenté. En effet, dans le modèle simulé, la couche de cuivre sur le polyimide devait être présente partout et ce, même sur les barres de torsion reliant la bascule au reste du substrat. La présence de cuivre sur ces barres permet d'établir un contact électrique avec la bascule et elle est essentielle pour que le changement d'état produise une variation appréciable du paramètre S_{11} . Ceci peut être clairement observé dans des simulations faites avec les pivots non métallisés (voir Figure 3-5). La solution à ce problème apparaît simple *a priori*, soit simplement ne pas graver la couche de cuivre au niveau des pivots. Par contre deux points importants sont à considérer. Dans un premier temps, les équations du chapitre 2 seraient à revoir puisque dans ce concept le pivot deviendrait un bilame. Deuxièmement, la présence de cuivre sur les pivots fait en sorte qu'après torsion, une légère déformation plastique du cuivre a lieu. Ceci laisse alors l'interrupteur dans une position intermédiaire stable et le retour à l'état stable initial (pivots non tordus) est très difficile, voir impossible avec un faible niveau d'énergie.

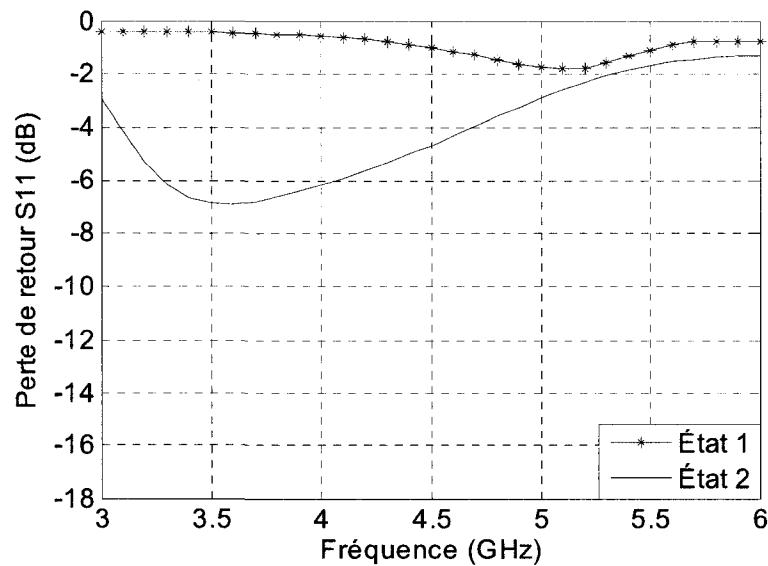


Figure 3-5 Résultats des simulations de la première conception sans métallisation sur les pivots

Une exploration rapide d'autres dimensions du même concept, mais sans cuivre sur les pivots, n'a pas permis de trouver de configuration où un changement d'état de la bascule conduirait à une grande variation de S_{11} .

Deux éléments importants ressortent de cette expérimentation :

- La largeur de la ligne de transmission CPW est trop importante, laissant place à de possibles modes de transmission non désirés;
- Aucun cuivre ne doit demeurer sur les barres de torsions.

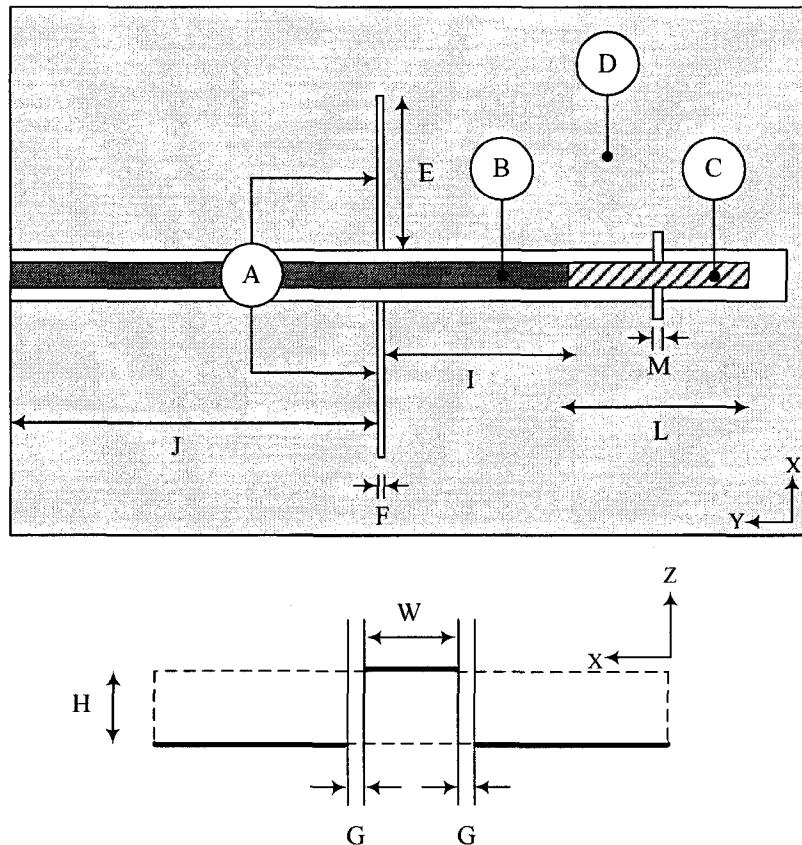
Cet apprentissage servira pour la prochaine conception.

3.3 Troisième conception : perturbation du couplage de fentes résonnantes

En prenant en considération les contraintes mises en lumière par la première conception, une seconde idée prometteuse a été étudiée. Celle-ci consiste en un modèle semblable à celui présenté en 3.2, soit une ligne de transmission CPW avec fentes résonnantes. Cependant, deux corrections ont été apportées, soit la modification de la ligne de transmission et l'utilisation d'une seule bascule.

Les plans de masse de la ligne de transmission ne sont pas situés sur la même surface de cuivre que le ruban central mais bien sur la face inférieure du substrat (voir Figure 3-6). Ce changement a pour but de diminuer la largeur de la ligne de transmission. En effet, le ruban central peut maintenant recouvrir partiellement les bords du plan de masse et ainsi augmenter

considérablement la capacité par unité de longueur de la ligne, éliminant ainsi le besoin d'augmenter cette capacité en élargissant indûment le ruban comme dans le concept précédent. L'appellation de cette structure serait mieux décrite par « quasi-CPW ». On pourrait également voir la structure comme ligne de transmission micro ruban standard dans laquelle le plan de masse est partiellement gravé le long de la direction de propagation.



Légende:

A = fentes résonantes	E = 18,5 mm	I = $\lambda_g/4 + 1\text{mm} \approx 13,67\text{ mm}$
B = ligne de transmission	F = 1,25 mm	J = 40 mm
C = interrupteur	G = 254 μm	L = $\lambda_g/4 \approx 12,67\text{ mm}$
D = plan de masse	H = 50,8 μm	M = 254 μm
		W = 2,54 mm

(a)

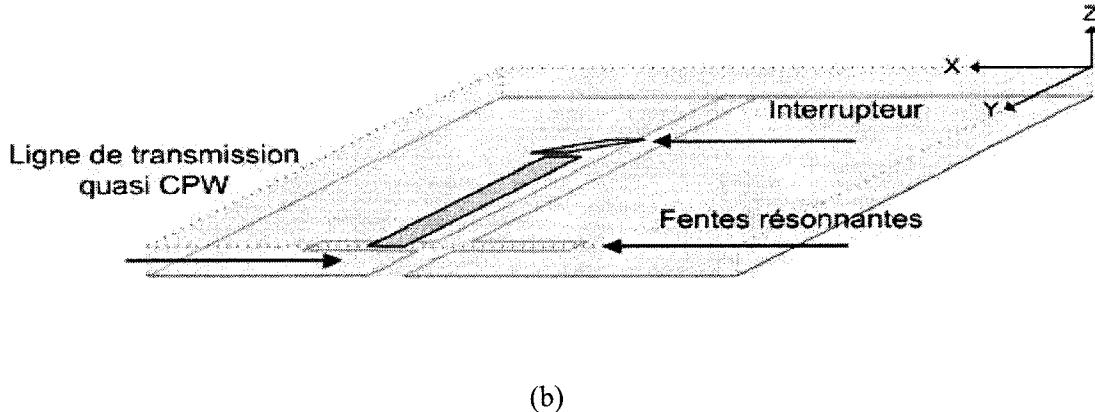


Figure 3-6 Illustration du troisième concept retenu : représentations 2D (a) et 3D (b)

L'interrupteur sera cette fois-ci intégré à la structure à l'extrémité de la ligne de transmission. Celle-ci prolongera la ligne de transmission lorsqu'il y aura un contact électrique. Ainsi, un ajustement du courant vis-à-vis les fentes résonnantes permettra d'avoir un maximum ou un minimum de couplage entre la ligne quasi-CPW et les fentes. De plus amples informations sont données dans les sous-sections suivantes.

3.3.1 Ligne quasi-CPW

Une nouvelle approche a été choisie quant à la ligne de transmission. Celle-ci reprend les éléments du guide d'onde coplanaire, soit la ligne de transmission séparée par un plan de masse sur la même surface. Cependant, tel que vu précédemment, la largeur de la ligne de transmission d'un CPW pour un substrat très mince est trop importante pour atteindre une impédance de ligne Z_0 d'environ 50 ohms. Voilà pourquoi une modification a été appliquée en déplaçant les plans de masse sur la surface inférieure du substrat.

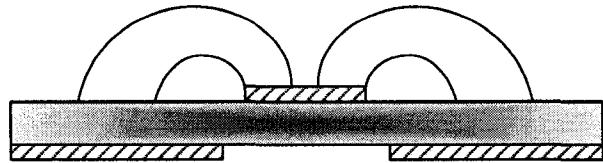


Figure 3-7 Illustration de la ligne quasi-CPW et de son champ électrique

À première vue, cette configuration ressemble étrangement à une simple ligne micro-ruban. Si nous avions utilisé une ligne micro-ruban sur un substrat de 50,8 μm pour une impédance de ligne de 50Ω , la largeur de la piste imprimée aurait été d'environ 102 μm ce qui est trop petit. En effet, lors de la fabrication, la précision atteinte est de $\pm 25,4 \mu\text{m}$ de chaque côté de la ligne ce qui aurait engendré des variations trop importantes entre les différentes unités produites.

Pour un guide d'onde coplanaire, il s'est avéré que les outils de calcul pour un CPW très mince perdaient de leur précision en utilisant un substrat très mince de polyimide ($\epsilon = 3,4$, $\tan\delta = 0,002$). En effet, pour un espace G égal à 127 μm , la valeur correspondante de W pour une ligne 50Ω est de 5,2 mm pour le logiciel *LineCalc* de la compagnie *ADS* et de 3,3 mm pour l'outil de calcul de *Designer®*. De plus, après optimisation du couplage lors de la conception présenté en 3.2, la largeur de la ligne de transmission était trop grande, soit 10,16 mm pour un espace entre les plan de masse égal à 150 μm .

En procédant avec la ligne quasi-CPW, nous voulons diminuer la largeur W pour atteindre 2,54 mm. Cette dimension permettrait dans un premier temps de minimiser les risques de propagation de mode supérieur. De plus, cette largeur est pratique pour l'intégration de la bascule, soit en n'étant pas trop petite et assez large pour un contact électrique. Nous avons donc fixé W à 2,54 mm laissant G variable.

Cette configuration retenue a été quelque peu étudiée principalement dans un guide d'onde fermé [30-33] et rarement comme ligne de transmission seule [34, 35]. Cependant, aucune formule n'existe pour calculer l'impédance de ligne de ce quasi-CPW. La méthode des lignes aurait pu être utilisée mais une étude très approfondie aurait été nécessaire pour finalement ressortir la valeur numérique de Z_0 . Plusieurs simulateurs électromagnétiques ont été testés pour déterminer lequel était le plus propice pour une structure quasi-CPW. Les simulateurs 2D utilisant la méthode des moments se sont révélés inadéquats pour exciter une telle structure. Nous avons donc mis de coté *Ansoft Designer* (v3.5.1) et *Momentum ADS* (2006A). Pour être en mesure d'exciter la structure, nous avons choisi *Ansoft HFSS* ® (v10.1.3).

Des premières simulations ont montré que de légères variations de la dimension du port d'excitation provoquaient des variations importantes sur les valeurs d'impédance de ligne, de l'ordre d'une quinzaine d'ohms. Cette variation avait lieu aussi avec de légers changements de dimension du quasi-CPW. Nous avons donc décidé de faire des mesures d'essais-erreurs pour déterminer la combinaison W et G nécessaire pour amener Z_0 proche de 50 ohms en ne se basant que légèrement sur les valeurs obtenues par le simulateur.

Après une série de mesures d'ondes stationnaires en champs proche, nous avons retenu la combinaison suivante : $W = 2,54 \text{ mm}$ et $G = 254 \mu\text{m}$ pour un $Z_0 \approx 62 \Omega$. Nous n'avons pas cherché à atteindre une valeur de Z_0 plus proche ou égale à 50 ohms pour diverses raisons tel le nombre d'essais nécessaires pour y parvenir. Après mesures et tel qu'appréhendé en simulation, une faible variation de G faisait changer l'impédance de ligne drastiquement. De plus, avec ces dimensions, la mesure prise avait le taux d'onde stationnaire le plus faible, donc nous savions plus précisément la valeur d'impédance de ligne comparée aux autres (voir section 4.1 pour plus de détails).

Ainsi, avec ce quasi-CPW, nous réduisons la largeur de la ligne de transmission d'un facteur 1.3 ou 2 selon le modèle de calcul. De plus, dans la deuxième conception, pour maximiser le couplage de la ligne de transmission, cette dernière atteignait une largeur trop importante soit environ 1 cm. Cette fois, la largeur de ligne fixée pour la prochaine conception est 3,9 fois plus étroite que celle précédente. Cette nouvelle configuration permet donc de corriger le tir pour la dernière conception.

3.3.2 Principe de fonctionnement

L'intégration de l'interrupteur a pour but de modifier le courant vis-à-vis les fentes résonnantes et ce, en changeant la longueur de la fin de la ligne de transmission. Ainsi les états de radiation (ON) et de coupure (OFF) peuvent être atteints. Pour une raison pratique, un interrupteur directement posé en face des fentes résonnantes n'aurait pas pu être réalisé. En effet, puisqu'il aurait fallu s'assurer de la continuité de la ligne de transmission dans l'état OFF, le mouvement même du bistable n'aurait pu être accompli.

Pour revenir au dispositif, en prenant une ligne quasi-CPW se terminant par un circuit ouvert, une analyse simple de l'impédance démontre le principe de fonctionnement. L'impédance à une distance x du circuit ouvert de la ligne de transmission est donnée par les équations suivantes.

$$Z_{IN}(x) = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta x)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta x)} \quad (3-1)$$

Pour un circuit ouvert nous avons $Z_L \rightarrow \infty$ et l'expression ci-dessus devient :

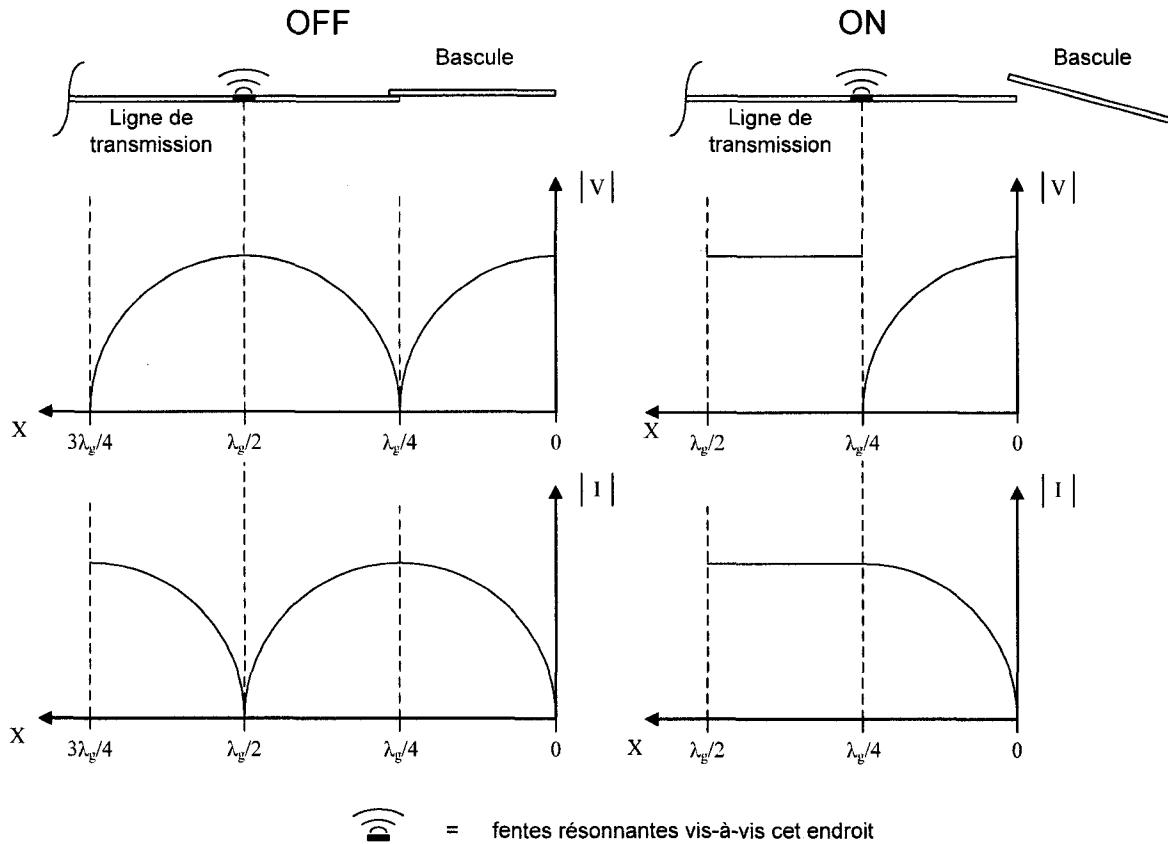
$$Z_{IN}|_{co}(x) = -jZ_0 \cot(\beta x) \quad (3-2)$$

À des distances x de $(2n-1)\cdot\lambda_g/4$ et $n\cdot\lambda_g/2$ du circuit ouvert l'impédance est respectivement nulle et infinie, où λ_g est la longueur d'onde guidée.

$$Z_{IN}|_{co}\left((2n-1)\cdot\lambda_g/4\right) = -jZ_0 \cot(\pi/2) = 0 \quad (3-3)$$

$$Z_{IN}|_{co}\left(n\cdot\lambda_g/2\right) = -jZ_0 \cot(\pi) = \infty \quad (3-4)$$

Ainsi, à partir de ces résultats, un maximum de courant peut-être atteint vis-à-vis les fentes résonnantes lorsque l'impédance est nulle et un minimum, lorsque qu'elle est infinie. Étant donné la géométrie des antennes fentes (voir Fig. 3.6), je suppose que celles-ci sont branchées comme des charges en série le long de la ligne quasi-CPW. Si la longueur de la lamelle de métal sur la bascule est d'un quart de longueur d'onde, la présence ou non de cette rallonge sur la ligne de transmission permettra d'atteindre ces deux cas spéciaux.



