PolyPublie
Polytechnique Montréal

POLYTECHNIQUE MONTRÉAL
UNIVERSITÉ D'INGÉNIERIE

Titre: Title:	Conception d'un interrupteur radiofréquence bistable à activation thermique sur membrane diélectrique
Auteur: Author:	Médéa Degbe
Date:	2007
Type:	Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis
Référence: Citation:	Degbe, M. (2007). Conception d'un interrupteur radiofréquence bistable à activation thermique sur membrane diélectrique [Master's thesis, École Polytechnique de Montréal]. PolyPublie. https://publications.polymtl.ca/8039/

Document en libre accès dans PolyPublie
Open Access document in PolyPublie

URL de PolyPublie: PolyPublie URL:	https://publications.polymtl.ca/8039/
Directeurs de recherche: Advisors:	Jean-Jacques Laurin
Programme: Program:	Unspecified

Ce fichier a été téléchargé à partir de PolyPublie, le dépôt institutionnel de Polytechnique Montréal
This file has been downloaded from PolyPublie, the institutional repository of Polytechnique Montréal

https://publications.polymtl.ca

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN INTERRUPTEUR RADIOFRÉQUENCE BISTABLE À ACTIVATION THERMIQUE SUR MEMBRANE DIÉLECTRIQUE

MÉDÉA DEGBE
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
AVRIL 2007

© Médéa Degbe, 2007.

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: 978-0-494-35675-3
Our file Notre référence
ISBN: 978-0-494-35675-3

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.

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.

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.

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.

Canada

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :
CONCEPTION D'UN INTERRUPTEUR RADIOFRÉQUENCE BISTABLE À ACTIVATION THERMIQUE SUR MEMBRANE DIÉLECTRIQUE

présenté par : Médéa DEGBE
en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées
a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. Cevdet AKYEL, Ph.D., président
M. Jean-Jacques LAURIN, Ph.D., membre et directeur de recherche
M. Daniel GRATTON, ing., membre

Remerciements

En premier lieu, je remercie mon directeur de recherche M. Jean-Jacques Laurin pour ses conseils avisés, sa grande disponibilité, sa patience et son soutien tout au long de ma recherche.

Je remercie M. Daniel Gratton pour son intérêt pour mon projet et ses questions lors de nos rencontres. Je remercie également Isabelle Ressejac pour ses précieuses indications et sa thèse de doctorat qui m'a beaucoup aidé.

Tous mes remerciements à l'équipe de techniciens dévoués du Centre de Recherche Poly-Grames : Steve Dubé pour la fabrication mécanique et sa cordialité, Roch Brassard pour les circuits imprimés aux limites de la résolution de ses appareils, Jules Gauthier pour sa grande connaissance des circuits micro-onde et sa créativité et Jean-Sébastien Décarie pour le matériel informatique et son amitié. Je remercie le professeur Guillaume-Alexandre Bilodeau qui m'a donné accès à ses caméras infrarouges et m'a guidé lors de leur utilisation.

Je remercie toute l'équipe d'étudiants de Jean-Jacques Laurin pour l'ambiance de travail agréable et leurs connaissances en radiofréquences : mon sympathique ancien compagnon de bureau Mathieu Riel, Zacharia Ouardirhi, Stella Filippatos, Badr Omrane, Paul-André Barrière, Adadja Maxime, Hamidreza Memarzadeh-Tehran, Patrick Deschenes, Rachid El Hani et Bassem Maraach. Je remercie aussi tous les autres membres de Poly-Grames en particulier Tarek Djerafi et Erick-Emmanuel Djoumessi.

Je garde une place spéciale pour Ingénieurs sans frontières Canada, Ingénieurs sans frontières Polytechnique et tous leurs membres. Ma maîtrise m'a permis de vous connaître et ceci m'a changé comme personne. Mon implication m'a grandement aidé à garder un équilibre. Continuez votre excellent travail !

Je remercie mes amis Fadi, Nadia, Simon, Djalil, Walter, Joël, Loïck, Anna, Jacinthe pour leur optimisme et leur soutien indéfectible. Le dernier mot est pour ma famille qui ne laisse pas les milliers de kilomètres nous éloigner.

Résumé

Les matériaux flexibles offrent de nombreuses alternatives pour les technologies spatiales. En effet, le coût de lancement d'un satellite ou de tout autre engin spatial est directement proportionnel à sa masse et à celle de la charge utile. En réduisant le poids, le coût de lancement est d'autant réduit. Des antennes à grande ouverture et légères ont été récemment développées avec ce type de matériaux. Il est utile de développer des composantes appropriées pour intégrer ces antennes.

Un interrupteur est une composante de base dans un circuit hyperfréquence. Il est aussi utilisé dans des composantes plus complexes. Plusieurs technologies d'interrupteur existent. Parmi celles-ci, les semi-conducteurs et les interrupteurs électromécaniques dont les MEMS. Dans les 10 dernières années, de nombreux progrès ont été réalisés dans les MEMS et les composantes électromécaniques. Elles ont des performances, tout au moins, comparables aux composantes en semi-conducteur.

Habituellement, les interrupteurs MEMS sont réalisés avec une activation électrostatique. Cette forme d'activation demande habituellement une tension d'activation élevée de l'ordre de 25 à 100 Volts mais ne consomme aucune puissance. Il est parfois pratique de baisser la tension d'activation au détriment d'une consommation de puissance plus grande. L'activation thermique est une bonne alternative dans de telles conditions. Les pièces mobiles de l'interrupteur sont des bilames ayant une couche de polyimide, un polymère flexible et une couche cuivre. Elles utilisent le principe de l'activation bimorphe. Ainsi, la chaleur produite par le passage de courant dans la couche de cuivre induit un mouvement des bilames qui permet de changer d'état.

Deux bilames interviennent dans le fonctionnement de l'interrupteur dans une configuration résultant en un mode d'opération bistable. L'alimentation des bilames n'est nécessaire que lors des changements d'état.

À cause des limites des méthodes de fabrication, il a été délibérément choisi de construire dans le cadre de ce projet un interrupteur dont la taille est de l'ordre du

centimètre. Ceci permet de se concentrer sur les difficultés liées au comportement du matériau flexible et à l'intégration des pièces mobiles à une ligne de transmission. Les éléments de l'interrupteur ont été fabriqués par un procédé de gravure humide et assemblés avec une couche de colle.

Dans la conception d'un tel interrupteur électromécanique, il faut considérer non seulement les performances électriques mais aussi mécaniques et thermiques. En effet, il faut établir une relation entre la puissance d'activation, la température des bilames, l'amplitude et le temps de réponse du mouvement des pièces mobiles. De plus, il faut s'assurer que les deux états ouvert et fermé (respectivement ON et OFF) sont clairement définis.

La ligne de transmission la plus pratique pour intégrer les bilames est la ligne coplanaire. En effet, la ligne conductrice et la masse étant dans le même plan, il est facile d'imaginer un système qui court-circuiterait par contact la masse et la ligne conductrice pour passer à l'état OFF. Les éléments qui permettent un tel court-circuit sont installés sur les bilames mobiles. Une telle configuration présenterait aussi l'intérêt d'être un interrupteur à large bande. Néanmoins, des difficultés pour établir le contact entre les éléments conducteurs des bilames et le la ligne de transmission rendent impossibles une réalisation d'interrupteur avec ce type de ligne.

L'autre type de ligne de transmission qui peut être utilisé est la ligne à microruban. Malheureusement, cette ligne a un plan de masse qui n'est pas au même niveau que la ligne conductrice. À moins d'installer des trous d'interconnexion (*vias*), il est donc impossible d'établir un court-circuit entre la masse et la ligne conductrice avec de simples bilames. L'alternative trouvée est une jonction en T, terminée par un circuit ouvert, ajoutée à la ligne conductrice qui produit une résonance qui empêche la transmission de signal. Une telle résonance ne se produit qu'à des fréquences données et l'interrupteur ainsi créé est à bande étroite.

La fréquence centrale choisie pour l'interrupteur à bande étroite est 10 GHz. Des pertes d'insertion maximales de 0.4 dB dans l'état ON et une isolation aussi grande que 20 dB ont été obtenues dans l'état OFF. La bande de fréquence obtenue pour une isolation

supérieure à 10dB est d'environ 2GHz autour de la fréquence centrale. Lors d'un changement d'état, le changement de position relative des bilames requiert approximativement 4 secondes. Il faut compter 8 secondes supplémentaires pour que le nouvel état ainsi obtenu soit totalement stable.

Par ailleurs, étant donné les temps d'activation qui sont de l'ordre de la seconde et donc difficile à obtenir manuellement de façon reproductible, un système de contrôle a été réalisé. Il permet aussi de vérifier les performances sur grand nombre de cycles de l'interrupteur. Des tests sur un millier de cycles ont été réalisés. Les performances de la ligne sont stables pour ce nombre de cycles. Étant donné le temps requis pour chaque changement d'état, il était difficile d'effectuer sur un nombre beaucoup plus significatif de cycles.

Les résultats de ce mémoire pavent la voix pour la réalisation d'un interrupteur plus ambitieux et à plus petite échelle. Il permet d'estimer les défis potentiels d'un tel projet.

Abstract

Flexible materials and membranes offer great alternatives in space technologies. Large aperture, light and flexible antennas can be built with this kind of material. New components have to be developed in order to implement antennas on thin membrane substrates. One such component is the microwave switch. Switches could be based on electronic or electromechanical (e.g. MEMS) actuation. MEMS switches for example use electrostatic force, with the actuating (high) voltages, typically between 25 and 100 volts, permanently applied during the ON and OFF states. It could be desirable to lower this voltage, and implement a switch that can stay latched in its two states, without having to apply permanent actuation. Such a bistable, low actuation voltage switch implemented on a flexible membrane is the object of this project.

The designed switch has a size of 980 mil x 120 mil. Such an up-scaled version has been developed in this early study in order to minimize limitations due to fabrication tolerances and rather focus on the switch behavior and material related issues. A downsizing is projected in the future. The elements of the switch are fabricated by wet etching and are assembled with double-sided adhesive layers. Instead of electrostatic force, thermal actuation of cantilevers has been chosen.

In order to design such a switch, not only the electrical performances have to be considered but also mechanical and thermal ones. The actuation power has to be related to the temperature of the bilayer cantilevers, their deflection and their responding time. Moreover, it has to be proven that the switch has two well-defined ON and OFF states.

The most convenient transmission line to implement such a switch is the coplanar waveguide, as the conducting line and the ground planes are on the same level. Thus, the cantilevers could be installed on the ground planes and make a connection with one or both of the ground planes and the centre track. The so conceived switch would be broadband. However, such a configuration requires a large contacting area between ground planes and centre line. This is not easily achievable.

The microstrip line has also been used. With this waveguide, the ground plane and the line itself are not on the same level. Then, vias are needed to make a contact between them. Such vias may have a rough surface and the same contact problems could occur. An open-circuit-ended T-junction has been used instead. The T-junction resonates at some frequencies and impedes the signal transmission. This is a narrow band switch as the resonance occurrences are discrete.

The chosen design central frequency is f_0 = 10GHz. Maximal insertion loss of 0.4 dB in the ON state and maximal isolation down to 20 dB in the OFF state at f_0 were obtained. The bandwidth for a minimal isolation of 10dB is a 2GHz. When switching state, approximately 4 seconds are needed to flip flop the cantilevers. It takes 8 more seconds to the new state to become stable.

I would not be efficient to control such actuation times manually. A user interface has been programmed to ease the control of the cantilevers and to be able to perform a large number of switching cycles. The switch has been proven for a thousand cycles.

This project has estimated the potential challenges with a thermal electromechanical switch. It is the first step for the design of a smaller scale switch using the same actuation system.

Table des matières

Remerciements i
Résumé ii
Abstract v
Table des matières vii
Liste des figures x
Liste des tableaux xv
Liste des sigles et symboles xvi
CHAPITRE 1 - Introduction 1
1.1 Intérêt des matériaux flexibles 1
1.2 Les interrupteurs à semi-conducteur 2
1.2.1 Les diodes PIN 3
1.2.2 Les transistors à effet de champ FET 3
1.2.3 Les circuits intégrés monolithiques 4
1.3 Les interrupteurs électromécaniques 4
1.3.1 Mécanisme d'activation électrostatique 6
1.3.2 Mécanisme d'activation magnétique 7
1.3.3 Mécanisme d'activation piézoélectrique 9
1.3.4 Mécanisme d'activation thermique 10
1.4 Autres applications des systèmes électromécaniques 12
1.4.1 Les capacités MEMS 13
1.4.2 Les déphaseurs 14
1.4.3 Les antennes reconfigurables 14
1.5 Conclusion du chapitre 15
CHAPITRE 2 - Principe de l'activation thermique d'un bilame 17
2.1 Structure et séquence d'activation de l'interrupteur 17
2.1.1 Structure de l'interrupteur 17
2.1.2 Séquence d'activation de l'interrupteur 19

2.2 Effet bimorphe et choix de matériaux 21
2.2.1 Principe de l'effet bimorphe 21
2.2.2 Choix des matériaux des bilames 25
2.3 Recouvrement et déflexion critique du bilame 28
2.3.1 Le raccourcissement de la longueur projetée des bilames 29
2.3.2 La longueur de recouvrement 30
2.4 Conclusion du chapitre 32
CHAPITRE 3 - Analyse thermique 33
3.1 Notions de transferts de chaleur 33
3.1.1 Effet Joule 34
3.1.2 La conduction thermique 36
3.1.3 La convection thermique 38
3.1.4 La radiation thermique 39
3.2 Application des notions de transfert de chaleur au système des bilames en régime permanent 40
3.2.1 Importance relative des phénomènes de radiation et de convection 41
3.2.2 Pertes de chaleur par conduction thermique 42
3.2.3 Profil de température dans le plan (x,y) 48
3.3 Application des notions de transfert de chaleur au système des bilames en régime transitoire 56
3.3.1 Analyse de la variation de la température lors du chauffage 56
3.3.2 Analyse de la variation de la température lors du refroidissement 58
3.3.3 Analyse des durées d'activation des bilames 59
3.4 Conclusion du chapitre 61
CHAPITRE 4 - Réalisations et intégration sur système électrique de l'interrupteur 62
4.1 Lignes de transmission 62
4.1.1 La ligne coplanaire 62
4.1.2 La ligne microruban 68
4.2 Éléments de contact et d'isolation et intégration sur lignes de transmission ... 80

4.2.1 Élément d'isolation 80
4.2.2 Lignes coplanaires et bilames à deux faces métallisées 82
4.2.3 Ligne microruban et languette métallique de contact 83
4.2.4 Ligne microruban et système de contact avec feuille métallique flexible 85
4.3 Conclusion du chapitre 87
CHAPITRE 5 - Résultats et techniques de mesure 89
5.1 Techniques de mesure 89
5.1.1 Analyseur de réseau et calibration TRL 89
5.1.2 Interface graphique de paramétrage 91
5.2 Activation des bilames 93
5.2.1 Température moyenne d'activation des bilames 94
5.2.2 Durée des étapes d'activation des bilames 94
5.3 Mesures des paramètres S 96
5.3.1 Interrupteur parallèle avec ligne coplanaire et bilames métallisés sur 2 faces 96
5.3.2 Ligne microruban avec languette métallique de contact 98
5.3.3 Ligne microruban et système de contact avec feuille métallique flexible 99
5.3.4 Comportements sur un nombre élevé de cycles 101
5.4 Conclusion du chapitre 106
CHAPITRE 6 - Conclusions 107
6.1 Récapitulation 107
6.2 Recommandations 109
RÉFÉRENCES 110