C'est ainsi qu'en modifiant l'état de l'interrupteur que l'antenne à fentes résonnantes peut être commutée. De plus, avec cette configuration, aucune métallisation n'est requise sur les pivots, corrigéant ainsi la conception précédente.

3.4 Simulation de l'antenne commutée

Après avoir pallié aux problèmes encourus lors de la première conception par l'ajout de l'interrupteur à la fin la ligne de transmission quasi-CPW, une vérification du concept

s'imposait. Plusieurs simulations du modèle représenté à la Figure 3-6 ont été faites avant de procéder à la fabrication.

La structure étudiée se veut une approximation d'une membrane infinie dans laquelle se trouvent la ligne quasi-CPW et l'interrupteur. En dessous de cette membrane se trouve un plan de masse sur lequel reposera le dispositif magnétique à une distance de 2 mm. Cette épaisseur a été sélectionnée suite aux essais expérimentaux révélant la faisabilité du dispositif bistable. Les résultats de simulation de cette structure sont présentés à la Figure 3-9. Un changement du coefficient de réflexion de près de 20 dB est obtenu entre les deux états de la bascule.

Ces résultats ont été obtenus par simulation électromagnétique basée sur la méthode des éléments finis, utilisant le logiciel *HFSS®* de la compagnie *Ansoft*. Ce sera le cas pour tous les résultats de simulation montrés pour la suite de ce chapitre, à moins de mention du contraire.

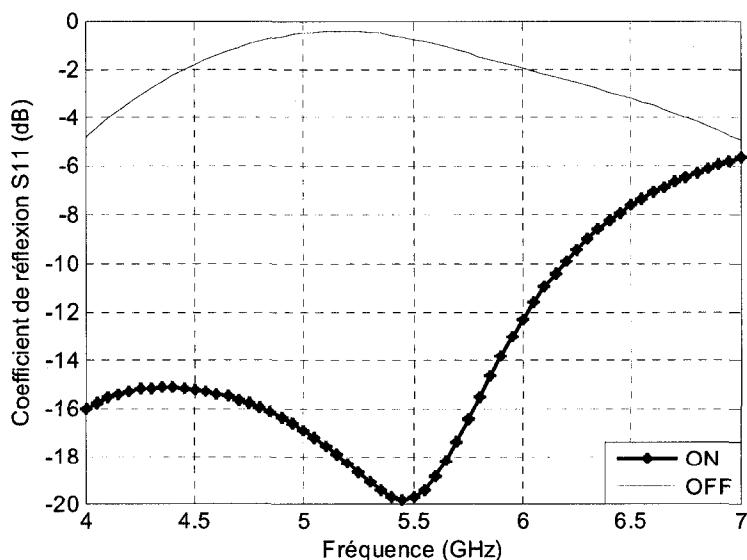


Figure 3-9 Résultat de simulation de la structure avec membrane infiniment grande

Ces derniers résultats du simulateur d'éléments finis sont très encourageants et démontrent une différence considérable entre les deux états. Pour se rapprocher le plus possible de vraies mesures faites en chambre anéchoïque, une modification de la structure simulée doit être faite. La membrane ne sera plus infiniment grande mais bien de taille finie.

Aussi, pour mieux tenir en place l'antenne sur le socle d'ancrage, la structure sera mise en « sandwich » avec de la mousse rigide dont la permittivité est très proche de celle de l'air (*Rohacell®*). Les résultats de simulation sont présentés à la Figure 3-10 selon les dimensions de la Figure 3-6a. Cette nouvelle simulation montre que l'interrupteur commute bel et bien l'antenne à fente résonnante mais que la largeur de bande est limitée par rapport à une structure infiniment grande. De plus, la mousse rigide utilisée pour bien tendre la membrane et pour une installation plus facile génère un décalage de fréquence. Malgré tout, ces dernières simulations montrent que nous pouvons réaliser un prototype et s'attendre à des résultats tangibles entre les 2 états introduits par l'interrupteur.

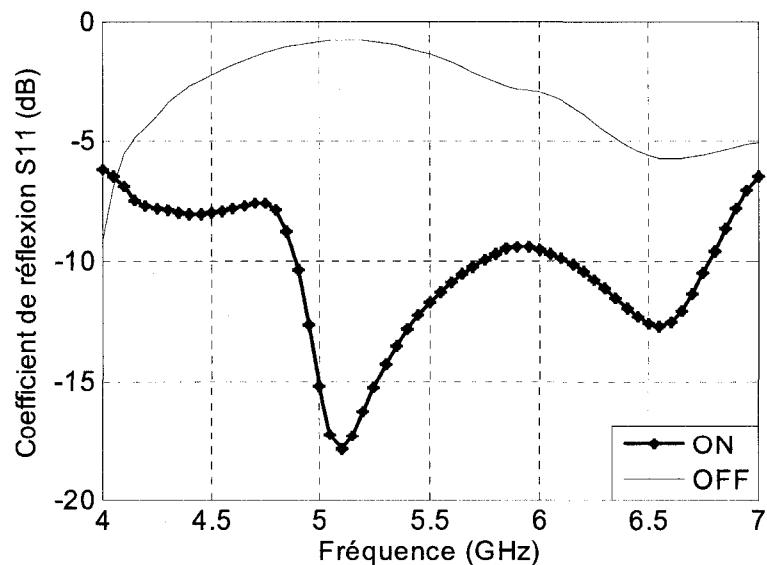


Figure 3-10 Résultat de simulation de la structure finie avec socle en mousse rigide

Comme lors de la première conception, un interrupteur sur membrane a été fabriqué pour s'assurer du bon fonctionnement selon les dimensions déterminées par les simulations. Les premiers tests ont montré une consommation accrue de courant continu dans l'électroaimant pour accomplir la commutation, mais les deux états étaient bel et bien atteints.

Bien que nous ayons remédié aux deux inconvénients de la première conception, il n'en demeure pas moins que celle-ci n'est pas idéale à tous points. La première conception ne nécessitait pas de contact électrique entre deux surfaces métalliques pour changer d'état. Dans la deuxième conception, ce contact doit être fait entre la bascule et le ruban de la ligne quasi-CPW sinon l'antenne demeura constamment à ON, quelque soit l'état d'inclinaison de la bascule.

3.5 Sommaire du chapitre

Dans le présent chapitre, il a été discuté des différents moyens d'intégrer l'élément bistable dans un circuit RF. Le circuit retenu se trouve à être une ligne de transmission quasi-CPW couplée de façon inductif à des fentes résonnantes utilisées comme antennes. La bascule placée à l'extrémité de la ligne de transmission permet le passage d'un état de rayonnement de l'antenne (ON) à un état de coupure (OFF).

Dans le prochain chapitre, nous passerons de la théorie à la pratique en présentant les mesures en laboratoire des éléments discutés dans ce chapitre soit, la ligne quasi-CPW et l'antenne commutée. De plus, des tests sur l'interrupteur seront présentés.

CHAPITRE 4

Réalisation d'un interrupteur bistable commutant une antenne à fentes

Dans ce chapitre, nous passerons de la théorie à la pratique en effectuant plusieurs mesures pour valider les modèles utilisés. La ligne quasi-CPW sera caractérisée dans un premier temps avec des mesures en champ proche. Par la suite, une étude approfondie de la torsion des pivots de l'interrupteur sera faite en tenant compte des courants nécessaires à la commutation. Enfin, une étude des performances d'un dispositif intégrant une antenne à fentes et l'interrupteur magnétique sera faite à l'aide de mesures du coefficient de réflexion et du diagramme de rayonnement.

4.1 Caractérisation de la ligne quasi-CPW

Le simulateur par éléments finis *HFSS®* (High-Frequency Structure Simulator) permet l'analyse des modes dans les structures supportant des ondes guidées. L'analyse modale s'effectue dans un plan de coupe transversal à la direction de propagation. Les frontières de ce plan doivent être associées à des conditions électromagnétiques représentatives de la structure analysée. Dans le cas d'une ligne quasi-CPW, le meilleur choix consiste à imposer des frontières absorbantes (« radiation boundary conditions »), lesquelles obéissent à la condition de rayonnement de Sommerfeld. La précision de l'analyse modale dépendra de la taille de la structure analysée. Ainsi, plus les frontières absorbantes sont loin des pistes métalliques de la structure quasi-CPW, plus le modèle représente les conditions physiques réelles. En augmentant graduellement le volume de la région analysée, les paramètres de ligne (e.g. impédance caractéristique et constante de propagation) devraient éventuellement se stabiliser. Une telle convergence peut en effet être obtenue pour des structures dont les rapports de dimensions dans le plan de coupe sont de l'ordre de l'unité. Pour les structures de type quasi-CPW, minces selon un axe et large selon l'autre axe, l'analyse par élément finis éprouve des difficultés de convergence. Par exemple, pour

une ligne quasi-CPW construite sur un substrat de polyimide de 50,8 μm d'épaisseur avec des largeurs de ligne et de fente de $W = 2,54$ mm et $G = 254$ μm respectivement, la valeur de l'impédance de ligne varie entre 60 et 75 Ω lors du changement de dimension de la surface d'excitation. Étant donné cette importante variation de l'impédance de ligne, nous avons décidé d'utiliser une approche expérimentale, i.e. déterminer l'impédance à partir d'une série de mesures en champ proche.

Quelques prototypes obtenus en variant les valeurs de W et G ont été construits et caractérisés afin de trouver un type de ligne dont l'impédance caractéristique se rapproche le plus possible de 50 Ω . Ce choix d'impédance est fait pour assurer une meilleure transition entre notre antenne et les appareils de laboratoire qui sont conçus avec à cette valeur. Dans une application réelle de conception d'antenne, il n'est cependant aucunement requis d'utiliser exclusivement des lignes de 50 Ω – nous le faisons ici uniquement pour les besoins de la mesure.

Le montage utilisé pour évaluer l'impédance de ligne est représenté à la Figure 4-1. Une sonde de type boucle, sensible au champ magnétique transverse à l'axe de la ligne, balaie une surface plane située au-dessus de la ligne quasi-CPW. Celle-ci est terminée par une résistance R connue. Il sera possible d'estimer Z_0 à partir de la mesure du taux d'ondes stationnaires (TOS). La sonde était placé le plus proche possible de la surface afin que le champ magnétique mesuré reflète le plus fidèlement possible le courant circulant dans la piste centrale de la ligne. La prise de mesures automatique a été faite grâce au logiciel *MRE2* développé au laboratoire pour le montage de mesures en champ proche. Ce programme permet de commander l'analyseur de réseau et le positionneur qui effectue le balayage de la sonde qui lui est rattachée.

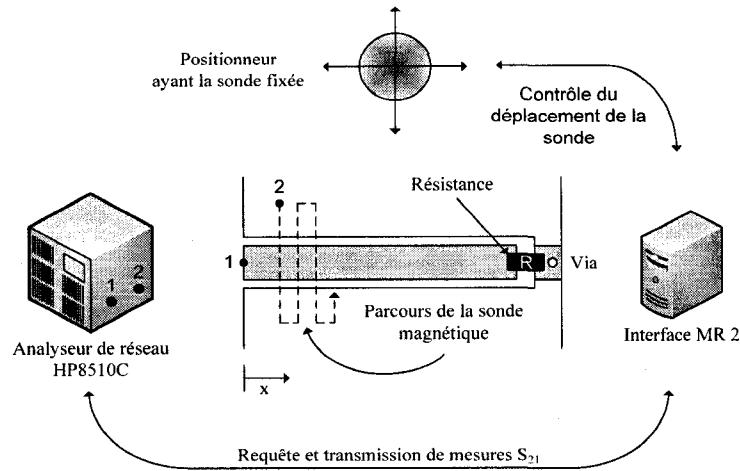


Figure 4-1 Illustration du montage pour estimer Z_0

Plus le TOS sera faible, plus l'impédance de ligne du quasi-CPW sera proche de la valeur de la résistance mise à la fin de la ligne. En effet, puisque le TOS est dépendant du coefficient de réflexion (voir équation 4-1), qui lui dépend de la charge au bout de la ligne et de Z_0 (voir équation 4-2), cette affirmation peut être faite. Cependant, puisque le TOS est en fonction de la valeur absolue du coefficient de réflexion, une ambiguïté demeure sur la valeur estimée de Z_0 . Celle-ci peut être facilement levée en vérifiant si la charge R se trouve près d'un maximum ou d'un minimum de courant.

$$TOS = \frac{1 + |\Gamma_0|}{1 - |\Gamma_0|} \quad (4-1)$$

$$\Gamma_0 = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4-2)$$

Tel que vu dans la section 3.3.1, avec W fixé à 2,54 mm, plusieurs variantes de G et de la résistance en bout de ligne ont été testées et mesurées pour déterminer la vraie valeur de l'impédance de ligne. Quelques résultats sont présentés à la Figure 4-2. Toutes les lignes de transmission utilisées avaient une longueur de 9 cm et les mesures étaient effectuées au centre de celles-ci. La position de départ était près du connecteur SMA tandis que la position de fin était vers la résistance de charge montée en surface. Les mesures suivantes représentent le maximum trouvé en x pour chaque tranche de balayage en y . La mesure ayant le TOS le plus faible était celle avec une résistance de 62 ohms et $G = 254 \mu\text{m}$, soit une variation longitudinale des champs de 2,74 dB au maximum. À partir de ce résultat, il est possible d'approximer Z_0 à environ 62Ω , ce qui est compris dans l'intervalle d'incertitude de 60—75 Ω obtenu avec les simulations, tel qu'indiqué précédemment.

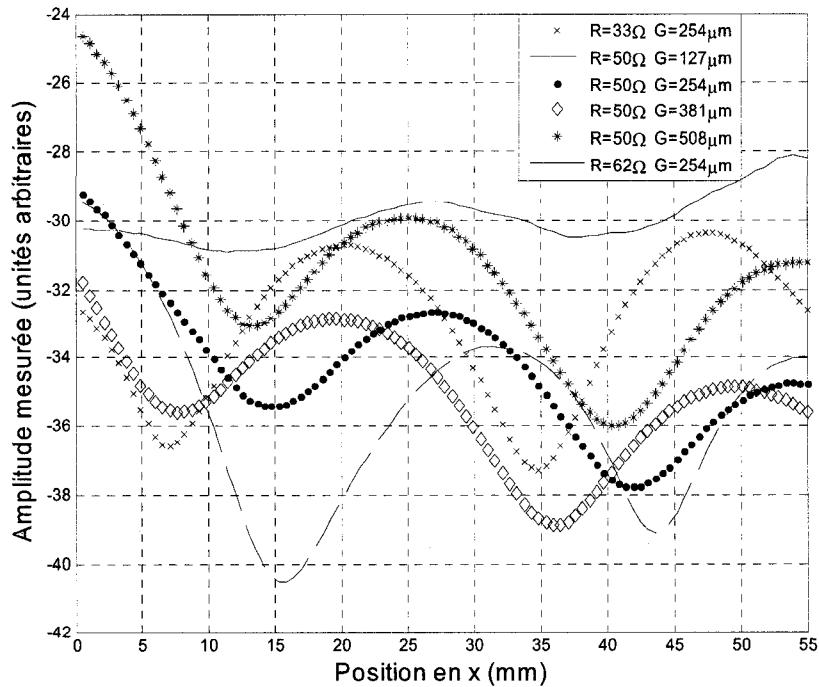


Figure 4-2 Mesures en champ proche à 5,4 GHz

À titre d'exemple, la Figure 4-3 montre les cartes d'amplitude et de phase des champs mesurés au dessus de la ligne. Un léger désalignement entre la ligne et l'axe x peut être noté sur le graphique de l'amplitude. Le graphique de phase montre clairement que l'onde se propage en direction +x. Un gradient de phase selon y est aussi visible. Celui-ci pourrait résulter du fait que le désalignement mentionné ci-dessus fait en sorte que la sonde mesure une superposition des composantes H_y et H_z , lesquelles ne sont pas en phase en tout point.

Plusieurs itérations expérimentales réalisées en variant les valeurs de W et G auraient été nécessaires pour ajuster la ligne de transmission à une impédance d'« exactement » 50Ω . Nous avons plutôt décidé de nous contenter d'une ligne de 62Ω , laquelle introduit une perte de réflexion de -19.4 dB seulement.

Ayant fait ce choix, un circuit d'adaptation d'impédance ajustable « à la main » sera tout de même ajouté avant cette ligne de transmission pour maximiser la puissance transmise car l'impédance caractéristique est susceptible de varier légèrement d'une ronde de fabrication à l'autre.