Liste des figures

Figure 1.1: Illustration d'interrupteur série sur ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF. 5
Figure 1.2: Illustration d'interrupteur parallèle sur ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF. 6
Figure 1.3: Mécanisme d'activation magnétique avec aimant permanent et électroaimant. a) Vue de dessus et de profil. b) États stables du levier 8
Figure 1.4: Déformation bimorphe. a) bilame au repos. b) bilame chauffé. 11
Figure 1.5: Déformation avec bras « chaud » et bras « froid ». a) Au repos. b) Chauffé. 11
Figure 1.6: Déformation avec un treillis thermique. 12
Figure 2.1 : Structure de l'interrupteur. a) État OFF. b) État ON. 18
Figure 2.2 : Cycle complet OFF-ON-OFF 20
Figure 2.3 : Schéma montrant la structure d'un bilame et les caractéristiques des couches du bimétal. 21
Figure 2.4: Forces et moments impliqués dans la déflection de la structure bimétallique 22
Figure 2.5: Profils d'un bilame en porte-à-faux à froid et chauffé 22
Figure 2.6: Illustration de la distance par rapport à la ligne médiane dans une couche...24
Figure 2.7: Caractéristiques du matériau utilisé 26
Figure 2.8 : Photographie de la déflexion d'un bilame de longueur L = 980 mils et largeur $b_1 = b_2 = 120$mils à une température T = 100°C 27
Figure 2.9 : Déflexions expérimentale, simulée et analytique d'un bilame cuivre-polyimide en porte-à-faux 27
Figure 2.10 : Déflexions comparées du bilame cuivre-polyimide en porte-à-faux pour des épaisseurs de 1, 5 et 7 mils 28
Figure 2.11 : Illustration du recouvrement des bilames sur l'interrupteur dans les états ON et OFF. 29

Figure 2.12 : Illustration des notions de longueur de recouvrement et de déflexion critique....31
Figure 3.1 : Topologie de la couche de cuivre....34
Figure 3.2 : Représentation des flux dans une tranche d'épaisseur dx....37
Figure 3.3 : Paramètres géométriques d'un bilame et système de coordonnées utilisé dans les équations....37
Figure 3.4 : Couches du système thermique d'un bilame....43
Figure 3.5 : (a) Variation de la température T_2 en fonction de T_1. (b) Variation de la température T_3 en fonction de T_1....46
Figure 3.6 : Variation du flux de chaleur dissipé dans l'air en fonction de T_1....47
Figure 3.7 : Discrétisation du bilame....48
Figure 3.8 : (a) Représentation des deux couches du bilame (b) Circuit thermique équivalent du bilame....51
Figure 3.9 : Puissance de chauffage de 2W(a) Lignes isothermes sur le bilame chauffé en régime permanent. (b) Température le long de la longueur du bilame à y = b/2....53
Figure 3.10 : Puissance de chauffage de 3.5W (a) Lignes isothermes sur le bilame chauffé en régime permanent. (b) Température le long de la longueur du bilame à y = b/2 (c)....54
Figure 3.11 : Photographie du profil thermique du bilame pour une tension d'activation de 2 V....55
Figure 3.12 : Variation de température dans le temps au centre du bilame lors du chauffage du bilame avec une puissance de 2W....57
Figure 3.13 : Variation de température dans le temps au centre du bilame lors du refroidissement du bilame....59
Figure 3.14 : Variation dans le temps de la moyenne de température du bilame. (a) Chauffage. (b) Refroidissement....60
Figure 4.1: Illustration de la ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF....64
Figure 4.2 : Isolation de la ligne en fonction de la longueur de la longueur de fente g...65

Figure 4.3 : Schéma d'illustration de la configuration parallèle de ligne coplanaire avec l'interrupteur dans l'état OFF. (a) court-circuit sur un seul plan de masse (b) court-circuit sur les deux plans de masse. 66
Figure 4.4 : Isolation de la ligne pour un court-circuit sur un seul plan de masse....67
Figure 4.5 : Isolation de la ligne coplanaire court-circuitée sur les deux plans de masse. 67
Figure 4.6: Schéma d'une ligne microruban avec une jonction en T 69
Figure 4.7 : Circuit équivalent d'une ligne microruban avec une jonction en T 69
Figure 4.8 : Variation de la capacité en fonction de la largeur de la ligne secondaire w_2 à la fréquence f = 10GHz....70
Figure 4.9 : Schéma de la ligne de transmission simplifiée équivalente 71
Figure 4.10 : Schéma montrant la charge équivalente totale vue par le port 1 72
Figure 4.11 : Comparaison des performances avec des terminaisons de ligne secondaire en circuit ouvert et court-circuit pour w_2 = 40 mils et L_T = 430 mils 74
Figure 4.12 : Configuration finale de la ligne microruban....75
Figure 4.13 : Pertes d'insertion simulées pour une ligne avec w_1 = 60 mils w_f = 0 L_T = 470 mils et w_2= 40 mils en l'absence de la ligne complémentaire 76
Figure 4.14 : Pertes d'insertion pour une ligne avec w_1 = 60 mils, w_f = 0, L_T = 470 mils, d = 40 mils en l'absence de la ligne complémentaire 77
Figure 4.15 : a) Dessin d'une encoche. b) Circuit équivalent....78
Figure 4.16 : Comparaison des pertes d'insertion de la ligne avec et sans encoche d'adaptation w_1 = 60 mils, L_T = 470 mils, d = 40 mils et w_2= 40 mils en l'absence de la ligne complémentaire. 78
Figure 4.17 : Comparaison des pertes d'insertion dépendamment de la longueur de fente g avec w_1 = 60 mils, w_2 = 40 mils, pour w_f = 3 mils, L_f = 25 mils, L_T = 470 mils et d = 40 mils....79
Figure 4.18 : Variation des pertes d'insertion en fonction de la hauteur de la languette d'isolation....81

Figure 4.19 : a) Photographie recto du bilame A. b) Photographie recto du bilame B. c) Photographie verso du bilame A. d) Photographie verso du bilame B. e) Photographie d'assemblage. f) Schéma décrivant la position des bilames de part et d'autre de l'axe de la ligne conductrice. 83
Figure 4.20 : a) Photographie du montage final pour la ligne microruban. b) Photographie du verso de la lamelle B. c) Photographie du verso de la lamelle A. 84
Figure 4.21 : Dessin en 3 dimensions de l'interrupteur a) État OFF. b) État ON..... 85
Figure 4.22 : a)Schéma d'une ligne microruban avec morceau de métal flexible. b) Schéma du profil du morceau de métal flexible. c) Schéma du montage final de la ligne microruban avec morceau de métal flexible. 86
Figure 4.23 : Photographie du montage final de la ligne microruban avec morceau de métal flexible. b) Photographie du verso du bilame B. c) Photographie du verso du bilame A. 87
Figure 5.1 : Connexions entre appareils pour l'automatisation des mesures des paramètres d'insertion des interrupteurs 91
Figure 5.2 : Interface de contrôle des mesures..... 92
Figure 5.3 : a) Séquence des événements lors d'un cycle complet ON-OFF-ON. b) Temps nécessaires pour chacune des étapes d'activation de bilames lors d'un passage ON à OFF. c) Durées nécessaires pour chacune des étapes d'activation de bilames lors d'un passage OFF à ON. 93
Figure 5.4: Modèle circuit d'un interrupteur capacitif..... 97
Figure 5.5 : Isolations mesurées et simulées avec le modèle circuit dans l'état OFF..... 97
Figure 5.6 : Paramètres d'insertion mesurés et simulés. (a) Pertes d'insertion dans l'état ON. (b) Isolation dans l'état OFF. 99
Figure 5.7 : Paramètre d'insertion simulée et mesurée d'un interrupteur avec feuille de métal flexible. (a) Pertes d'insertion dans l'état ON. (b) Isolation dans l'état OFF. 100
Figure 5.8 : (a) Pertes d'insertion dans l'état OFF sur 1000 cycles en fonction de la fréquence. (b)Écart-type des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état

OFF. (c)Écart-type relatif des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état OFF. 103

Figure 5.9 : (a)Variation de la fréquence centrale f_0 et des fréquences f_1 et f_2 limitant la bande avec des pertes d'insertion supérieures à 10 dB dans l'état OFF. (b) Variation de la bande de fréquences avec des pertes d'insertion supérieures à 10 dB dans l'état OFF. 104

Figure 5.10 : (a) Pertes d'insertion dans l'état OFF sur 1000 cycles en fonction de la fréquence. (b) Écart-type des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état ON. (c) Écart-type relatif des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état ON. 105

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Coefficients de convection de l'air et de l'eau dans diverses conditions environnantes 39
Tableau 4.1 : Caractéristiques du matériel utilisé pour les lignes coplanaires..... 63
Tableau 4.2 : Caractéristiques du matériel utilisé pour les circuits..... 68
Tableau 4.3 : Paramètres de conception de la ligne microruban (mils)..... 80
Tableau 5.1 : Valeurs des temps requis pour configurer l'interface de contrôle de l'interrupteur. 95

Liste des sigles et symboles

MEMS: Micro Electro-Mechanical Systems

RF: Radio-Fréquence

PIN: Positive Intrisic Negative

FET: Field Effect Transistor

MESFET: Metal Semiconductor Field Effect Transistor

GaAs : gallium arsenide ou arséniure de gallium

MMIC : Monolithic Microwave Integrated Circuits

Grames (Poly-Grames) : Groupe de Recherche Avancée en Micro-ondes et Électronique Spatiale

CHAPITRE 1 - Introduction

1.1 Intérêt des matériaux flexibles

Les matériaux flexibles et les membranes offrent de nouvelles opportunités aux radiofréquences et aux technologies spatiales. En effet, des antennes à grandes ouvertures, légères et flexibles peuvent être fabriquées avec ces matériaux [55]. Ceci permet de diminuer les coûts de lancement de satellites en réduisant le volume et le poids de la masse utile. De nouveaux composants doivent être développés dans le but d'implanter des antennes sur des substrats à membrane. Un des composants en question est l'interrupteur hyperfréquence.

Les progrès dans les technologies MEMS (*Micro Electro-Mechanical Systems*) dans la dernière décennie ont permis le développement d'interrupteurs électromécaniques aux performances similaires, tout au moins, à celles développées grâce aux diodes et aux transistors [1-2]. De ce fait, il existe un intérêt potentiel pour un interrupteur électromécanique réalisé sur membrane diélectrique qui servirait à fabriquer d'autres composantes telles que les déphaseurs ou les multiplexeurs.

Les systèmes électromécaniques peuvent être divisés principalement en deux catégories, les senseurs et les actionneurs. Les senseurs permettent de recueillir des informations sur l'environnement et de les transmettre sous la forme de signaux électriques. Les informations prises par les senseurs peuvent concerner la thermique, la mécanique, la chimie, le magnétisme, l'optique ou l'électricité...

Quant à eux, les actionneurs ont la possibilité de se mouvoir, de déplacer des objets ou de réaliser une action interne (par exemple les boulons explosifs qui s'auto-détruisent). Les actionneurs peuvent réaliser des tâches très variées dans plusieurs domaines et peuvent prendre plusieurs formes. Elles sont entre autres : les micro-miroirs [56], les micro-pompes [57], les micro-moteurs [58], les micro-pinces [59].

Les interrupteurs électromécaniques peuvent être classés parmi les actionneurs. Les dispositifs d'activation utilisés sont généralement électrostatiques, thermiques, magnétiques ou piézoélectriques. Toutefois, les mécanismes électrostatiques sont les plus communs.

Les MEMS sont présents dans plusieurs éléments d'un circuit radiofréquences (RF) tels que les capacités, les interrupteurs, les oscillateurs [28], les filtres [60] et les antennes [40]. Dans les sections subséquentes, les technologies communes d'interrupteurs à semi-conducteur, les réalisations d'interrupteurs MEMS et quelques applications des interrupteurs MEMS seront présentées.

1.2 Les interrupteurs à semi-conducteur

Différents critères guident le choix d'un type d'interrupteur dans une application. Ils peuvent être : la vitesse d'opération, de la puissance d'opération requise, la puissance maximale transmise par l'interrupteur, la durée de vie, la taille.... Les interrupteurs électromécaniques et à semi-conducteur ont chacun leurs avantages et faiblesses. Les interrupteurs à semi-conducteur offrent généralement de meilleures performances pour les applications requérant une vitesse d'opération élevée. Elles permettent des vitesses souvent supérieures à celles des interrupteurs électromécaniques. Quant à la fiabilité, la plupart des interrupteurs à semi-conducteur ont des durées de vie démontrées supérieures au milliard d'opérations. Pour ce qui est des MEMS, quelques interrupteurs ont été testés pour 25-60 milliards de cycles. Théoriquement, ils devraient supporter jusqu'à 1000 milliards de cycles [1-2].

Les interrupteurs à semi-conducteur communs sont faits à base de diodes PIN ou de transistors à effet de champ FET ou de circuits intégrés monolithiques.

1.2.1 Les diodes PIN

Les diodes PIN sont adaptées pour des applications à hautes fréquences et faible puissance de signal. Elles sont utilisées dans des circuits séries ou parallèles. Lorsque le circuit est série, le design permet une perte d'insertion minimale. Par contre, dans un circuit parallèle, l'isolation est élevée. Il s'agit alors de faire un compromis dépendamment des besoins du design.

Les composants à semi-conducteur, tels que les diodes, ont une jonction à semi-conducteur qui permet de les contrôler électroniquement. Cette jonction peut être ouverte ou fermée, dépendamment de la tension et du sens de polarisation. En effet, l'impédance d'une diode PIN varie en fonction de la polarisation. En polarisation directe lorsque le courant est fort, la diode se comporte comme une faible résistance. En polarisation inverse, pour des fréquences supérieures à un seuil dépendant de ses caractéristiques, la diode se comporte comme une faible capacité. Une faible capacité est déterminante puisqu'elle permet d'avoir une impédance élevée et ainsi, une grande isolation, en circuit ouvert. Ce mécanisme de design simple en fait un élément très commun dans les circuits RF.

1.2.2 Les transistors à effet de champ (*Field Effect Transistors FET*)

Les transistors FET permettent généralement d'atteindre des vitesses d'opération supérieures à celles obtenues avec les diodes PIN.

Les transistors FET sont des composants à trois ports : grille, drain et source. La différence de potentiels entre la grille et la source permet de contrôler le transistor. Il est nécessaire de pouvoir passer d'une impédance faible à une impédance élevée pour obtenir les deux états d'un interrupteur. Une différence de potentiels nulle et une tension supérieure à la tension de seuil entre la grille et la source du transistor permettent de passer d'un état conducteur à un état non conducteur.

Les transistors FET à silicium supportent de grandes puissances à faibles fréquences mais les performances se détériorent sensiblement en hyperfréquences. Par contre, les

transistors MESFET à l'arséniure de gallium (GaAs) sont tout comme les diodes PIN préférables pour les applications hautes fréquences et faible puissance.