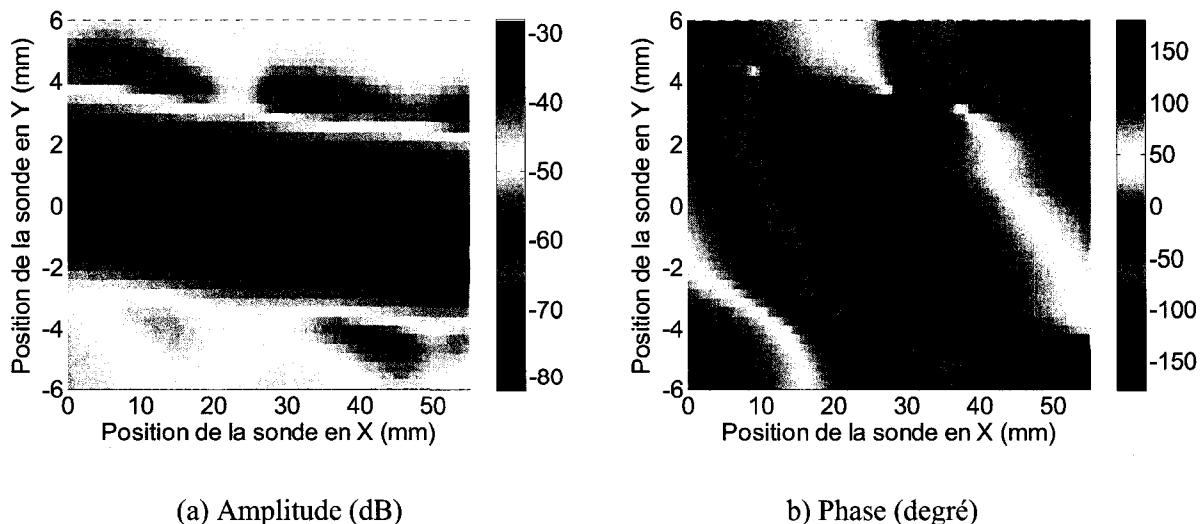


Figure 4-3 Cartographie de l'amplitude du signal mesuré par la sonde magnétique à 5,4 GHz

4.2 Étude de l'interrupteur

Cette section comporte plusieurs mesures effectuées sur l'interrupteur pour caractériser le mouvement de torsion ainsi que les couples mécanique et magnétique nécessaires pour son utilisation. Les données recueillies des simulations magnétiques de *COMSOL Multiphysics* seront présentées et comparées avec les niveaux du couple tirés des équations mécaniques. Ces mesures seront présentées pour deux hauteurs spécifiques (voir Figure 2-3) entre la lamelle et l'electroaimant pour bien démontrer l'influence marquante de cette variable.

4.2.1 Caractérisation de la torsion

Tel que vu au le chapitre 2, la bascule à torsion est régie par une série de variables tant mécaniques que magnétiques. Suite à la conception, les dimensions de l'interrupteur étaient fixées. Une analyse de la structure devait être faite pour bien caractériser le mouvement. Dans un premier temps, l'angle de torsion en fonction du courant passant dans la source de champ magnétique est étudié. Pour déterminer l'angle de torsion, nous avons opté pour l'utilisation d'un faisceau laser frappant l'extrémité de la lamelle de *MetGlas* (voir Figure 4-4). Ainsi, selon la position du faisceau réfléchi sur un écran, l'angle de torsion pouvait être déterminé par simple règle de géométrie. Cependant, chaque mesure prise aura une incertitude non négligeable. En effet, la surface de la lamelle de *MetGlas* n'étant ni polie ni parfaitement plane, la lumière s'y reflète de façon légèrement diffuse, augmentant ainsi la taille de la tache lumineuse détectée sur l'écran.

Deux séries de mesures ont été effectuées pour mieux voir l'influence de la hauteur entre le plan de la lamelle et la source de champ magnétique, soit avec des hauteurs de 1 mm et 2 mm. Les résultats suivants sont ceux de l'espacement de 1mm. Tout d'abord, la Figure 4-5 montre l'angle de torsion atteint en fonction du courant passant dans le solénoïde.

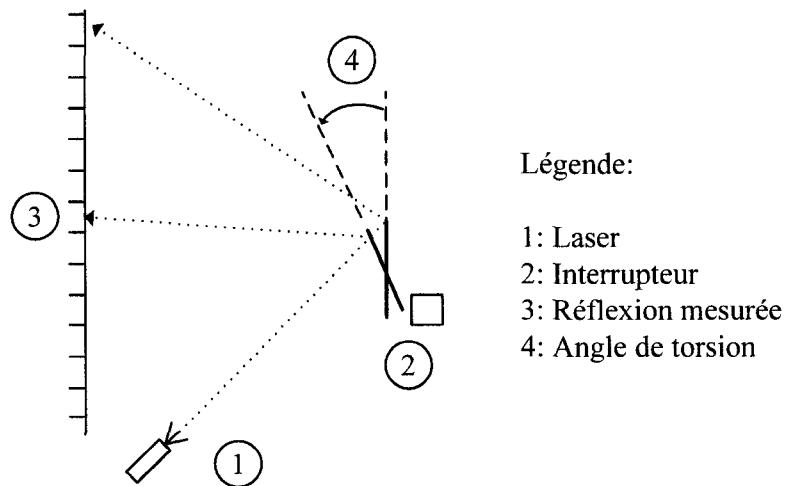


Figure 4-4 Montage utilisé pour déterminer l'angle de torsion

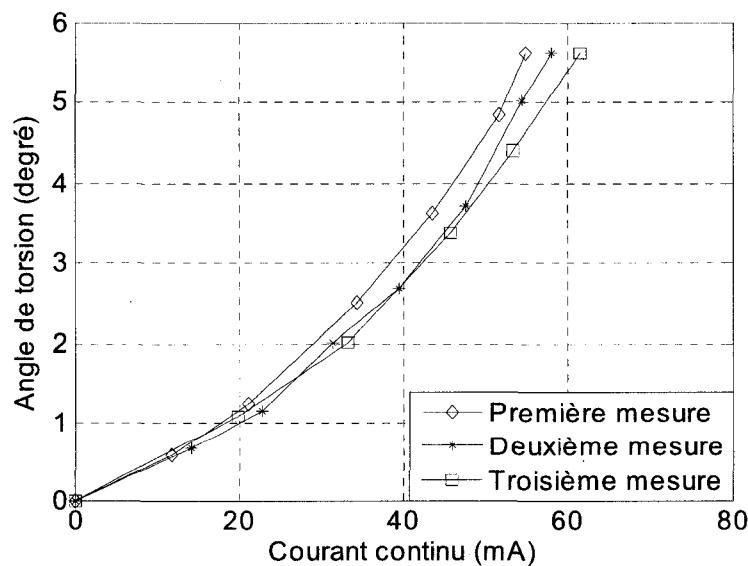


Figure 4-5 Angle de torsion en fonction du courant appliqué à l'électroaimant, pour une hauteur de 1 mm

L'origine du zéro degré dans la figure précédente correspond à la position de départ. À cette position, la bascule est quand même légèrement inclinée (voir Figure 4-6). L'angle maximal atteint serait physiquement de 8,4 degrés pour une variation en hauteur de 1 mm. Trois séries de mesures consécutives ont été effectuées. Une augmentation du courant pour atteindre les mêmes angles de torsion est visible dans les courbes présentées à la Figure 4-6. Cette différence peut être expliquée par l'incertitude élevée lors de la prise des mesures. La réflexion du laser sur la lamelle était diffuse laissant une trace sur l'écran d'environ 5 cm de large. De plus, l'écran ne reposait que sur un faible support pour demeurer en position verticale. D'une mesure à l'autre, l'écran s'est incliné légèrement. Malgré tout, cette mesure apporte un lot d'information utile.

Les courbes de la Figure 4-5 montrent bien la non linéarité de la relation entre le courant nécessaire et l'angle de torsion des pivots. En effet, plus les pivots sont tordus, plus la lamelle est en présence du champ magnétique fort générant le couple. Ainsi, une variation de courant moindre sera nécessaire pour la même variation d'angle de torsion.

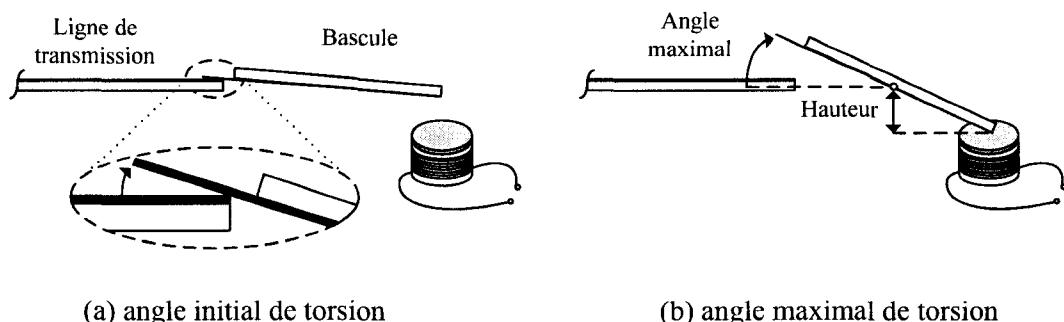


Figure 4-6 Angle de torsion de la bascule

Pour une même hauteur de 1 mm entre l'aimant permanent et la membrane, une série d'essais a été effectuée pour mesurer le champ magnétique à l'aide d'une sonde de Hall (*Group 3 Technology DTM-133 Digital Teslameter*). Selon les équations vues au chapitre 2, le champ magnétique devrait être proportionnel au courant qui passe dans le solénoïde, et c'est ce que nous voyons en regardant la Figure 4-7. Pour prendre les mesures, la sonde a été placée au centre du dispositif, soit l'endroit ayant le champ le plus élevé, et elle a été fixée à cet endroit. Des courants continus positif et négatif ont été utilisés pour démontrer que l'unité pouvait bel et bien augmenter aussi bien que diminuer le champ magnétique produit (rappel : le champ total est formé de la superposition des champs produits par l'aimant permanent et par l'électroaimant, d'où le champ non nul pour un courant appliqué nul). Pour mieux visualiser l'importance de l'espacement entre le sommet du solénoïde et la lamelle pivotante, une autre série de mesures a été effectuée (voir Figure 4-8) avec cette fois-ci une hauteur de 2 mm.

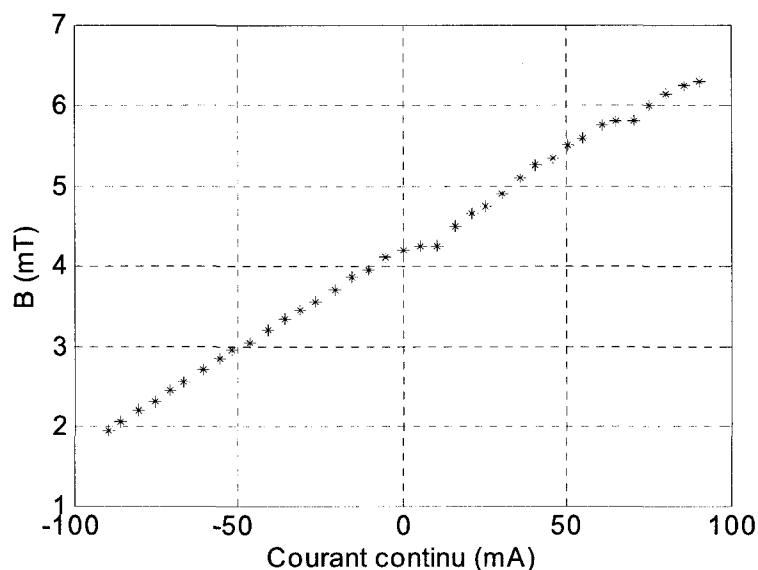


Figure 4-7 Champ magnétique généré par la l'aimant permanent et l'électroaimant à une hauteur de 1mm

La non linéarité de la relation entre le courant d'activation et l'angle de torsion observé précédemment est beaucoup plus visible dans ce cas-ci. La Figure 4-8 peut être séparée en 3 zones distinctes. Dans la première zone, de 0 à 150 mA, le dispositif consomme énormément de puissance pour n'atteindre qu'un petit angle de torsion. Dans la deuxième zone, de 150 à 235 mA, la variation de courant par degré d'angle de torsion nécessaire pour rapprocher la lamelle de l'aimant permanent diminue graduellement. Finalement, la troisième zone, de 235 à 255 mA, une très petite augmentation du courant fait basculer la lamelle à son état stable, soit touchant l'aimant permanent. L'aimant bloque la lamelle en empêche alors toute torsion supplémentaire. Il est suffisamment fort pour maintenir la lamelle dans cet état permanent. Encore une fois, des mesures du champ magnétique ont été prises à une hauteur de 2 mm du solénoïde dévoilant encore la linéarité entre le courant et le champ généré.

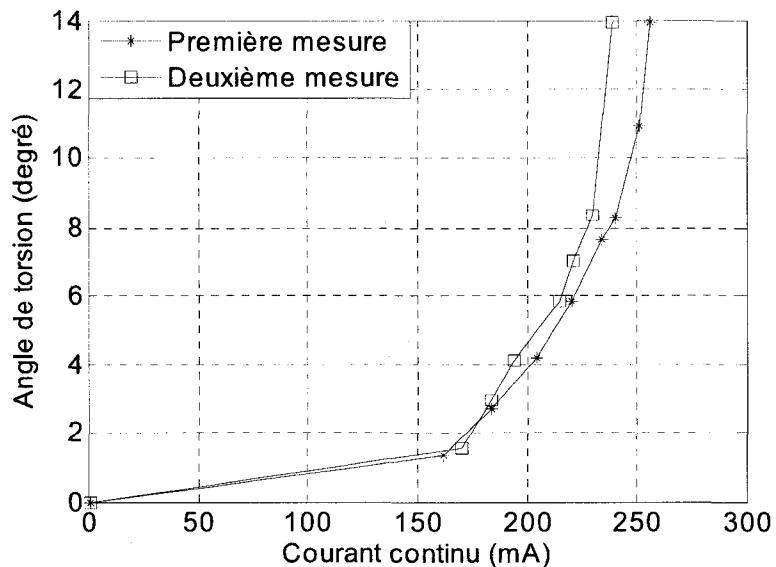


Figure 4-8 Angle de torsion pour en fonction du courant appliqué, pour une hauteur de 2 mm

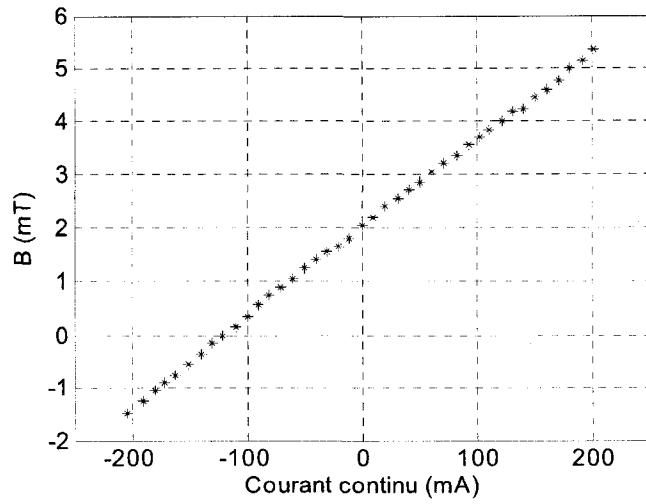


Figure 4-9 Champ magnétique généré par la source magnétique à une hauteur de 2 mm

4.2.2 Couples mécanique et magnétique

Pour relier les couples mécaniques et magnétique nécessaires pour accomplir la torsion au pivot, l'aide d'un simulateur d'éléments finis sera requis. Le simulateur utilisé, *COMSOL Multiphysics* version 3.2, permettra de déterminer le couple magnétique nécessaire en simulant la structure composée d'un aimant permanent, d'une ferrite et d'un solénoïde, constituant la source, ainsi qu'une lamelle de matériau à haute perméabilité constituant la bascule.

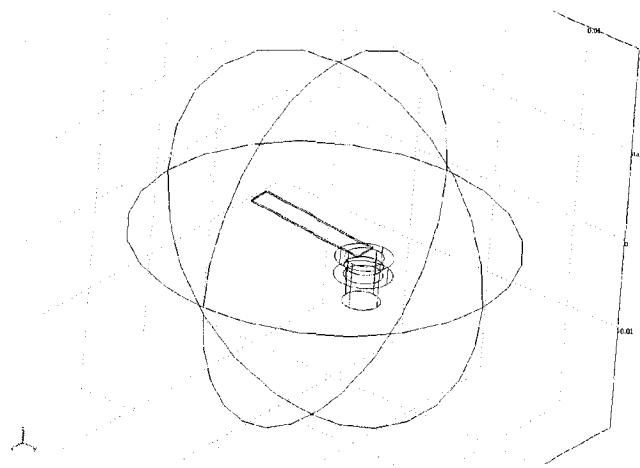


Figure 4-10 Illustration du modèle de simulation magnétique

Le simulateur ne calcule pas directement la valeur du couple magnétique exercé sur la lamelle. Par contre, il peut obtenir par intégration l'énergie magnétique totale dans le volume simulé. En passant par la variation d'énergie magnétique dans le système, la valeur du couple peut-être déterminée. En calculant l'énergie magnétique du système ε pour une série d'angles de torsion α de la lamelle, nous pouvons obtenir une approximation numérique de la dérivée $\partial\varepsilon/\partial\alpha$, laquelle donne directement la valeur du couple en fonction de α (voir équations 4-3 et 4-4). En supposant que ce couple est appliqué à l'extrémité d'un bras de levier de longueur L , on peut estimer la force magnétique équivalente $F(\alpha)$ appliquée à l'extrémité de la lamelle.

$$\varepsilon(\alpha) - \varepsilon(0) = \int_0^\alpha C(\alpha) d\alpha \quad (4-3)$$

$$\frac{\partial\varepsilon}{\partial\alpha} = C(\alpha) = LF(\alpha) \quad (4-4)$$

L'aimant permanent choisi est une pièce de ruban flexible magnétique fréquemment utilisé pour retenir des mémos sur un réfrigérateur. Le choix s'arrêta sur ce type d'aimant pour plusieurs raisons. Comparé aux autres aimants disponibles, le ruban flexible était très facile à tailler et

avec sa forme compacte (environ un demi millimètre), son intégration était plus facile pour un plus grand bassin possible de prototypes. Dans le cas présent, l'aimant a été taillé en forme cylindrique avec un rayon d'environ 2 mm, permettant son insertion dans le solénoïde. L'élément clé qui retenu notre choix sur cet aimant a surtout été sa magnétisation suffisamment faible mais assez forte pour retenir la lamelle en place. Ne connaissant pas la valeur exacte de la magnétisation M_0 de ce dernier, une approximation a été faite en faisant des simulations de l'aimant et en comparant l'intensité des champs magnétiques obtenus par un modèle *COMSOL* avec des mesures effectuées en laboratoire (voir Figures 4-7 et Figure 4-9). Sachant que M_0 de l'aimant flexible est orienté selon l'épaisseur du matériel, une hypothèse simplificatrice a été émise en supposant que M_0 est constant partout dans ce dernier. La magnétisation approximative trouvée par cette technique est de 24 kA/m.