1.2.3 Les circuits intégrés monolithiques

Dans un circuit intégré monolithique ou MMIC, les éléments passifs, actifs et distribués sont fabriqués simultanément sur un substrat semi-conducteur et semi-isolant, par exemple le GaAs. Cette approche élimine le besoin de raccorder des éléments discrets au circuit à l'aide de soudure ou de micro-câblage (*wirebonding*) et les pertes qui en découlent. Les principaux avantages de cette technique sont le faible coût, la petite taille, l'encapsulation aisée et la grande fiabilité. Comparés aux diodes PIN classiques, les circuits MMIC ont une consommation de puissance plus faible, un temps de transition plus court et potentiellement une vitesse d'opération plus élevée dépendamment du processus de fabrication. Cependant, les pertes d'insertion sont plus élevées et l'isolation moindre. Dans certaines applications, des diodes PIN ont été développées sur des circuits MMIC [61-62]. Ceci permet de profiter des avantages de ces circuits.

1.3 Les interrupteurs MEMS

Trois critères permettent de classer les interrupteurs électromécaniques. Ces critères sont :

- la configuration de l'interrupteur par rapport au guide d'ondes
- le type de contact fait par l'interrupteur
- le mécanisme d'activation utilisé pour mouvoir les pièces mécaniques de l'interrupteur

L'interrupteur vient s'additionner généralement à un guide d'ondes qui peut être une ligne coplanaire ou une ligne microruban. Un interrupteur a deux états ouvert (ON) et

fermé (OFF). Dans l'état ON, un maximum de signal est transmis entre les ports d'entrée et de sortie du guide d'onde et dans l'état OFF un maximum de signal est réfléchi au port d'entrée. Deux types de contact peuvent être choisis. Le premier est un contact métal à métal où une pièce métallique vient réaliser une connexion entre deux segments séparés de ligne. Dans le deuxième type, le changement d'état se fait grâce à la variation d'une capacité dans une région déterminée du système.

Les figures 1.1 et 1.2 montrent les configurations série et parallèle sur une ligne coplanaire avec contact métal à métal. Généralement dans la configuration série, une pièce mobile (ici un matériel conducteur) s'insère entre deux segments de ligne pour assurer le passage du signal dans l'état ON. L'état OFF se réalise en annulant l'effet de la pièce mobile, bien souvent en la déplaçant. Contrairement, dans la configuration parallèle, la pièce mobile n'est utile que pour établir l'état OFF.

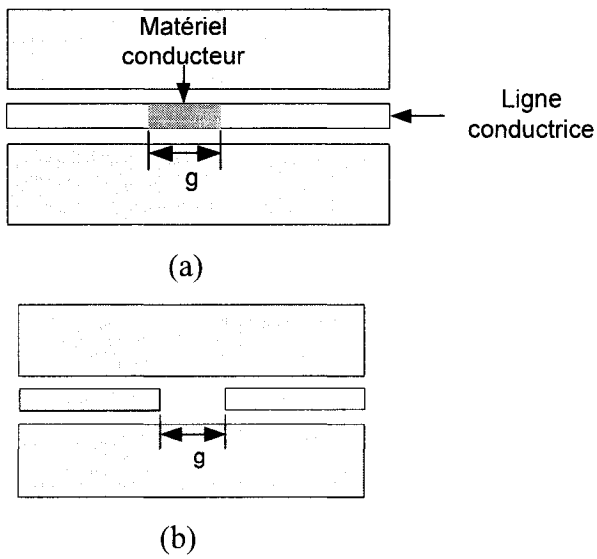


Figure 1.1: Illustration d'interrupteur série sur ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF.

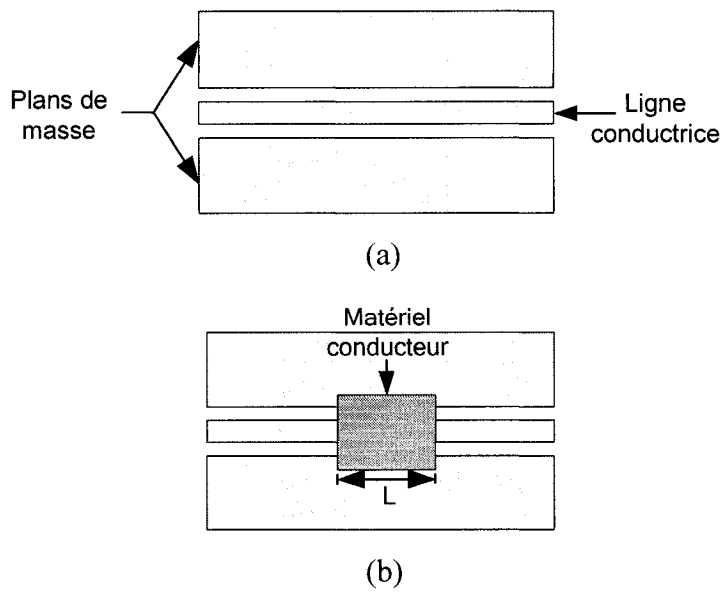


Figure 1.2: Illustration d'interrupteur parallèle sur ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF.

Par ailleurs, plusieurs mécanismes d'activation ont déjà été testés. Ils sont de nature électrostatique, électromagnétique, piézoélectrique ou thermique. Cette section présente ces types d'activation et leurs principaux intérêts.

1.3.1 Mécanisme d'activation électrostatique

Il est certainement le plus courant des mécanismes. Entre deux plaques métalliques parallèles, lorsqu'une tension est appliquée, une force d'attraction s'exerce sur les plaques. De ce fait, si l'une des plaques est mobile, elle a tendance à se déplacer vers l'autre. Plusieurs travaux ont été réalisés sur des interrupteurs à activation électrostatique [3-9]. Toutes les configurations décrites plus haut ont été mises en œuvre dans ces interrupteurs.

Le principal avantage du mécanisme électrostatique est la faible consommation de courant. En effet, le courant utilisé est très faible résultant en une consommation de puissance de l'ordre de quelques dixièmes de milliwatts (mW) en incluant les circuits

d'alimentation et les convertisseurs élévateurs de tension nécessaires pour atteindre les tensions demandées. Le temps de réponse nécessaire dans la plupart des interrupteurs est 1-200 µs [1].

Par contre, le niveau de tension requis pour le changement d'état des interrupteurs est typiquement compris entre 10 et 50V. Ce niveau élevé de tension peut être indésirable dans certaines applications. De plus, des problèmes pratiques comme la stabilité de la structure ou de frottements au démarrage (« *stiction* ») peuvent se révéler. Pour diminuer les tensions élevées qu'exige une force uniquement électrostatique, quelques modèles combinent plusieurs mécanismes notamment thermique [10- 11] et électromagnétique [12]. Le prix à payer est généralement un temps de réponse plus élevé.

Il est aussi à noter que les forces développées par l'activation électrostatique dans le cadre des interrupteurs sont généralement comprises entre 50 et 1000 mN. Cette force devient limitative dépendamment de la taille de la structure à mouvoir.

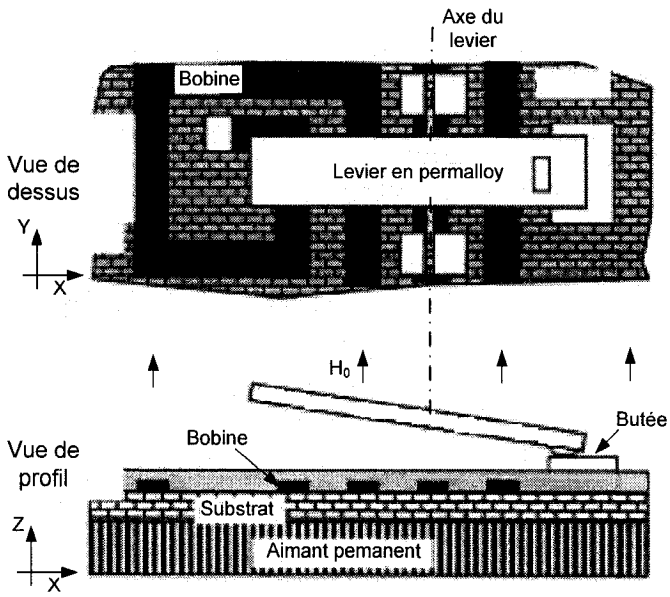
1.3.2 Mécanisme d'activation magnétique

Ici, la force qui sert à mouvoir les éléments mécaniques est de type magnétique. Pour produire une force magnétique, il faut une source de flux magnétique et des éléments mobiles en matériau à grande perméabilité magnétique comme le permalloy.