Ainsi, plusieurs simulations ont été effectuées pour divers angles correspondant aux hauteurs étudiées de 1 mm et 2 mm, et avec un courant continu traversant le solénoïde (voir Figures 4-11 à 4-14). L'extrémité de la lamelle se trouve à 1 mm ou à 2 mm au-dessus du centre du solénoïde. Une fonction polynomiale d'ordre 3 a été utilisée pour approximer la fonction $\varepsilon(\alpha)$. Notons que le modèle simulé comporte plusieurs approximations, et que la précision des résultats du simulateur par conséquent est limitée. Les résultats ne seront donc utiles que pour déterminer la faisabilité du dispositif et l'ordre de grandeur des courants de commutation nécessaires, non pas pour obtenir des valeurs précises, lesquelles devront être déterminées expérimentalement avec un prototype. Les courbes des couples magnétiques et mécaniques sont calculées selon les équations 4-4 et 2-1 respectivement.

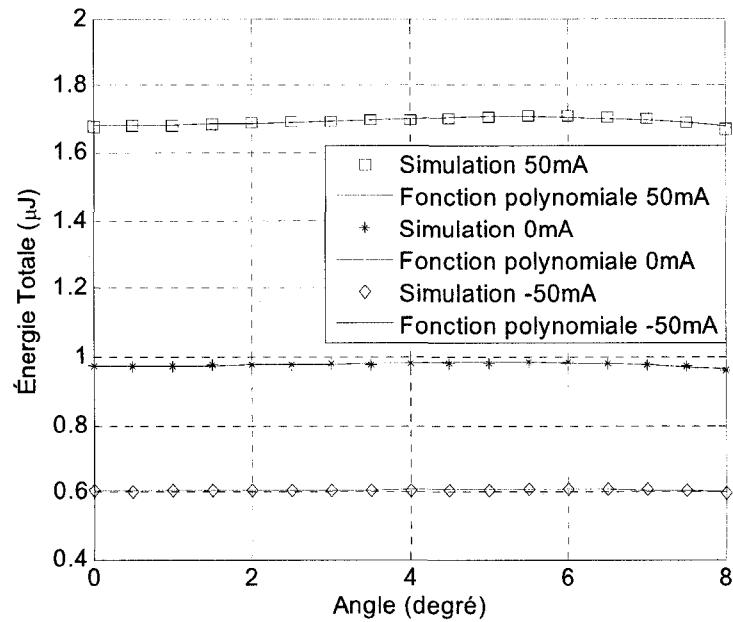


Figure 4-11 Énergie magnétique totale pour chaque angle de torsion (1mm)

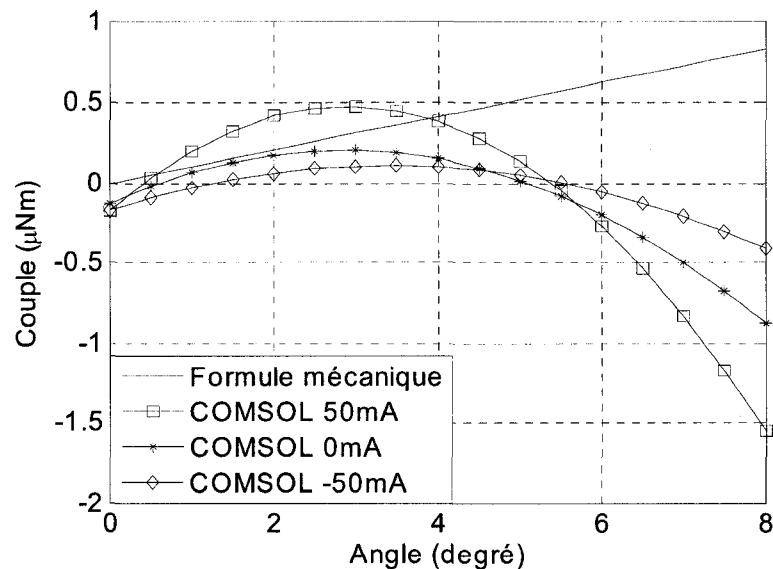


Figure 4-12 Couples magnétique (simulé) et mécanique (calculé) pour une hauteur de 1 mm

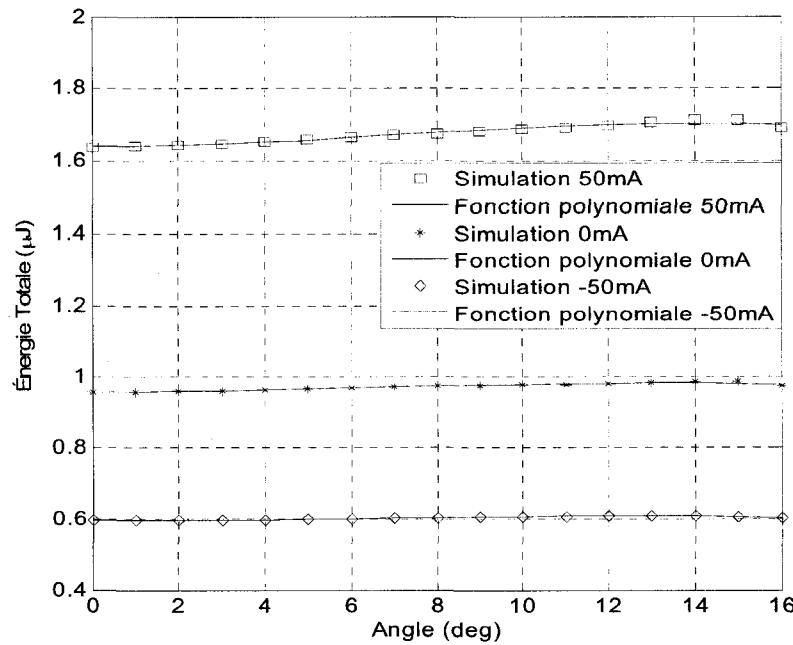


Figure 4-13 Énergie magnétique totale pour chaque angle de torsion (2mm)

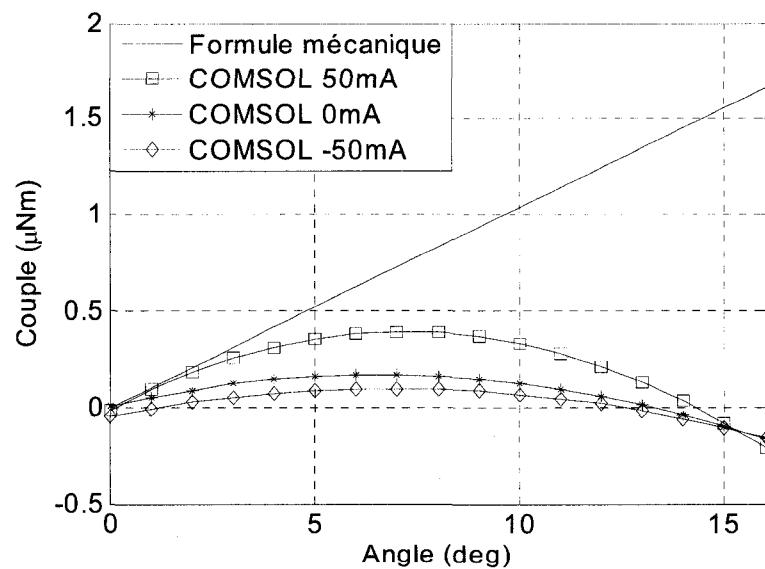


Figure 4-14 Couples magnétique (simulé) et mécanique (calculé) pour une hauteur de 2 mm

Pour atteindre un état stable lorsque les pivots sont tordus, il faut que l'aimant permanent seul puisse retenir la lamelle en place et donc avoir un couple magnétique supérieur au couple mécanique. D'après les résultats présentés (voir Figure 4-12) on constate que pour une hauteur de 1 mm et un courant de 50 mA, le couple magnétique serait capable de contrebalancer la torsion de rappel des pivots tordus à un angle d'environ 3,8 degrés. Pour une hauteur de 2 mm, le couple magnétique est légèrement inférieur au niveau nécessaire pour tordre les pivots, lorsque la valeur des angles est inférieure à 2 degrés. Ces résultats démontrent que la bistabilité pourrait avoir lieu pour un courant d'environ 50 mA, à condition de bien choisir la hauteur de la lamelle.

Les mesures effectuées ont également bien montré l'importance d'une légère variation du positionnement de la source de champ magnétique par rapport à la lamelle. Dépendamment de cette position, la consommation énergétique peut se voir grandement améliorée ou détériorée. De plus, il est prudent d'ajouter une marge d'erreur au courant de commutation pour s'assurer que la bistabilité puisse avoir lieu en tout temps, en dépit des erreurs d'assemblage, des vibrations, des changements thermiques, etc. En laboratoire, la bistabilité a été atteinte pour une hauteur située entre 1 mm et 2 mm et ce, avec un courant d'environ 55 mA.

4.3 Circuit de commande

Pour commander électroniquement le passage du courant dans l'interrupteur, un dispositif électronique a été conçu. L'envoi de deux signaux distincts permettra le passage d'un courant dans le solénoïde considéré approximativement comme une inductance idéale en négligeant sa faible résistance. Selon l'entrée du signal de commande envoyé dans le circuit, un courant de 59 mA passe dans un sens ou dans l'autre du solénoïde, générant le champ magnétique s'ajoutant ou se soustrayant à celui de l'aimant permanent. Lorsqu'il n'y a pas de tension ni à l'une ni à l'autre des entrées, la consommation de courant est presque nulle (10 nA pour chacun des transistors, 10 μ A à 150°C). Ce dispositif est représenté à la Figure 4-15. Le solénoïde est

représenté par l'inductance L . Ce circuit minimalist permet, dans un premier temps, l'utilisation d'une seule polarité pour les signaux de commande. En polarisant un des deux transistors, un chemin s'ouvre au courant parcourant ainsi le solénoïde. Ce circuit a été conçu dans le but premier de mesurer les temps d'activation et donc la consommation totale de courant n'est pas un facteur important. Avec ce circuit électronique, il ne reste plus qu'à envoyer les tensions de polarisation des transistors pendant une durée de temps pré-déterminée, ce qui peut être fait par un logiciel tel *LabView*. Un programme de contrôle a été réalisé dans *LabView* (v8.5) justement pour s'assurer d'une commande fiable des signaux d'activation et aussi pour automatiser le tout pour divers tests (voir section fiabilité 4.8). Ce programme sert à envoyer des signaux sur deux sorties du port d'imprimante. Ces signaux servent à polariser individuellement les transistors. De l'autre côté, un analyseur de réseau prendra les mesures du coefficient de réflexion. L'information sera recueillie par le programme *LabView* qui fera la requête à l'analyseur à travers une interface IEEE-488 (port GPIB) ce qui est représenté à la Figure 4-16.

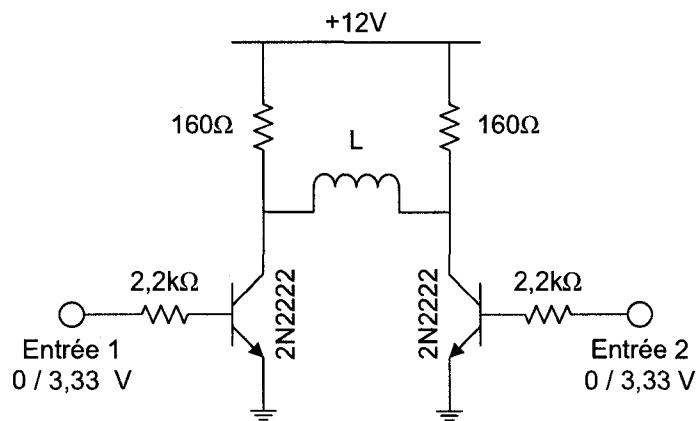


Figure 4-15 Circuit électronique de commande de l'interrupteur

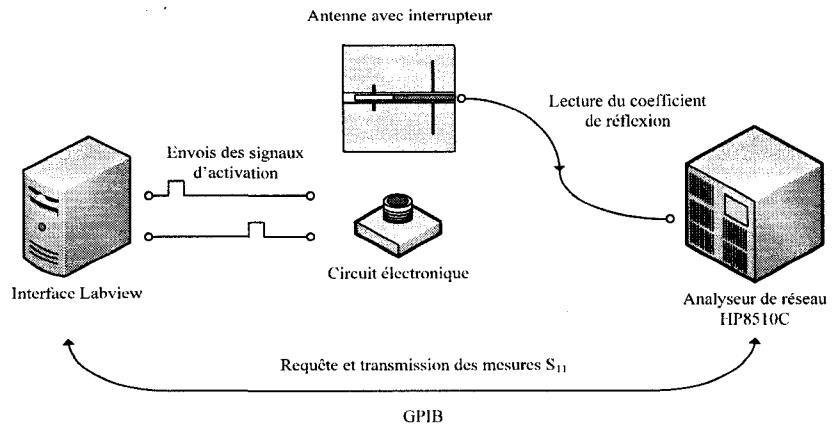


Figure 4-16 Exemple de montage pour des mesures de fiabilité

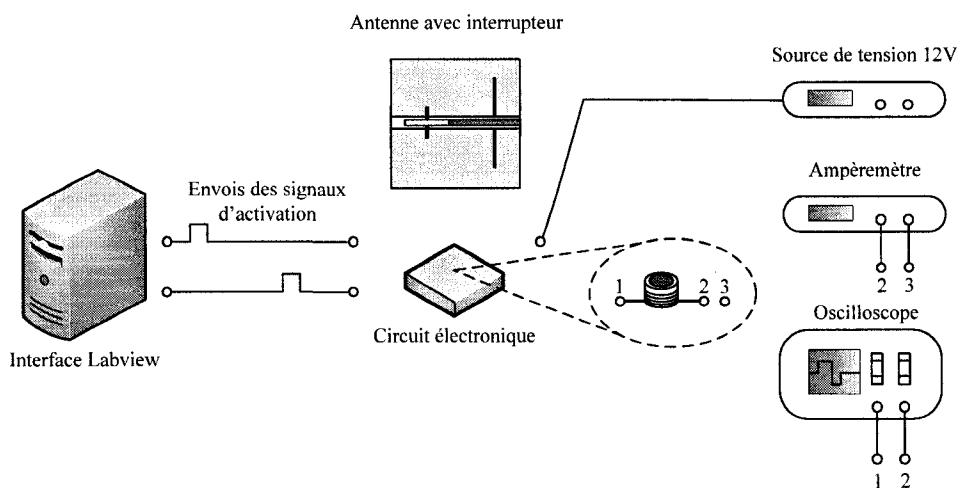


Figure 4-17 Montage utilisé pour déterminer les temps d'activation et les tensions

En reprenant le montage de la Figure 4-16 et en n'utilisant que l'interface *Labview* pour commander le circuit électronique, les temps d'activation peuvent être déterminés. Le courant traversant le solénoïde a été mesuré avec un multimètre numérique (*Hewlett Packard 34401A*) et la source de tension de 12 V du circuit électronique est le modèle *E3620A* de *Agilent*.

Le Tableau 4-1 présente les temps nécessaires pour permettre le relâchement d'un état à l'autre. Pour ce faire, une diminution du temps de polarisation des transistors était faite jusqu'au moment où cette durée était suffisamment longue pour relâcher (OFF) ou attirer (ON) la bascule et ce, par une simple inspection visuelle. Pour un courant continu de 59 mA passant dans le solénoïde, sa résistance calculée est d'environ 28Ω . La variation de tension aux bornes du solénoïde est présentée à la Figure 4-18. Le courant passant dans le solénoïde est supposé constant tout au long de la durée de l'impulsion étant donné la faible constante de temps τ causée par l'inductance (35,7 μ s). Pour notre bobine ayant une résistance CC de 28Ω et une inductance approximative de 1 mH, 95% du courant maximal est atteint après 3τ , ce qui correspond de 1,07 ms. Puisque notre impulsion la plus courte a une durée de 20 ms, l'approximation du courant maximal peut être faite mais l'énergie consommée sera légèrement surestimée. Ainsi, l'énergie utilisée directement pour le solénoïde est calculée approximativement comme étant le produit de sa tension appliquée, de son courant et de la durée de l'impulsion. L'énergie totale du circuit doit tenir compte du courant total passant à travers les résistances en parallèle tout en tenant compte de la résistance du solénoïde.

Tableau 4-1 Données recueillies lors de la commutation de l'interrupteur

Déplacement effectuée	Courant (mA)	Temps requis (ms)	Énergie solénoïde (mJ)
lamelle non incliné à inclinée (OFF->ON)	59	43	4.19
lamelle incliné à non inclinée (ON->OFF)	-59	20	1.95

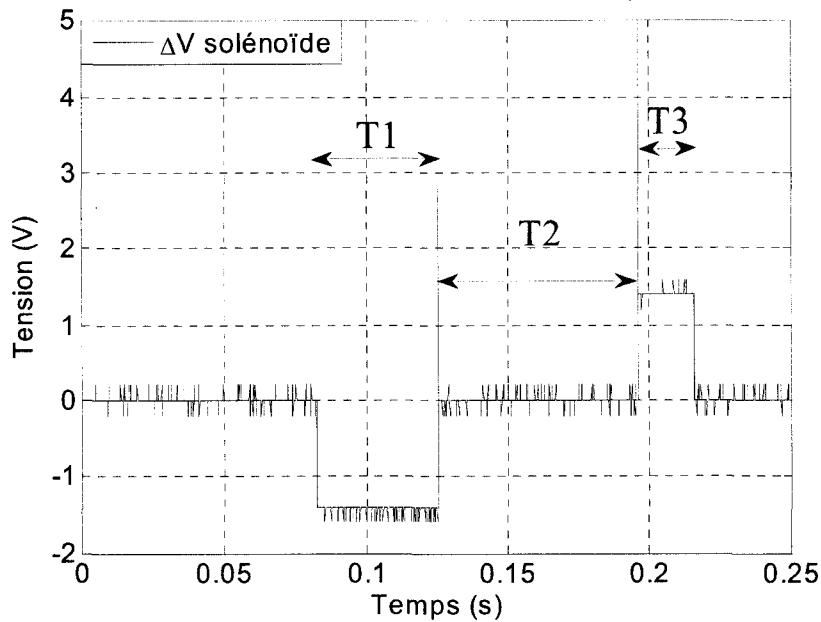


Figure 4-18 Variations de tensions aux bornes du solénoïde

La durée des impulsions de tensions mesurés à l'oscilloscope sont représentés par les temps T1 (envois du courant pour attirer la bascule), T2 (coupure du courant et repos du système) et T3 (envois du courant pour repousser la bascule). Ces durées sont respectivement de 43 ms, 70 ms et 20 ms. La période de T2 a été choisie à titre d'exemple seulement.

Une fréquence maximale de fonctionnement n'a pu être mesurée avec précision puisque des problèmes de contact électrique entre la lamelle et la ligne de transmission perturbaient le fonctionnement normal de l'interrupteur (voir section 4.4). De plus, lors du changement d'état de ON vers OFF (incliné à non inclinée), une transitoire avait lieu générant une multitude de rebonds entre la lamelle et la ligne de transmission. Cette transitoire avoir une durée inférieur à 500 μ s. L'interrupteur en tant que tel n'a pas été conçu pour fonctionner à des fréquences élevées de changement d'état. Cependant, une fréquence maximale approximative de 10 Hz donnerait un bon ordre de grandeur en tenant compte de la période transitoire.

4.4 Problèmes encourus

Plusieurs difficultés se sont présentées lors de la fabrication et il est important de les énumérer pour tous travaux futurs similaires.

Au niveau de la membrane, le procédé de fabrication pour le circuit imprimé ne cause aucun problème et laisse le circuit sans grande ondulation. Cependant, la membrane peut se déformer en courbant après que le connecteur SMA soit soudé à la ligne de transmission. De plus, une soudure trop étendue et épaisse des 3 connections peut plier la ligne de transmission générant des problèmes lors de la prise mesure. Ce pli peut avoir lieu lors de la manipulation de la structure de l'antenne quand celle-ci est reliée par un câble coaxial à un instrument de mesure. Une simple courbure du câble coaxial au niveau de la jonction peut engendrer ce pli. Il ne faut pas oublier que le connecteur est soudé à un substrat deux fois plus mince qu'une feuille de papier. C'est pourquoi nous avons opté pour une configuration en sandwich de la membrane prise entre deux couches de mousse rigide (*Rohacell®*) pour effectuer les mesures (voir Figure 4-20). De plus, les branches du connecteur sont limées en conséquence et raccourcies (voir Figure 4-19) pour éviter toute rupture au niveau du connecteur. La soudure du connecteur se fait à la toute dernière étape de la fabrication.

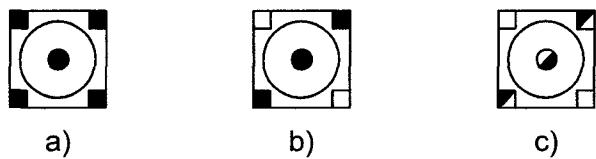


Figure 4-19 Connecteur SMA utilisé : branches du connecteur (a) sélectionnées (b) et limées (c)

Pour insérer la bascule sur le circuit imprimé, une coupe au laser doit avoir lieu pour retirer des petits morceaux de la membrane pour permettre le mouvement de torsion de l'interrupteur. Cette opération délicate est effectuée par laser (Nd Yag pulsé, 532 nm) pour atteindre la meilleure précision possible. Après plusieurs coupes, certains problèmes ont surgi. Lors de la coupe, le système de ventilation de l'équipement peut faire bomber la membrane si elle n'est pas bien retenue. Dans ce cas, le faisceau laser n'est plus bien focalisé et la coupe du circuit devient imprécise. Ceci peut conduire à la rupture d'un des pivots. De plus, des traces de surchauffe étaient parfois visibles le long du parcours de découpage, sous forme de traces de carbonisation. Cette surchauffe est critique pour les pivots car ils se déforment, générant des contraintes de départ non voulues. Pour remédier à la situation, les coins des pivots ont été modifiés et la vitesse du laser a été ajustée pour minimiser la surchauffe de la membrane lors de la fabrication (voir Figure 4-21). Ainsi, les coins à angles droits ont été modifiés pour diminuer la chaleur au coin, rendant la coupe au laser un peu moins critique.

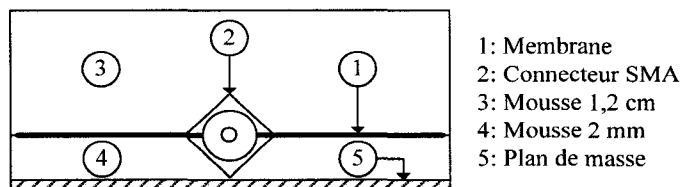


Figure 4-20 Montage pour bien retenir en place la membrane pour les mesures

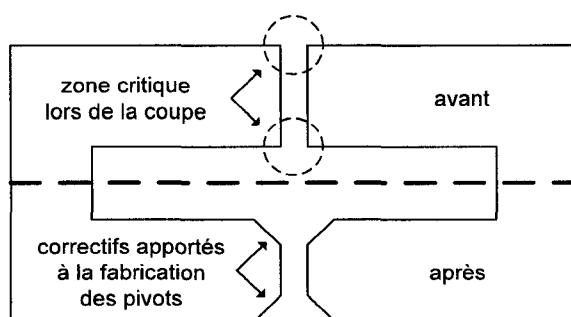


Figure 4-21 Ajustement des pivots pour la coupe au laser

En ce qui a trait à la source de champ magnétique, il s'est avéré que sa position était des plus critiques pour pouvoir atteindre les deux états stables. En effet, de très faibles déplacements dans l'espace permettaient d'atteindre ces états avec une faible consommation de courant. À titre d'exemple, une variation d'un dixième de millimètre représente ce qui est nécessaire pour la viabilité du système. Cette infime variation qui est déjà critique en laboratoire le serait d'autant plus pour un système de déploiement d'une membrane avec ses éléments de source de champ magnétique. Un positionneur triaxial à vis servait à faciliter cette tâche ardue en laboratoire. La hauteur permettant d'obtenir la bistabilité se trouvait entre 1 mm et 2 mm pour une faible consommation de courant (59 mA).

Après avoir fabriqué la membrane intégrant l'antenne et son commutateur, des problèmes de contacts électriques se sont présentés lors des mesures. En effet, la lamelle ne touchait pas toujours la ligne de transmission, laissant l'antenne à son état ON en tout temps. Ce mauvais contact était dû principalement à deux facteurs. Premièrement, la coupe au laser chauffait parfois les pivots, engendrant une déformation thermique et ainsi rallongeait légèrement un pivot. Ainsi, la membrane sur laquelle repose la lamelle avait un angle de torsion suffisant pour que le contact électrique ne se fasse pas. Deuxièmement, lors que le contact était effectué sur une mince ligne seulement (voir Figure 4-6), celui-ci était inductif soit un circuit ouvert à haute fréquence.

Pour corriger le tir, diverses avenues ont été explorées. En bombant légèrement le bout de la ligne de transmission à l'endroit où la lamelle devrait reposer, la jonction devrait avoir lieu. Cette modification s'est avérée sans succès, générant un mauvais contact électrique et des mesures très variables. Une autre technique qui a donné de meilleurs résultats a été de changer le matériel de la lamelle et en la déposant sur le dessus de la membrane, non pas en dessous comme précédemment. En prenant une lamelle plus épaisse et, étant donné que la lamelle est légèrement plus longue dans la direction de la ligne de transmission, le contact devrait mieux se faire grâce à la gravité. La lamelle de *MetGlas* avait été changée pour une lamelle d'acier galvanisé ayant une épaisseur d'environ 0,8 mm. La surface de contact était agrandie par cette technique mais, encore

une fois, le contact n'était pas bon. En appuyant sur la jonction, soit en forçant une surface de contact plus grande, l'état OFF était bien atteint. Un autre essai consistait ajouter une deuxième source magnétique à l'autre extrémité de la lamelle, soit sous le contact avec la ligne de transmission. L'aimant permettait un bon contact électrique mais le mode de commutation était devenu monostable.

Malgré tout, nous avons procédé à la prise de mesures RF pour prouver le principe de fonctionnement de l'antenne commutée. Lorsque la lamelle devrait faire le contact électrique (étant OFF), un aimant sera rajouté sous la ligne de transmission pour s'assurer d'un bon contact électrique. Les mesures ont été effectuées avec la lamelle d'acier galvanisé.

Cependant, les tests de cycle d'utilisation ne pourront être faits, impliquant des mesures du coefficient S_{11} , à cause de ce mauvais contact.

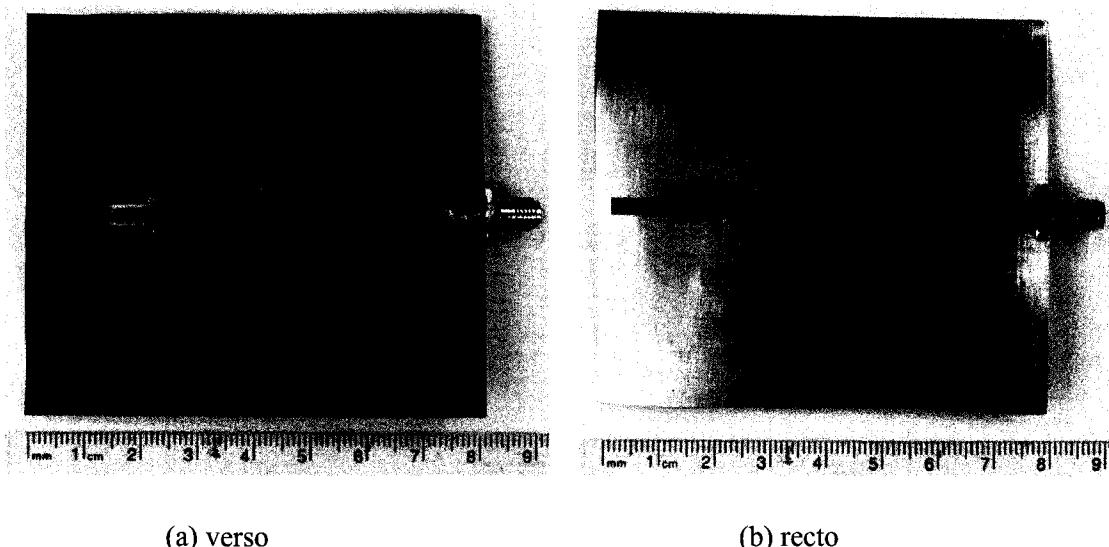


Figure 4-22 Photographie de l'antenne avec la bascule

4.5 Mesure du coefficient de réflexion de l'antenne avec interrupteur

Tel que vu dans la section 4.2, une adaptation d'impédance est nécessaire pour obtenir le transfert de puissance maximale à l'antenne. Le circuit d'adaptation, consistant en une ligne de transmission avec deux tronçons parallèles, a été réalisé sur un substrat de *Roger 5880* ayant une épaisseur de 787,4 µm (voir Figure 4-23). Les dimensions des lignes d'adaptation ont été trouvées par itérations successives et fixées lorsqu'une grande différence du coefficient de réflexion entre les états ON et OFF était observée. La fréquence pour laquelle cette différence est la plus grande est de 6,35 GHz tel qu'observé à la Figure 4-24. Par contre, cette fréquence n'est que peu intéressante étant donné les pertes élevées dans l'état ON. Cependant, à la fréquence de 5,8 GHz, le dispositif présente une bonne variation tout en gardant des pertes moins élevées. Cette mesure a été effectuée avec un analyseur de réseau *Anritsu 37397C*.

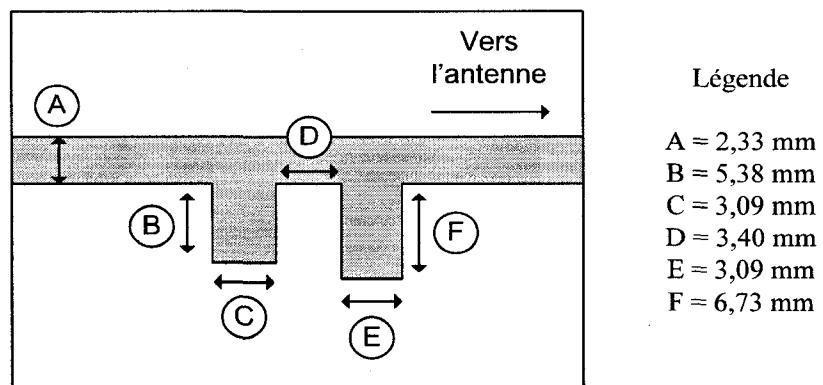


Figure 4-23 Circuit d'adaptation

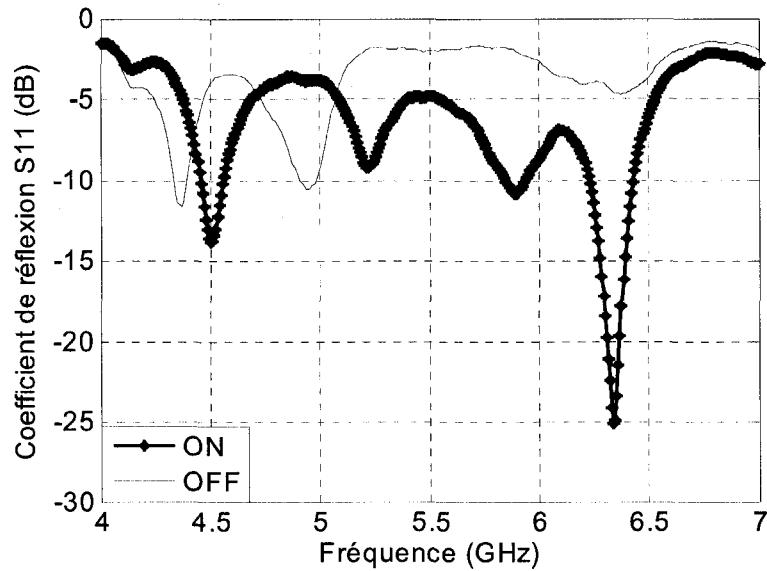


Figure 4-24 Coefficient de réflexion de l'antenne avec interrupteur et circuit d'adaptation

La différence du module de S_{11} entre les états ON et OFF est visible sur un large intervalle de fréquences et elle est maximale autour de 6,35 GHz. Cependant, la mesure du coefficient de réflexion nous renseigne sur la proportion du signal qui revient vers la source. Le restant du signal comporte une partie de rayonnement et de pertes dans le substrat. Ainsi, une mesure du champ lointain permettrait de mieux visualiser le rayonnement. Pour l'instant, cette mesure nous confirme l'effet de l'interrupteur sur le circuit RF.

4.6 Mesures en champs lointain de l'antenne avec interrupteur

Une série de mesures en champ lointain a été effectuée pour caractériser le rayonnement de l'antenne dans ses deux états stables. Une première série de mesure a été effectuée dans les plans E et H de l'antenne en balayant l'angle θ tiré des définitions standard et est présenté à la Figure 4-25. La mesure du plan E consiste en un balayage de l'angle θ lorsque $\phi = 0^\circ$, donnant une mesure du champ électrique. Pour le plan H, le balayage en θ se fait pour $\phi = 90^\circ$, en se déplacement dans un plan parallèle au champ magnétique. Les niveaux de co-polarisation correspondent aux mesures du champ incident polarisé dans le même angle que celui de l'antenne à fente. Lorsque la polarisation du champ incident est tournée de 90° tout en gardant l'antenne dans la même position, la mesure effectuée indique cette fois-ci le niveau de contre-polarisation de l'antenne. Ces niveaux sont présentés aux Figures 4-26 et 4-27. Tel qu'énoncé dans la section 4.4, le contact électrique de l'état OFF a dû être forcé avec un aimant en dessous de la ligne de transmission.