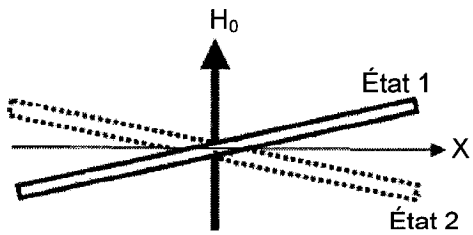
Le flux magnétique peut être généré soit par un aimant permanent [13] ou soit par un électro-aimant [14]. Plusieurs technologies utilisent les deux sources pour réaliser un actuateur bistable [15-16].

Lorsqu'un élément mobile magnétisable tel un levier en permalloy est placé dans un champ magnétique (H_0) généré par un aimant permanent, il a tendance à s'aligner avec le champ et un couple de torsion s'exerce sur le levier (voir figure 1.3). Lorsqu'une force (mécanique avec une butée par exemple) empêche l'alignement total avec le champ extérieur, deux états stables peuvent être obtenus. L'ajout de bobines planaires permet en les alimentant de passer d'un état à l'autre. En effet, les bobines créent un flux qui vient s'additionner à celui des aimants permanents. En faisant varier le sens de

circulation du courant dans les bobines, le sens du flux induit par les bobines est varié. Si ce flux est suffisamment élevé pour compenser celui émanant des aimants permanents (lorsque les deux flux ont des sens opposés), la résultante peut avoir deux sens et on peut ainsi obtenir deux états pour l'interrupteur. Dans une telle configuration, l'alimentation des bobines n'est nécessaire que pour changer d'état et la stabilité d'un état ne requiert pas l'utilisation d'une énergie.



(a)



(b)

Figure 1.3: Mécanisme d'activation magnétique avec aimant permanent et électroaimant. a) Vue de dessus et de profil. b) États stables du levier

La bistabilité constitue une qualité de cette forme de mécanisme comme la conception est intuitive. Toutefois, l'activation magnétique présente plusieurs limites. En premier lieu, la fabrication est difficile parce que les matériaux nécessaires ne sont pas compatibles avec tous les procédés communs. La puissance électrique utilisée est supérieure celle nécessaire pour une activation électrostatique mais demeure limitée dans l'ordre d'une centaine de milliwatts. Les pertes peuvent être élevées ce qui résulte en une faible efficacité énergétique [17]. De plus, la force générée est de l'ordre de 50-200 mN. De ce fait, elle ne peut être utilisée que dans des structures très compactes et n'est pas appropriée pour des designs occupant un grand volume. En effet, une structure avec de larges pièces (plus massives) ou ayant des mouvements de grandes amplitudes requiert généralement des forces élevées qui sont difficilement fournies par l'activation magnétique.

Le temps d'activation est plus élevé que celui des mécanismes à activation électrostatique. Il se situe dans l'ordre de la microseconde.

1.3.3 Mécanisme d'activation piézoélectrique

L'effet piézoélectrique est un phénomène résultant du couplage entre les propriétés électriques et mécaniques d'un matériau. Lorsqu'une déformation mécanique est appliquée à un matériau piézoélectrique, il en résulte un potentiel électrique. Inversement, lorsqu'on applique un potentiel électrique au matériau, il en résulte une contrainte mécanique. Tout comme l'activation électrostatique, le courant utilisé par l'effet piézoélectrique est pratiquement nul ce qui résulte en des niveaux de puissance négligeables [66].

La plupart des configurations avec activation électrostatique peuvent être théoriquement réalisées avec un système piézoélectrique. Ainsi, l'effet capacitif utilisé pour mouvoir peut être remplacé par un effet piézoélectrique qui permet de mouvoir les éléments

mobiles (poutres fixes ou en à porte-à-faux) en appliquant un différentiel de potentiel donné.

Quelques interrupteurs ont été réalisés en se servant du phénomène piézoélectrique [18-19]. Le principal avantage de l'activation piézoélectrique est le faible niveau de tension requis. Les tensions d'opération sont comprises entre 0 et 5V. Par ailleurs, le sens de la force développée par une pièce mobile sous l'effet piézoélectrique dépend de la polarité de la tension appliquée. Les éléments mobiles peuvent donc avoir une force attractive et répulsive contrôlée. Ceci peut régler les problèmes de frottements au démarrage (*« stiction »*) rencontrés avec l'activation électrostatique. Par contre, dans l'activation électrostatique, la force entre deux plaques ayant des potentiels différents est plutôt proportionnelle au carré, toujours positif, du différentiel d'activation. La force générée dans un mécanisme tradionnel (entre deux plaques) est attractive et unidirectionnelle. Toutefois, avec un système comprenant plusieurs plaques, une force bidirectionnelle peut être générée.

L'activation PZT permet de développer des forces moyennes de 50-200 μN [1]. La force développée par les pièces mobiles et l'amplitude de leurs mouvements dépendent de l'épaisseur de film PZT appliqué. Les épaisseurs requises pour obtenir des amplitudes comparables à celles obtenues par activation électrostatique sont de plusieurs micromètres, ce qui n'est pas facilement réalisable. Des films plus efficaces aideraient un développement de l'activation PZT.

1.3.4 Mécanisme d'activation thermique

L'activation thermique utilise la déformation que produit une augmentation de température sur certaines structures pour mouvoir les pièces. Généralement, la source de chaleur est la dissipation par effet Joule dans un réseau de résistances. Il est nécessaire que les pièces mobiles soient fabriquées en des matériaux qui se déforment sous l'effet de la chaleur ou réagissent à un mécanisme sensible à la chaleur.

Pour ce faire, plusieurs concepts peuvent être utilisés. L'un deux est la déformation bimorphe [20-21]. Les pièces mobiles sont faites d'un bilame composé de deux matériaux aux propriétés thermiques et mécaniques différentes. Une élévation de température produit des contraintes qui entraînent une déformation des structures (voir figure 1.4).

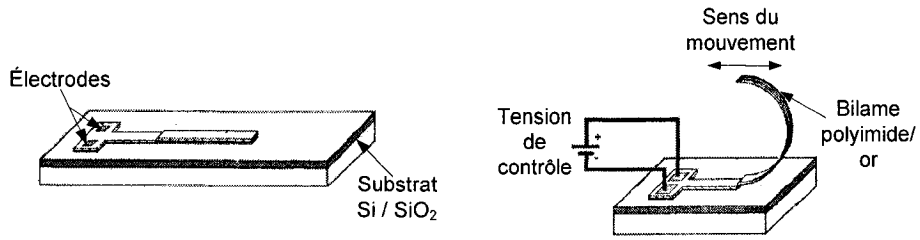


Figure 1.4: Déformation bimorphe. a) bilame au repos. b) bilame chauffé.

Une autre architecture consiste à utiliser une poutre conductrice asymétrique ayant deux côtés de différentes résistances [22-23]. La différence en résistance est créée en modifiant la largeur du conducteur. Lorsqu'un courant passe dans une telle poutre la puissance ohmique dissipée par les deux bras de résistance n'est pas la même, tout comme l'élévation de température (voir figure 1.5). Le bras avec le conducteur le moins large est plus chaud et celui avec le conducteur le plus large est plus froid. Ceci induit une contrainte dans la structure et provoque une déflexion de la structure.