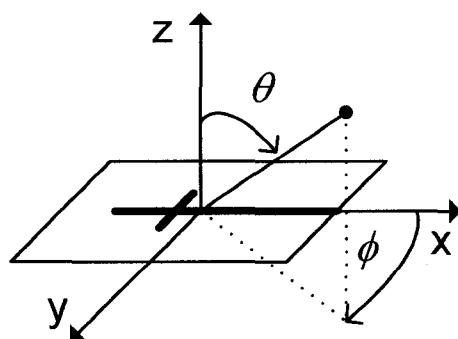


Figure 4-25 Systèmes de coordonnées sphériques utilisés pour les diagrammes de rayonnement

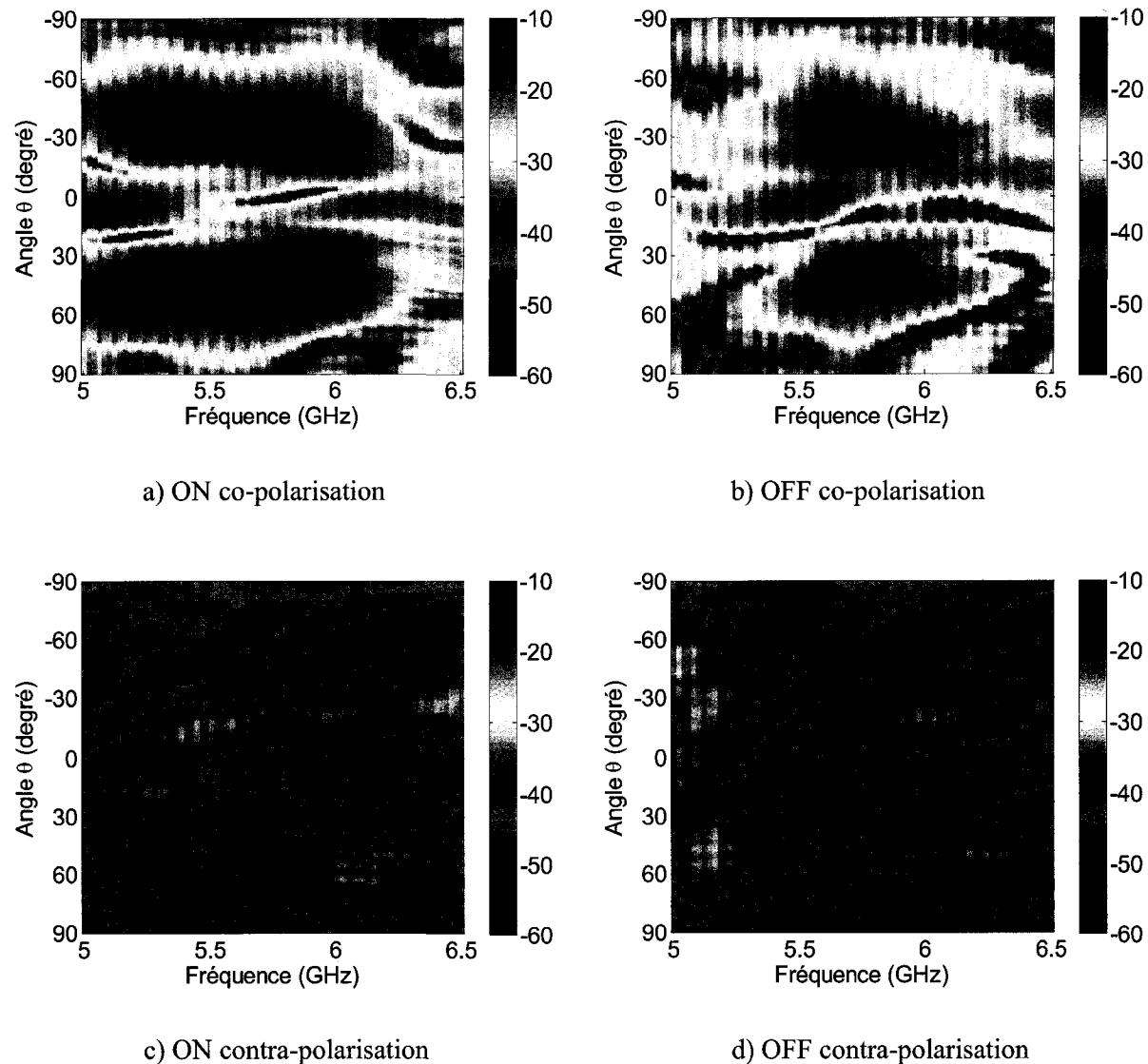


Figure 4-26 Mesure Plan E

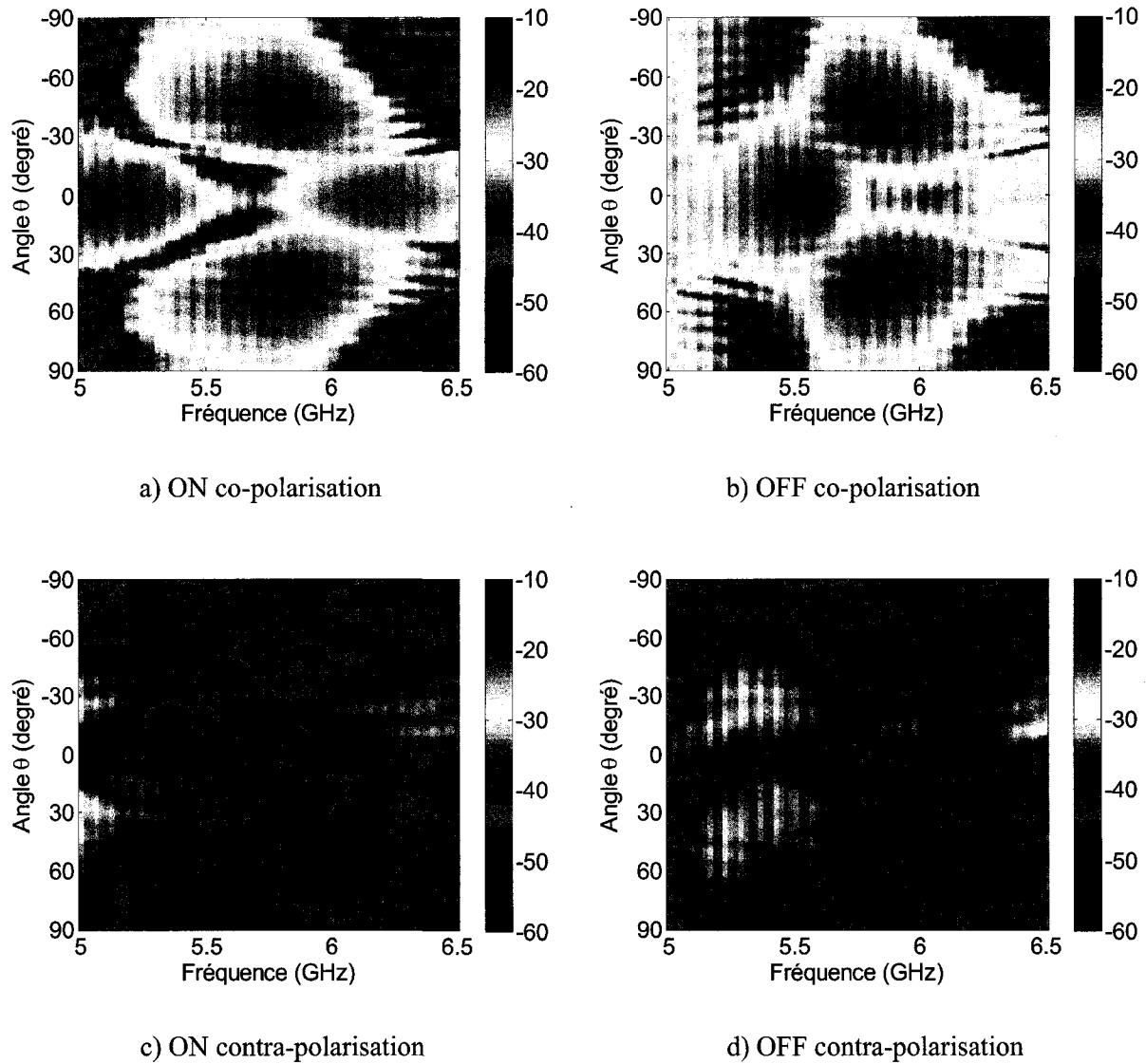
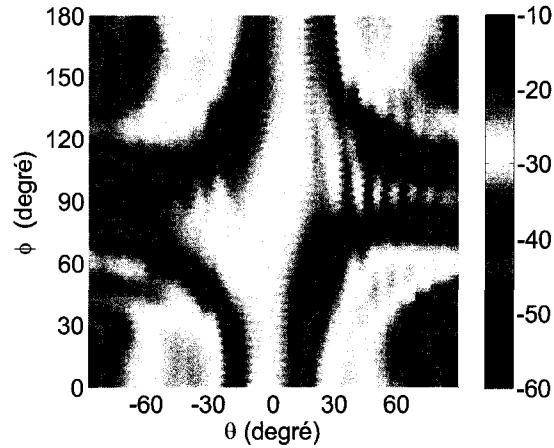
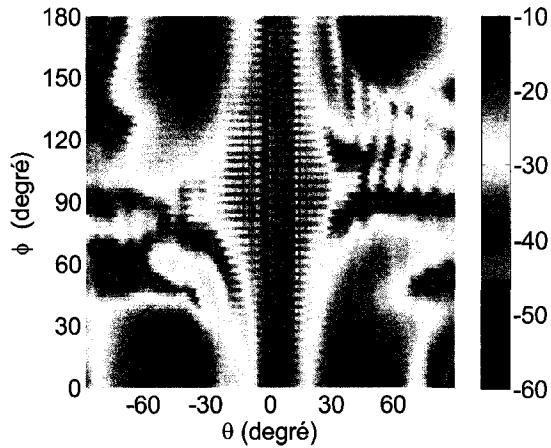


Figure 4-27 Mesures plan H

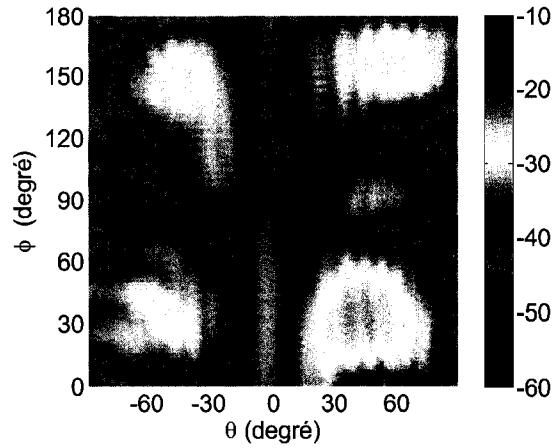
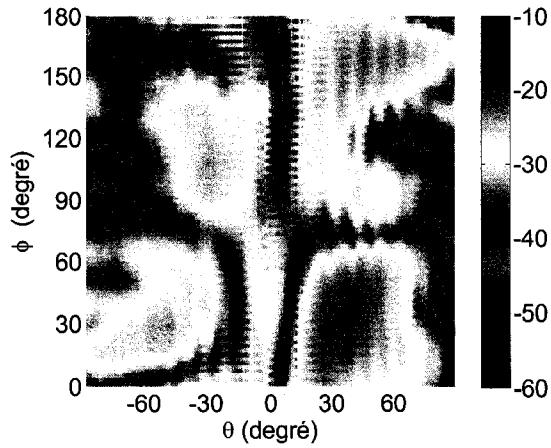
Le changement d'état est nettement visible dans le plan E mais ne se fait que pour des fréquences inférieures à 5,4 GHz. Dans le plan H, un lobe à $\theta = 0$ semble être activé lorsque l'antenne est dans son état OFF. Dans les deux plans, les niveaux de contra-polarisation demeurent faibles. Ces dernières mesures montrent bien que le dispositif commute bel et bien l'antenne à fentes. Pour mieux comprendre l'influence de l'interrupteur sur le rayonnement de l'antenne, une cartographie de son hémisphère de rayonnement a été effectuée à plusieurs fréquences. Quelques

Mesure à 5,2 GHz :



a) ON co-polarisation

b) OFF co-polarisation



c) ON contra-polarisation

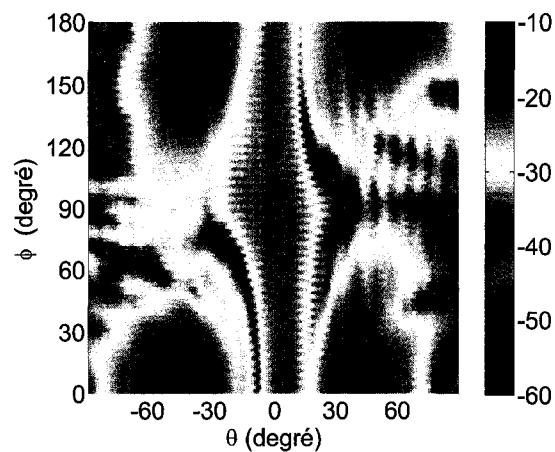
d) OFF contra-polarisation

Figure 4-28 Mesure du quart d'hémisphère à 5,2 GHz

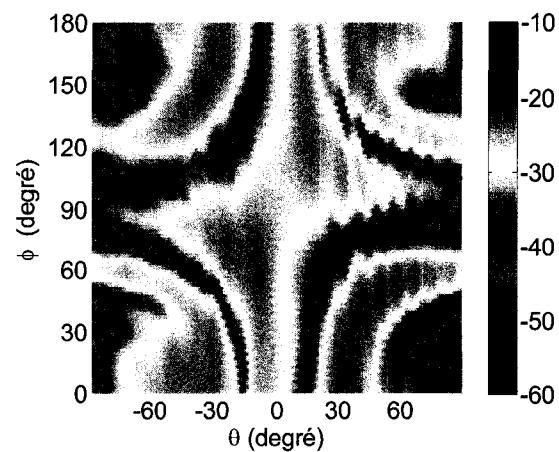
Les meilleurs résultats quant à la variation d'amplitude entre l'état ON et OFF furent observés à 5,2 GHz. Cette variation s'effectue sur tout l'hémisphère qui possède trois lobes principaux situés à $\theta = \pm 40^\circ$ pour une variation de 0 à 30° pour ϕ (150 à 180°) et à $\theta = 0^\circ$ pour tout angle ϕ . Cette première mesure d'hémisphère concorde avec les mesures des plans E et H vu

précédemment. Les niveaux de contra-polarisation sont plutôt élevés pour certains couples d'angle θ et ϕ .

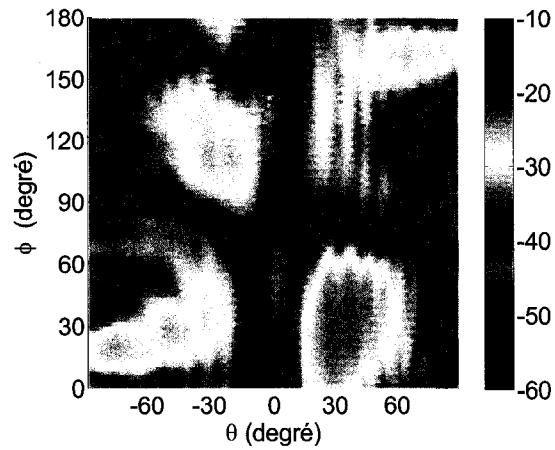
Mesure à 5,3 GHz :



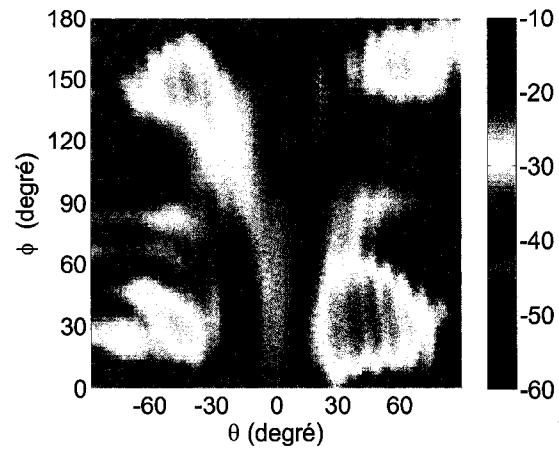
a) ON co-polarisation



b) OFF co-polarisation



c) ON contra-polarisation

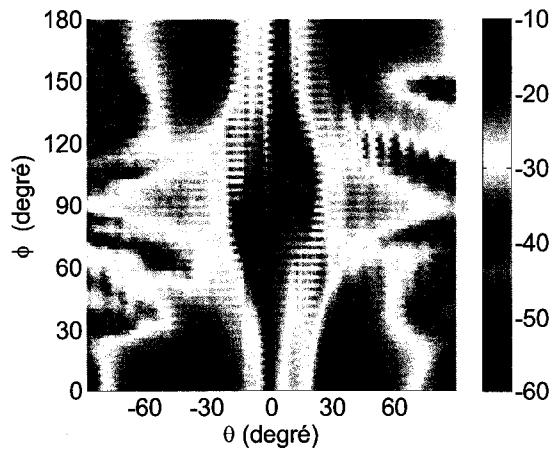


d) OFF contra-polarisation

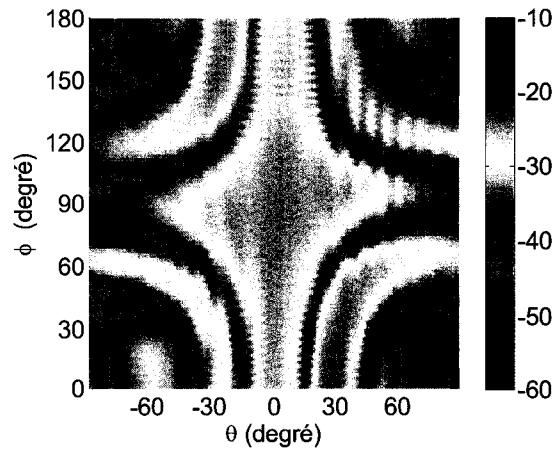
Figure 4-29 Mesure du quart d'hémisphère à 5,3 GHz

Pour cette fréquence de 5,3 GHz, le changement d'état est sensiblement le même qu'à 5,2 GHz mais la variation est moins importante. Pour une variation de 100 MHz, l'influence de l'interrupteur est moins importante montrant la courte bande passante du système.