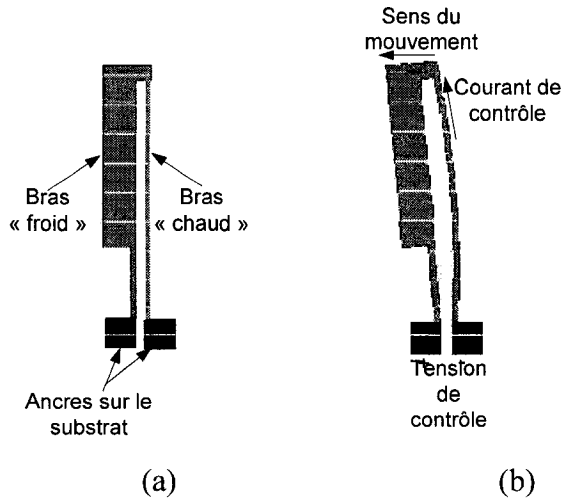


Figure 1.5: Déformation avec bras « chaud » et bras « froid ». a) Au repos. b) Chauffé.

La dernière architecture présentée à la figure 1.6 consiste en un treillis bidimensionnel de poutres, installé au dessus d'un serpentin résistif, qui se tord lorsque la température augmente [24-26].

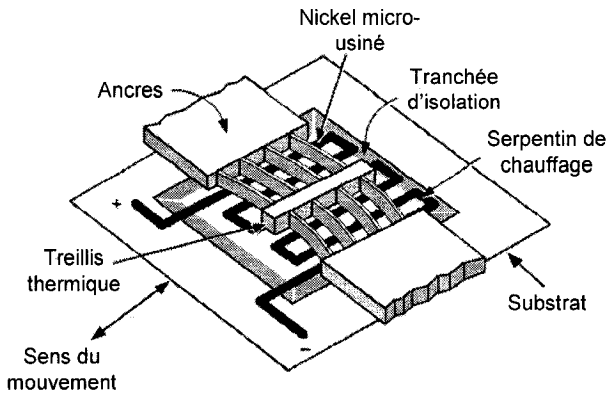


Figure 1.6: Déformation avec un treillis thermique.

De ces techniques, l'effet bimorphe est la plus simple à réaliser. Le principal intérêt de cette forme d'activation réside dans la force mécanique potentiellement possible. Cependant la consommation de puissance est plus élevée et les temps de réponse de réponse plus grands.

1.4 Autres applications MEMS

Les domaines d'intérêt pour les applications MEMS sont nombreux [20]. Entre autres :

- l'automobile avec des accéléromètres qui permettent de détecter les freinages ou les accélérations brusques.
- l'aérospatial et l'aéronautique avec des capteurs de pressions et des gyroscopes
- le biomédical et la santé avec des bio-senseurs pour les diagnostics médicaux tels que les senseurs de pression sanguine, les instruments de micro-analyse et microchirurgie et des micro-pompes pour l'injection de médicaments.

- l'optique avec les micro-miroirs. Les systèmes destinés à l'optique sont aussi nommés MOEMS (« *Micro-Opto-Electromechanical Systems*).

En RF, les applications développées sont souvent des actionneurs. Beaucoup de travaux ont été réalisés dans la conception de composants élémentaires, comme des interrupteurs ou des capacités ou des inductances, sous formes électromécaniques. Des applications plus élaborées telles des déphaseurs, des filtres accordables, des oscillateurs commandés en tension (VCO), des accéléromètres ou des résonateurs peuvent être construites à partir de ces composants élémentaires.

1.4.1 Les capacités MEMS

En plus de leurs facteurs de qualité Q élevés, jusqu'à 150 [63] pour certains modèles, les capacités électromécaniques peuvent supporter des variations élevées de tension.
Le plus grand intérêt des capacités électromécaniques réside dans les capacités variables. Les technologies utilisées sont variées. Les formes de condensateurs les plus courantes sont des plaques parallèles dont l'une est mobile. La plaque mobile est souvent déplacée par activation électrostatique [27-30]. Toutefois, il existe quelques modèles utilisant une activation thermique [31] ou piézoélectrique [32].
Les capacités interdigitales représentent une autre structure utilisée [33, 34]. Finalement, quelques capacités sont faites de plusieurs capacités reliées entre elles par des interrupteurs électromécaniques [35, 36].
Les capacités ont généralement des valeurs allant de 0.1 à 5pF. Les fréquences d'utilisation sont très variées. Par ailleurs, les ratios des capacités obtenues aux deux extrémités de la plage de tensions de polarisation, bien que se limitant à un maximum de 2, peuvent aller jusqu'à 25, dans quelques cas [1].

1.4.2 Les déphaseurs

Les déphaseurs sont des circuits qui permettent, comme leur nom l'indique, de modifier le déphasage entre les signaux pris aux ports d'entrée et de sortie du circuit. Il existe plusieurs types de déphaseurs. Les déphaseurs à réflexion et les déphaseurs à lignes distribuées utilisent les interrupteurs et les capacités décrits plus haut.

Les déphaseurs à réflexion sont constitués d'une succession d'interrupteurs séparés par des sections de ligne de transmission. Les interrupteurs peuvent autant être en série ou en parallèle. Un tel déphaseur est numérique et la longueur électrique de la ligne entre les interrupteurs est calculée en fonction de la résolution minimale de phase désirée, le tout dépendant de la topologie utilisée [37].

Les déphaseurs à lignes distribuées sont composés d'une ligne coplanaire et d'une série périodique de capacités variables électromécaniques. En faisant varier la tension de contrôle des capacités variables, on modifie la hauteur de déflexion des pièces mobiles et ainsi les caractéristiques de propagation de ces interrupteurs. Ainsi, la vitesse de phase de la ligne de transmission peut être contrôlée par tension [38,39].

1.4.3 Les antennes reconfigurables

Les antennes sont dites reconfigurables lorsqu'une ou plusieurs de leurs caractéristiques sont modifiables. Lesdites caractéristiques sont entre autres la fréquence d'utilisation et la direction du faisceau principal de rayonnement. Plusieurs travaux ont été réalisés pour intégrer des composantes MEMS dans des antennes reconfigurables.

Pour modifier la fréquence d'utilisation d'une antenne [40] ou balayer le faisceau [41], une technique possible est la modification de la longueur électrique de l'élément résonant de l'antenne. Des interrupteurs peuvent s'insérer entre des segments de l'élément résonant. Plusieurs fréquences d'opération deviendraient possibles selon l'état ON ou OFF des interrupteurs.

À l'aide d'actionneurs, l'antenne peut aussi être déplacée physiquement. Ceci a été développé pour une antenne en V [42] et une antenne à microruban [43]. Dans ces deux

applications, il est possible de faire un balayage du faisceau en bougeant les antennes. Les tests ont prouvé que l'antenne V peut balayer un angle compris entre -30° et -48° tandis que l'antenne à microruban les résultats sont montrés pour une rotation de 30°.

1.5 Conclusion du chapitre

Les systèmes électromécaniques ont des applications variées et commencent à avoir un impact dans nombre de domaines comme démontré dans ce chapitre. Concernant les interrupteurs, ils offrent plusieurs avantages par rapport aux semi-conducteurs, même s'ils connaissent des limites quant à la vitesse d'opération et l'encapsulation.

Le but de ce mémoire est de présenter la conception d'un interrupteur bistable sur membrane diélectrique à activation thermique. La bistabilité est une qualité fondamentale pour le système puisqu'il permet de n'utiliser une source d'énergie qu'au moment d'un changement d'état. Plusieurs interrupteurs mus par différentes techniques d'activation ont été discutées dans les sections précédentes. Il en ressort que peu de systèmes d'interrupteurs bistables ont été conçus. Les systèmes bistables dans la littérature sont surtout à activation magnétique. Les principales limites des mécanismes magnétiques sont la complexité de fabrication et d'assemblage des différents éléments et la faiblesse des forces générées. Les mécanismes thermiques permettent de générer les plus grandes forces tout en nécessitant des niveaux de tension faibles.