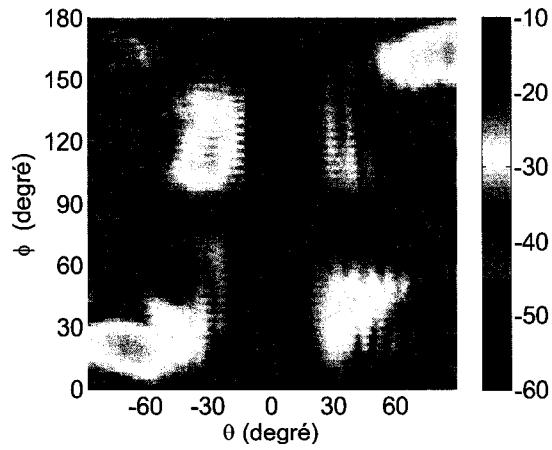
Mesure à 5,6 GHz



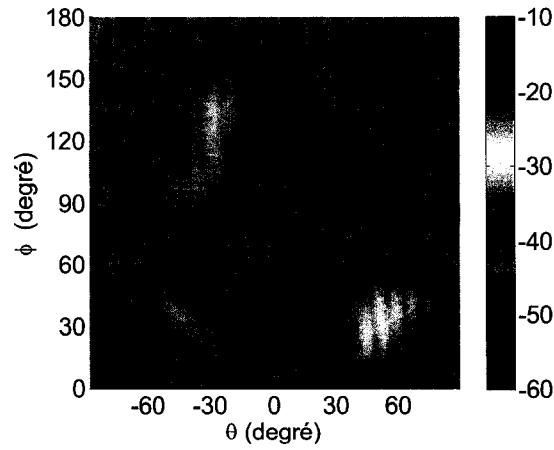
a) ON co-polarisation



b) OFF co-polarisation



c) ON contra-polarisation

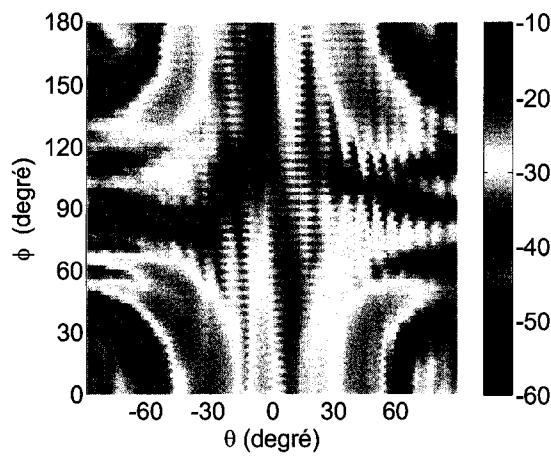


d) OFF contra-polarisation

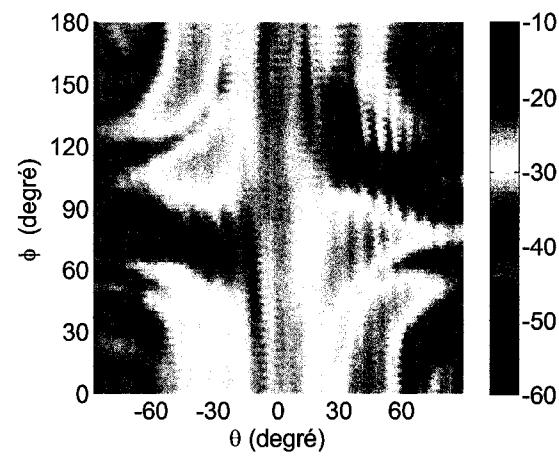
Figure 4-30 Mesure du quart d'hémisphère à 5,6 GHz

Cette mesure à 5,6 GHz est très intéressante montrant un effet non attendu. Tel que vu aux fréquences précédentes, les lobes à $\theta = \pm 40^\circ$ pour une variation de 0 à 30° pour ϕ (150 à 180°) sont encore atténués mais un nouveau lobe situé à $\theta = 0^\circ$ et $\phi = 90^\circ$ apparaît. Contrairement à ce que nous attendions du comportement de l'interrupteur, le lobe central est amplifié dans l'état OFF.

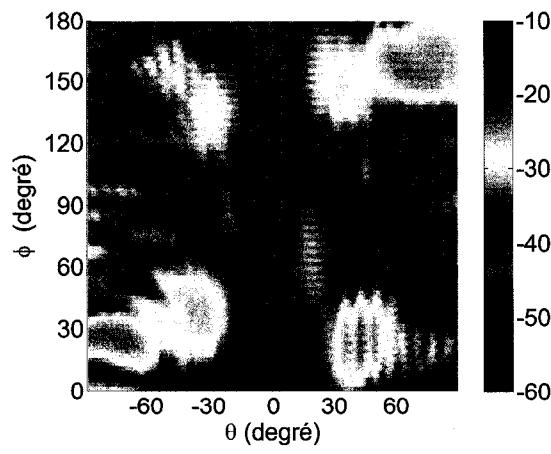
Mesure à 6,4 GHz :



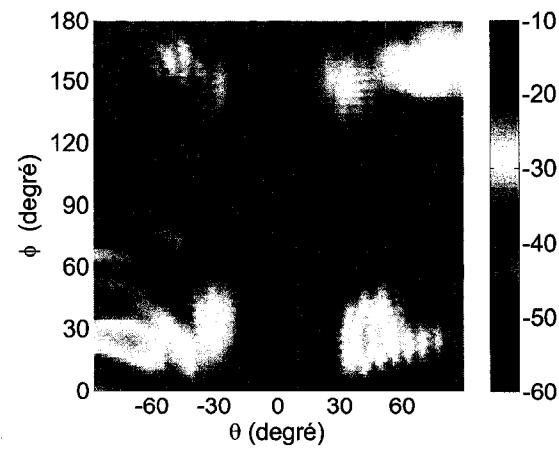
a) ON co-polarisation



b) OFF co-polarisation



c) ON contra-polarisation

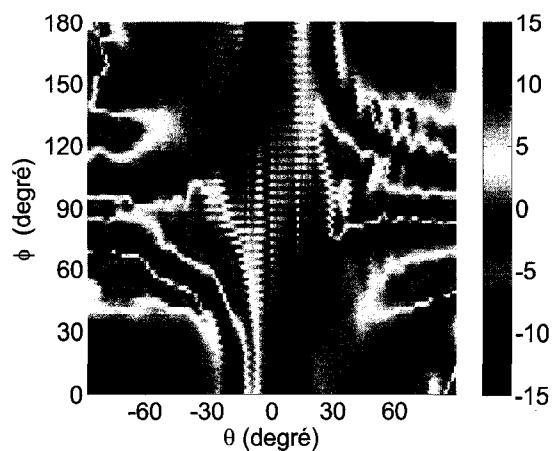


d) OFF contra-polarisation

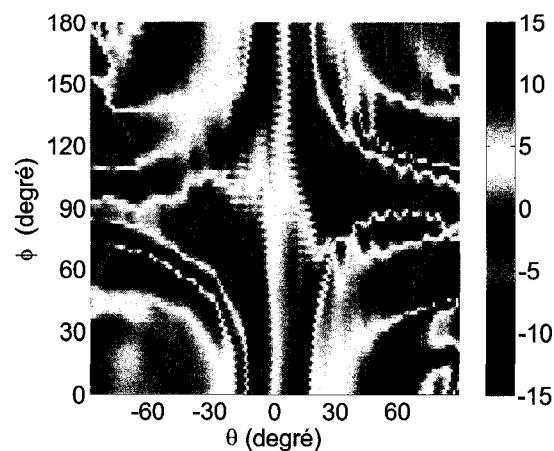
Figure 4-31 Mesure du quart d'hémisphère à 6,4 GHz

La dernière fréquence présentée démontre le peu d'influence de l'interrupteur à 6,4 GHz. Par contre, des autres fréquences précédentes, les deux lobes vers le plan E ne sont plus affectés également. En effet, le lobe situé à $\theta = -30^\circ$ est plus affecté que celui à $\theta = 30^\circ$.

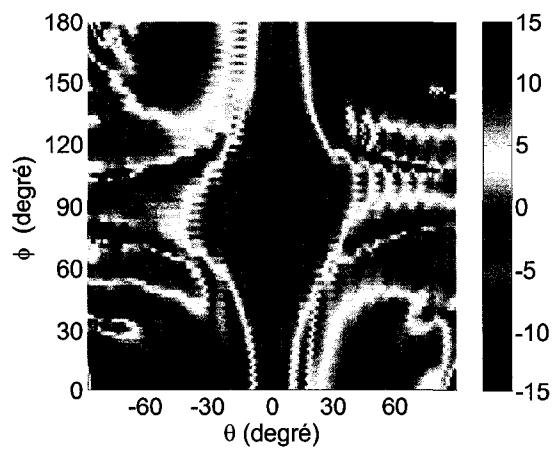
Différence d'amplitude :



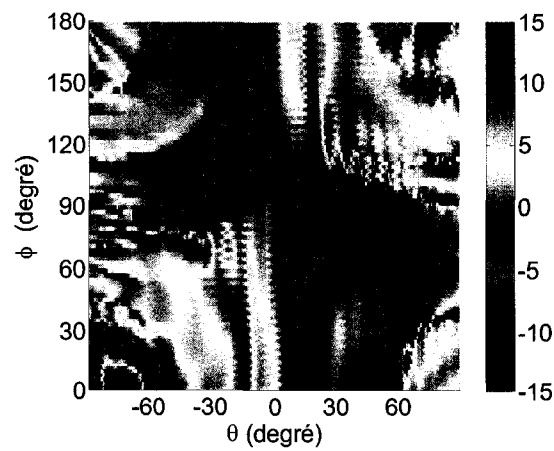
a) 5,2 GHz



b) 5,3 GHz



c) 5,6 GHz



d) 6,4 GHz

Figure 4-32 Variations de l'amplitude entre l'état ON et OFF en co-polarisation

Tel qu'observé dans les balayages des hémisphères précédents, l'interrupteur modifie principalement le rayonnement dans la section délimitée par ϕ de 0 à 30 degrés et θ de 15 à 90 degrés (ϕ de 150 à 180 degrés et θ de -15 à -90 degrés). De plus, ces différentes mesures indiquent que l'antenne n'est pas très directive car l'énergie est répartie dans plusieurs directions.

4.7 Analyse des résultats

Suite aux mesures de rayonnement de l'antenne commutée, diverses conclusions ressortent. Premièrement, pour certaines fréquences, l'interrupteur accomplit bien sa tâche et diminue de façon marquée le niveau d'énergie rayonné. Ce rayonnement ce compose de trois lobes principaux soit un central et deux de coté. Lorsque l'interrupteur rallonge la ligne de transmission, soit dans l'état OFF de l'antenne, ces lobes sont atténués d'environ 10 dB (voir Figure 4-33). La perturbation du courant de couplage à l'antenne à fente est visible pour ces trois lobes à 5,2 GHz. Étrangement, à 5,6 GHz, le lobe central est atténué dans l'état ON et amplifié dans l'état off (voir Figure 4-34). Normalement, avec les fentes résonnantes, l'amplitude mesurée dans le plan E devrait être constante sur toute la variation de θ mais les mesures nous indiquent une toute autre réalité. Cette variation serait due aux effets de bord de la structure.

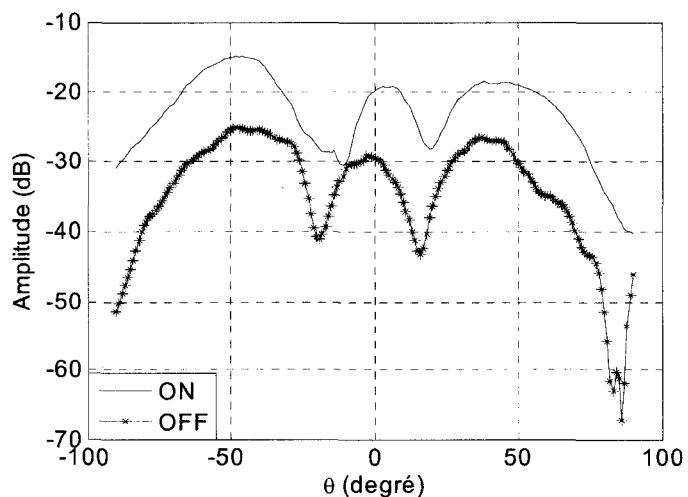


Figure 4-33 Mesure de l'amplitude pour les deux états stables pour $\phi = 30^\circ$ à 5,2 GHz

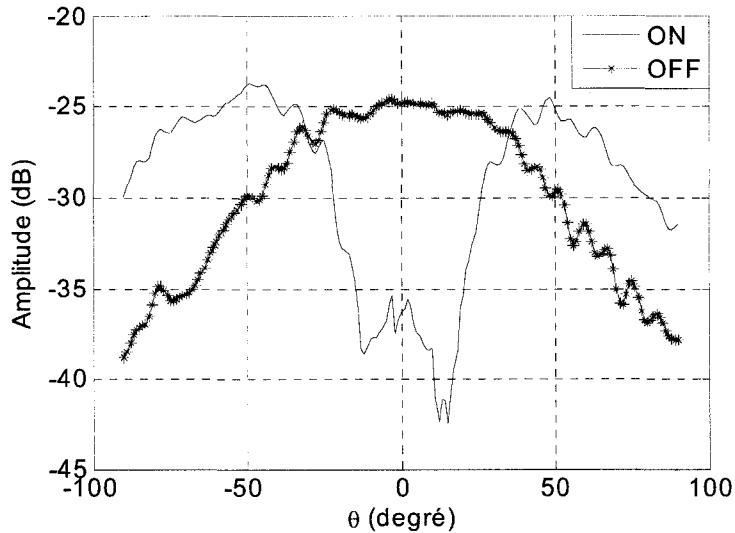


Figure 4-34 Mesure de l'amplitude pour les deux états stables pour $\phi = 90$ à 5,6 GHz

Lorsque la lamelle prolonge de la ligne quasi-CPW, ce bout d'extension n'a pas la même dimension G d'espacement que celle du circuit imprimé. L'espacement entre la ligne de transmission de la lamelle et le plan de masse passe de 254 μm à 762 μm . Cette transition est due à un facteur de sécurité utilisé lors de la coupe au laser. En effet, pour faciliter le retrait de la membrane coupée par le laser, cet espacement accru a été ajouté pour éviter de briser les pivots. Il serait possible de ramener cet espacement à 254 μm car la largeur du faisceau laser utilisée est d'environ 50 μm . Nécessairement, ce changement de dimension implique une variation de l'impédance de ligne à cet endroit. Ainsi, lorsque l'interrupteur atténue le couplage aux fentes de l'antenne, le minimum absolu ne serait pas atteint, ce qui laisse croire que de meilleures performances pourraient être atteintes.

4.8 Fiabilité

La vie utile d'un satellite s'échelonne sur plusieurs années, soit environ 10 ans et plus, selon sa mission. Les interrupteurs rattachés à une antenne seraient soumis à divers stress tout au long de cette période. Cette section portera sur les stress que l'interrupteur magnétique pourrait rencontrer et les limites d'utilisation qui en résultent.

Le nombre de cycles d'utilisation est un critère prépondérant pour un interrupteur. Dépendamment de l'utilisation faite de l'interrupteur pour une certaine mission, le nombre de changements d'état pourrait facilement atteindre plusieurs millions. À chaque fois qu'un changement d'état à lieu, les pivots subissent des changements de torsion et qui créent à la longue de la fatigue des matériaux. Étant donné que la largeur des pivots est très petite, il aurait été intéressant de voir l'effet à long terme des changements d'états. Ceci aurait pu être observable avec des mesures du coefficient de réflexion S_{11} . Malheureusement, le problème de contact électrique de la lamelle à la ligne de transmission énoncé à la section 4-4 nous a empêchés d'effectuer ces tests.

L'interrupteur n'est pas à l'abri de toutes perturbations externes tel que des vibrations dues à des fusées de contrôle d'attitude. De telles vibrations pourraient faire changer d'état l'interrupteur. La robustesse du système vis-à-vis ces perturbations est mise à l'épreuve dans ces situations. Des tests de vibrations ont été effectués en mesurant l'impact sur les changements d'états possibles. L'interrupteur sans l'antenne ayant un petit aimant permanent de la taille utilisé normalement avec le solénoïde est posé sur le pot de vibration (model DP-V011 de *Data Physic*). Un accéléromètre est posé sur une plaque de métal perpendiculaire au plan de l'interrupteur (voir Figure 4-35) et mesure l'accélération dans la direction z. L'accéléromètre (ADXL321 de *Analog Device*) utilisé peut mesurer des accélérations allant jusqu'à 18g ($g = 9,8 \text{ m/sec}^2$).

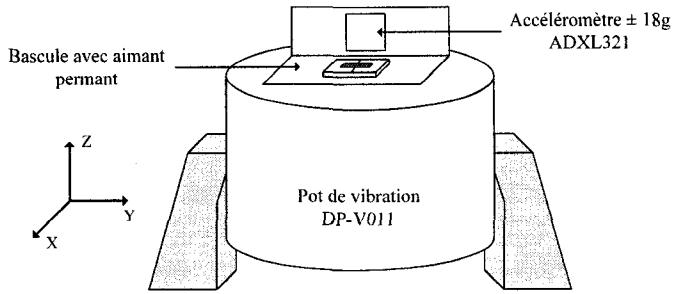


Figure 4-35 Montage utilisé pour les tests de vibrations

Des accélérations de l'ordre de 5g ont été mesurées pour des fréquences allant jusqu'à 100 Hz sans qu'un changement d'état n'ait lieu tant de ON à OFF qu'inversement. L'accélération subie par la bascule est de type sinusoïdal. Jusqu'à présent, l'interrupteur s'est présenté comme étant assez robuste vis-à-vis ces perturbations. Cependant, d'autres tests de vibrations pourraient être effectués pour avoir un meilleur aperçu de la fiabilité. À titre d'exemple, des réponses transitoires suite à un choc seraient intéressantes à observer. Expérimentalement, lorsque l'interrupteur était relié à l'antenne et touchait la ligne de transmission, des petites secousses généraient un mouvement transitoire visible sur l'analyseur de réseau. L'utilisation de deux sources magnétiques ayant chacune leurs aimants situés aux deux extrémités de la lamelle permettrait de remédier à cette situation.

D'autres éléments importants devront être tenus en compte lors de la mise en œuvre de cet interrupteur sur membrane flexible. Dans un premier temps, un champ magnétique extérieur élevé provenant d'un autre dispositif à proximité pourrait empêcher le changement d'état de la bascule. Ce champ externe devra être beaucoup plus faible que celui présent, soit d'environ 5,75 mT. À titre d'exemple, le champ magnétique terrestre est de l'ordre de 0,05 μ T. La position qu'occupera l'interrupteur magnétique devra tenir compte de cette information. Dans le pire des cas, un blindage magnétique sera requis.

Toujours dans le cas d'une application spatiale, les matériaux de l'interrupteur devront subir de fortes variations de température. Cette perturbation se fera le plus sentir du côté de l'interface lamelle/membrane qui se comportera comme un bilame. En effet, la lamelle de *MetGlas* a un

coefficient de dilatation thermique de 12,1 ppm/°C tandis que celui de la membrane de polyimide est de 20 ppm/°C. Suite à un réchauffement marqué, les deux extrémités de la lamelle se redresseraient. Cette déformation pourrait aussi compromettre le bon fonctionnement de l'interrupteur. De plus, au niveau des pivots, un étirement aurait un effet tout aussi néfaste. Un cycle de variation de température apporterait aussi son lot de fatigue à la membrane.

Pour ce qui est de la source magnétique, aucune contrainte ne se présente dans le temps. La démagnétisation de l'aimant permanent se fait à un rythme trop faible pour modifier l'équilibre du dispositif. Cependant, une utilisation intensive de l'interrupteur dégagera une quantité de chaleur. Cette chaleur, tel que vu précédemment, devra être dissipée de façon efficace pour éviter tout problème de dilatation thermique.

4.9 *Synthèse*

Au cours de ce chapitre, plusieurs points expérimentaux du projet ont été couverts. Dans un premier temps, l'impédance de ligne du quasi-CPW a été évaluée à 62Ω par des mesures en champ proche. Ensuite, une analyse approfondie du mouvement de torsion a été présentée du côté consommation de courant et aussi du couple mécanique et magnétique. Une topologie de circuit électrique a été présentée pour faire des tests de puissance sur l'interrupteur et les durées d'envoi des impulsions de courant. Une énergie maximale d'environ 4,19 mJ a été nécessaire pour faire fonctionner le dispositif. Par contre, une série de problème a été encourue lors de la réalisation de l'interrupteur RF et ceux-ci ont été énumérés avec certains correctifs suggérés. Des mesures du coefficient de réflexion ainsi que le diagramme des rayonnements montrent bien l'effet de l'interrupteur pour certaines fréquences situées entre 5,0 GHz et 6,5 GHz. Finalement, un survol de la fiabilité de l'unité a été présenté couvrant ainsi toutes les facettes du projet réalisé. Le prochain chapitre conclura cet ouvrage en élaborant sur les contributions apportées et les travaux qu'ils seraient intéressant d'entreprendre dans l'avenir.

CHAPITRE 5 Conclusions

5.1 Contributions

Tout d'abord, le présent mémoire apporte plusieurs contributions au niveau des interrupteurs RF mis en œuvre sur une membrane flexible. Très peu de travaux ont été effectués dans le passé sur ce type de configuration intégrant directement l'interrupteur à une membrane. De plus, ce projet amène plus précisément une panoplie d'informations quant aux interrupteurs à actuation magnétique ne consommant aucune énergie dans leurs états stables et ce, pour des interrupteurs construit sur la même membrane diélectrique.

Parti du concept des MEMS, l'adaptation sur un substrat flexible semblait une tâche apparemment simple mais elle s'est avérée un parcours rempli d'embûches. Quoiqu'il en soit, l'apprentissage effectué lors de l'étude de deux topologies d'interrupteur qui n'ont finalement pas été retenues a permis d'explorer les divers aspects du concept d'interrupteur et a finalement conduit à un prototype final fonctionnel. La réalisation d'une bascule magnétique bistable sur un substrat flexible a été la première tâche accomplie. Rapidement, les premiers prototypes ont prouvé la nécessité d'utiliser un substrat de polyimide le plus mince possible pour obtenir le mouvement de torsion ayant un minimum d'énergie requise. Un compromis entre l'énergie d'activation et la robustesse du système a dû être fait en choisissant une épaisseur finale de 50,8 µm, soit légèrement plus mince qu'une feuille de papier. Des tests préliminaires avec une bascule ayant une lamelle volumineuse ne requéraient qu'approximativement 7 mA. Cependant, les dimensions de la bascule sont grandement dictées par la conception finale. Pour s'assurer d'attirer et de repousser la lamelle sur la bascule, la source du champ magnétique retenue ne fut qu'un simple solénoïde avec un noyau de ferrite sur lequel un petit aimant permanent a été déposé.

Le circuit retenu et réalisé est constitué d'une antenne à fentes résonnantes couplé à une ligne de transmission quasi-CPW sur un substrat flexible. Sur cette même membrane se trouve l'interrupteur bistable magnétique. Ce dernier permet, lorsque sa lamelle conductrice touche l'extrémité de la ligne de transmission, de minimiser le couplage aux fentes. Inversement, lorsque la bascule est relevée, l'antenne peut rayonner ayant un courant maximal vis-à-vis les fentes. Pour ce faire, une courte étude portant sur les lignes quasi-CPW a été réalisée. Des mesures en champ proche ont été faites étant donné qu'il n'existe aucune formule, exacte ou empirique pour déterminer l'impédance de ce type de ligne de transmission. De plus, les simulateurs utilisés avaient de la difficulté à évaluer cette valeur. Après de multiples mesures, les dimensions retenues pour une impédance de ligne d'environ 62Ω sont $W=2,54 \text{ mm}$ et $G=254 \mu\text{m}$. C'est sur ce circuit que les fentes résonnantes ont été intégrées ainsi que la bascule, laquelle a été taillée grâce à un outil de micromachinage au laser. Un circuit d'adaptation d'impédance a été ajouté pour assurer la compatibilité avec les outils de mesures fonctionnant avec une impédance caractéristique de 50Ω . Une cartographie du champ rayonné a été nécessaire pour mieux voir l'effet de l'interrupteur sur l'antenne. Celle-ci confirma la présence de trois lobes principaux de rayonnement ayant une variation maximale de 25 dB pour certains angles. Pour certaines fréquences, un lobe central était amplifié dans l'état OFF. Simon, pour des fréquences situées entre 5,0 GHz et 5,4 GHz, le rayonnement de l'antenne était diminué également sur tout l'hémisphère de rayonnement. Les mesures du coefficient de réflexion ont démontré sans aucun doute l'effet de commutation de l'interrupteur avec des variations d'environ 10 dB et plus pour une gamme d'environ 200 MHz centrée à environ 5,2 GHz.

La version finale consommait 59 mA pour des durées d'impulsions de 43 ms pour attirer la bascule vers le solénoïde et 20 ms pour le repousser. L'énergie requise pour ces deux impulsions est d'environ 4,19 mJ et 1,95 mJ respectivement. Ces valeurs sont surestimées légèrement en considérant une tension et un courant constant pendant ces impulsions car la constante de temps τ est faible par rapport aux durées des impulsions. Des problèmes de contact électrique entre la lamelle de la bascule et la ligne de transmission ont empêché une analyse plus poussée du

dispositif. Pour l'instant, les mesures effectuées étaient faites en forçant le contact avec un aimant supplémentaire en dessous de la jonction entre la lamelle et la ligne de transmission.

Finalement, à partir des différents résultats montrés dans ce mémoire, nous pouvons conclure que la mise en œuvre de l'interrupteur bistable sur membrane flexible a été réussie tout en atteignant les objectifs de départ. Tout d'abord, la bistabilité du dispositif a été réalisée avec succès sans aucune consommation d'énergie dans ses états stables. De plus, les niveaux d'énergie nécessaires au changement d'état sont demeurés faibles, soit inférieurs à 5 mJ. Une mise en œuvre sur un dispositif RF a eu lieu et a démontré une commutation du rayonnement d'une antenne et ce, en gardant un procédé de fabrication simple.

5.2 *Travaux futurs*

Certes, ce projet pourrait se poursuivre dans plusieurs créneaux. Tel que vu dans le chapitre 4, il serait très intéressant de corriger le problème de contact électrique entre la lamelle et la ligne de transmission en ajoutant un deuxième aimant permanent. Que ce soit avec la présence d'un deuxième électroaimant ou d'un seul qui serait replié en forme d'un « U », la correction apportée serait très avantageuse. En effet, la transitoire observée lorsque la lamelle est relâchée d'un seul aimant serait ainsi annulée, tout en assurant d'un bon contact électrique. Suite à l'application de cette correction, des tests portant sur le nombre de cycles d'activation seraient essentiels à faire pour juger de la fiabilité de ce dispositif dans le temps. En revanche, l'ajustement de deux électroaimants ayant chacun leur aimant permanent sera une tâche très délicate, à cause de l'extrême sensibilité de l'emplacement de ces éléments par rapport à la lamelle.

Présentement, l'antenne commutée par l'interrupteur magnétique n'est pas totalement optimisée. En modifiant la taille de la ligne de transmission ainsi que les fentes, de meilleures performances

pourraient être obtenues. De plus, en réduisant au minimum la fente en périphérie de la lamelle créée lors de la coupe au laser, une meilleure continuité de l'impédance de ligne aurait lieu et ainsi, le couplage aux fentes serait encore plus bas pour l'état OFF. Cependant, une étude approfondie sur les lignes de transmission quasi-CPW serait tout aussi utile à accomplir dans un projet d'optimisation de la différence de l'état ON et OFF. Bien entendu, une augmentation de la largeur de la ligne de transmission et avec une longueur de lamelle similaire feraient en sorte que l'énergie d'activation augmenterait étant donné le volume accru de la lamelle.

Jusqu'à présent, un seul type de membrane a été testé au cours de ce projet. D'autres matériaux pourraient être utilisés tout en essayant de diminuer encore plus l'énergie d'activation nécessaire présentement. Parallèlement, une bascule à flexion pourrait être testée.

D'un point de vue mécanique, la réalisation d'un système de déploiement de la membrane et de la source magnétique serait un autre défi à relever. Présentement, cette tâche n'était pas considérée mais dans les faits, certaines conditions dues au déploiement viendraient sûrement changer la conception du dispositif RF.

En dernier lieu, d'autres structures utilisant des interrupteurs magnétiques pourraient être explorées et ce, sans que le tout soit nécessairement sur une membrane flexible. À titre d'exemple, un interrupteur placé à l'intérieur d'un guide d'onde perturberait considérablement les ondes lorsque la lamelle serait relevée [36]. Un dernier exemple serait la réalisation d'un réseau constitué de plusieurs antennes commutables par une série d'interrupteurs permettant ainsi de rediriger son faisceau principal. Enfin, tous les travaux futurs utilisant un type d'interrupteur semblable pourront utiliser le présent mémoire comme point de départ.

Références

- [1] A. Meguro, A. Tsujihata et N. Hamamoto, "The 13 m aperture space antenna reflectors for Engineering Test Satellite VIII" in *Antennas and Propagation Society International Symposium*, Orlando, USA, vol.3, 1999, pp. 1520-1523.
- [2] I. Ohtomo, H. Kumazawa, T. Itanami, K. Ueno, A. Kondo, T. Yasaka, K. Nakajima, Y. Kawakami et M. Misawa, "On-board multibeam deployable antennas using Ka, C and S frequency bands" *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 28, pp. 990-1001, 1992.
- [3] L. D. Peterson, S. J. Bullock, J. D. Hinkle, M. R. Hachkowski, P. A. Warren et M. S. Lake, "Micron accurate deployable antenna and sensor technology for new-millennium-era spacecraft" in *Proceedings of Aerospace Applications Conference*, Aspen, USA, vol.1, 1996, pp. 129-139.
- [4] Z. Fei, C. Mei, L. Wei et Y. Pingping, "Conceptual Design of a New Huge Deployable Antenna Structure for Space Application" in *Aerospace Conference*, Big Sky, USA, 2008, pp. 1-7.
- [5] R. J. Lang, "A computational algorithm for origami design" Philadelphia, PA, USA, 1996, pp. 98-105.
- [6] N. Kingsley, D. E. Anagnostou, M. Tentzeris et J. Papapolymerou, "RF MEMS Sequentially Reconfigurable Sierpinski Antenna on a Flexible Organic Substrate With Novel DC-Biasing Technique" in *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 16, no.5, pp. 1185-1192, 2007.

- [7] R. A. Miller, T. Yu-Chong, X. Guoda, J. A. B. J. Bartha et F. A. L. F. Lin, "An electromagnetic MEMS 2x2 fiber optic bypass switch" in *International Conference on Solid State Sensors and Actuators*, Chicago, vol.1, 1997, pp. 89-92.
- [8] L. Chang and Y. W. Yi, "Micromachined magnetic actuators using electroplated Permalloy" *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 35, no.3, pp. 1976-1985, 1999.
- [9] H. H. Gatzen, E. Obermeier, T. Kohlmeier, T. A. B. T. Budde, A. H. D. N. Ha Duong Ngao, B. A. M. B. Mukhopadhyay et M. A. F. M. Farr, "An electromagnetically actuated bi-stable MEMS optical microswitch" in *International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems*, vol.2, 2003, pp. 1514-1517.
- [10] L. Chang, T. Tom, T. Yu-Chong et H. Chih-Ming, "Surface micromachined magnetic actuators" in *Proceedings of an IEEE Workshop on Micro Electro Mechanical Systems*, Oiso, Japan, 1994, pp. 57-62.
- [11] L. K. Lagorce, O. Brand et M. G. Allen, "Magnetic microactuators based on polymer magnets" *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 8, no.1, pp. 2-9, 1999.
- [12] R. Meichun, S. Jun et C. B. Wheeler, "Latching micromagnetic relays" *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 10, no.4, pp. 511-517, 2001.
- [13] J. W. Judy et R. S. Muller, "Magnetically actuated, addressable microstructures" *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 6, no.3, pp. 249-256, 1997.
- [14] Y. H. Zhang, G. F. Ding, X. H. Dai et B. C. Cai, "Fast switching bistable electromagnetic microactuator" *Electronics Letters*, vol. 41, no. 23, pp. 1276-1278, 2005.
- [15] H. Zhilin et S. Jun, "Latching micromagnetic optical switch" *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 15, no. 1, pp. 16-23, 2006.

- [16] Y. W. Yi et C. Liu, "Magnetic actuation of hinged microstructures" *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol. 8, no. 1, pp. 10-17, 1999.
- [17] M. Ruan, J. Shen et C. B. Wheeler, "Latching micro magnetic relays with multistrip permalloy cantilevers" in *IEEE International Conference on Micro Electro Mechanical Systems, MEMS, Interlaken, Suisse*, 2001, pp. 224-227.
- [18] C. Il-Joo, S. Taeksang, B. Sang-Hyun et Y. Euisik, "A low-voltage and low-power RF MEMS series and shunt switches actuated by combination of electromagnetic and electrostatic forces" in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 7, pp. 2450-2457, 2005.
- [19] Z. Yonghua, D. Guifu, S. Xiaofeng, L. Xueping et C. Bingchu, "Design and analysis of the micromechanical structure for an electromagnetic bistable RF MEMS switch" in *Conference Proceedings of Microwave Conference Proceedings, APMC 2005. Asia-Pacific*, 2005.
- [20] I. H. Shames et J. M. Pitarresi, *Introduction to solid mechanics*, 3rd ed. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2000.
- [21] C. Lipson et R. C. Juvinall, *Handbook of stress and strength : design and material applications*. New York: Macmillan, 1963.
- [22] H. Reismann et P. S. Pawlik, *Elasticity : theory and applications*. New York: Wiley, 1980.
- [23] M. D. Bradshaw et W. J. Byatt, *Introductory Engineering Field Theory*, Prentice-Hall Inc ed. Englewood Cliffs, N.J., 1967.

- [24] M. McCaig, *Permanent magnets in theory and practice*. New York: Wiley, 1977.
- [25] R. Engel-Herbert et T. Hesjedal, "Calculation of the magnetic stray field of a uniaxial magnetic domain" *Journal of Applied Physics*, vol. 97, no. 7, p. 074504, 2005.
- [26] J. D. Kraus et D. A. Fleisch, *Electromagnetics: with applications*, 5th ed. Boston; Toronto: WCB/McGraw-Hill, 1999.
- [27] MetGlas 2705M, http://www.metglas.com/products/page5_1_2_5.htm [consulté le 26 juillet 2008]
- [28] Pyralux de Dupont, http://www2.dupont.com/Pyralux/en_US/index.html [consulté le 26 juillet 2008].
- [29] S. Sierra-Garcia et J. J. Laurin, "Study of a CPW inductively coupled slot antenna" in *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no.1, pp. 58-64, 1999.
- [30] J. P. Villotte, M. Aubourg, G. Kossiavas et Y. A. G. Y. Garault, "Applications of Tunable Suspended Microstrip Lines" in *European Microwave Conference*, Amsterdam, Netherlands, 1981, pp. 856-861.
- [31] U. Schulz et R. Pregla, "A New Technique for the Analysis of the Dispersion Characteristics of Planar Waveguides Demonstrated for the Coplanar Line" in *European Microwave Conference*, Warszawa, Poland, 1980, pp. 331-335.
- [32] K. Sachse, A. Sawicki, L. Faucon, S. A. T. S. Toutain, J. A. C. J. Citerne, J. P. A. V. J. P. Villotte, M. A. A. M. Aubourg et Y. A. G. Y. Garault, "Waveguide Treatment of the Suspended Microstrip Line with Tuning Septums Using the Spectral Domain Approach and the Finite-Element Method" in *Microwave Symposium Digest, MTT-S International*, 1980, pp. 468-470.

- [33] T. Itoh, "Spectral Domain Immittance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines" in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* , vol. 28, no.7 , pp. 733-736, 1980.
- [34] R. H. Jansen, "Microstrip lines with partially removed ground metallization, theory and applications" *Archiv fur Elektronik und Uebertragungstechnik*, vol. 32, no. 12, pp. 485-92, 1978.
- [35] J. Grzyb, I. Ruiz, M. Klemm et G. A. T. G. Troster, "Quasi-CPW lines on MCM-D for the realisation of via-less transmission elements and distributed passives" in *Electrical Performance of Electronic Packaging*, 2002, pp. 51-54.
- [36] M. Daneshmand et R. R. Mansour, "Multiport MEMS-based waveguide and coaxial switches" in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, no. 11, pp. 3531-3537, 2005.