Les interrupteurs développés dans le cadre de ce projet ont des tailles de l'ordre du centimètre. Ces dimensions sont supérieures à celles désirées. Cependant, cette version préliminaire permet de minimiser les limites dues à la fabrication et de focaliser les travaux sur le comportement de l'interrupteur et sur les problèmes relatifs aux matériaux utilisés. Une miniaturisation des dimensions est prévue dans le développement de l'interrupteur.

Les sections subséquentes présentent la géométrie de la structure, les analyses mécaniques et thermiques, les réalisations, les techniques de fabrication et de mesure, les résultats, le comportement à long terme de la structure et les recommandations.

CHAPITRE 2 - Principe de l'activation thermique d'un bilame

Le but de ce projet est la conception d'un interrupteur électromécanique. Plusieurs volets sont à considérer pour cette réalisation. Comme l'interrupteur est fait de pièces mobiles qui se meuvent grâce à une élévation de température, il faut non seulement prévoir comment générer cette élévation de température mais aussi sa relation avec le mouvement des pièces. Par la suite, il faut intégrer l'interrupteur sur un système de transmission de signal.

Ce chapitre explore les déformations engendrées sur les pièces mobiles par un accroissement de température. Les pièces mobiles de l'interrupteur sont des bilames. Leur motion repose sur le principe de l'effet bimorphe. Ce chapitre se propose d'expliquer ce principe de même que les mouvements de pièces qui permettent de garantir les changements d'état du système et sa nature bistable.

2.1 Structure et séquence d'activation de l'interrupteur

Pour faciliter la compréhension de ce chapitre, il est nécessaire de décrire les éléments de l'interrupteur et la séquence d'activation qui permet de changer les états de l'interrupteur.

2.1.1 Structure de l'interrupteur

L'interrupteur est fait de deux bilames nommés A et B et d'une ligne de transmission (voir figure 2.1). La ligne de transmission est imprimée sur un substrat de grande

dimension pour que les bilames puissent être montés dessus. Chaque bilame a une extrémité fixe et l'autre libre. Les éléments de fixation des bilames sont décrits dans le chapitre 4. La position relative des bilames définit les deux états ON où un maximum du signal passe dans la ligne de transmission et OFF où un maximum de signal ne passe pas. Dans l'état OFF, le bilame A est au-dessous du bilame B et fait contact avec la ligne de transmission. Dans l'état ON, le bilame B est au-dessous du bilame A et empêche ce dernier de faire contact.

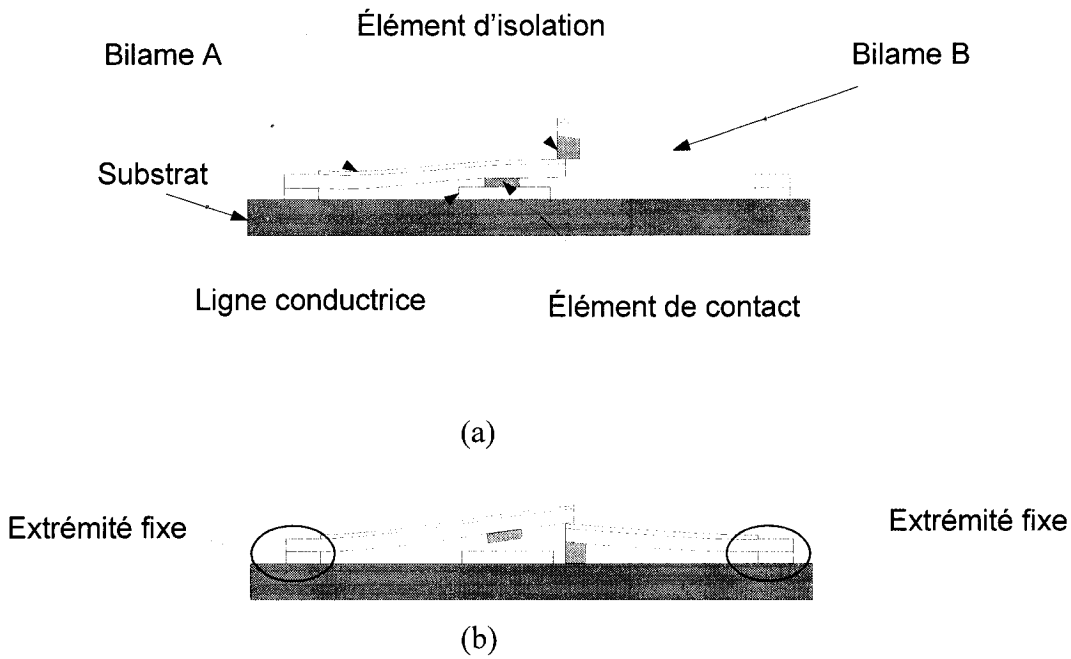


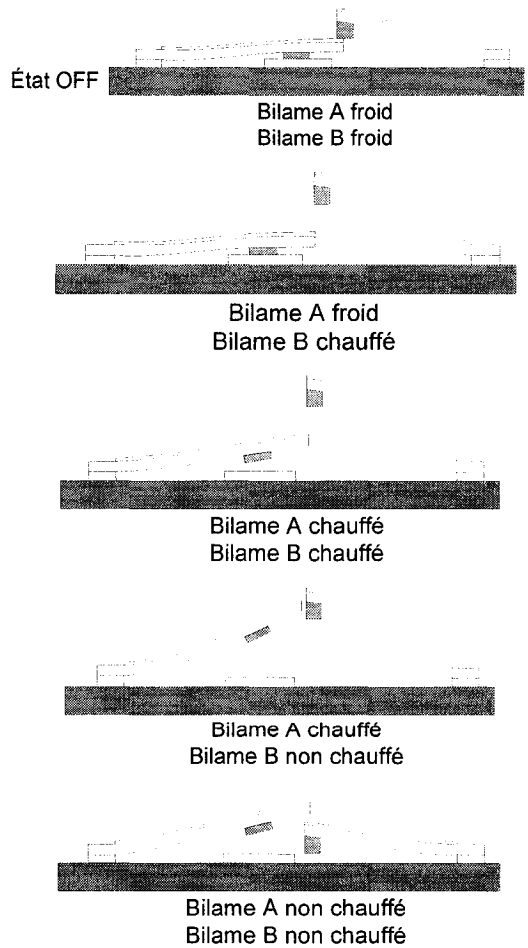
Figure 2.1 : Structure de l'interrupteur. a) État OFF. b) État ON.

Les éléments de contact et d'isolation seront décrits dans les chapitres subséquents. Ils ne sont pas considérés dans celui-ci parce que leur incidence sur le design mécanique est secondaire. Des ajustements lors des essais en laboratoire seront suffisants pour en tenir compte.

2.1.2 Séquence d'activation de l'interrupteur

Les changements d'état OFF à ON et ON à OFF comportent les mêmes étapes. Cependant, à cause des éléments de contact et d'isolation qui ne sont pas identiques, une légère différence est possible entre les paramètres qui définissent chaque changement d'état. Les paramètres régissant les changements d'état sont la puissance fournie aux bilames et la durée de chaque étape. Déterminer ces paramètres requiert une analyse thermique approfondie qui est faite dans le chapitre suivant.

La figure 2.2 présente les étapes d'un cycle OFF-ON-OFF. Lorsqu'un bilame est chauffé, sa température monte et sa déflexion croit. Lorsque l'alimentation est coupée, le bilame, non chauffé, refroidit, sa déflexion décroit et il revient à sa position initiale.



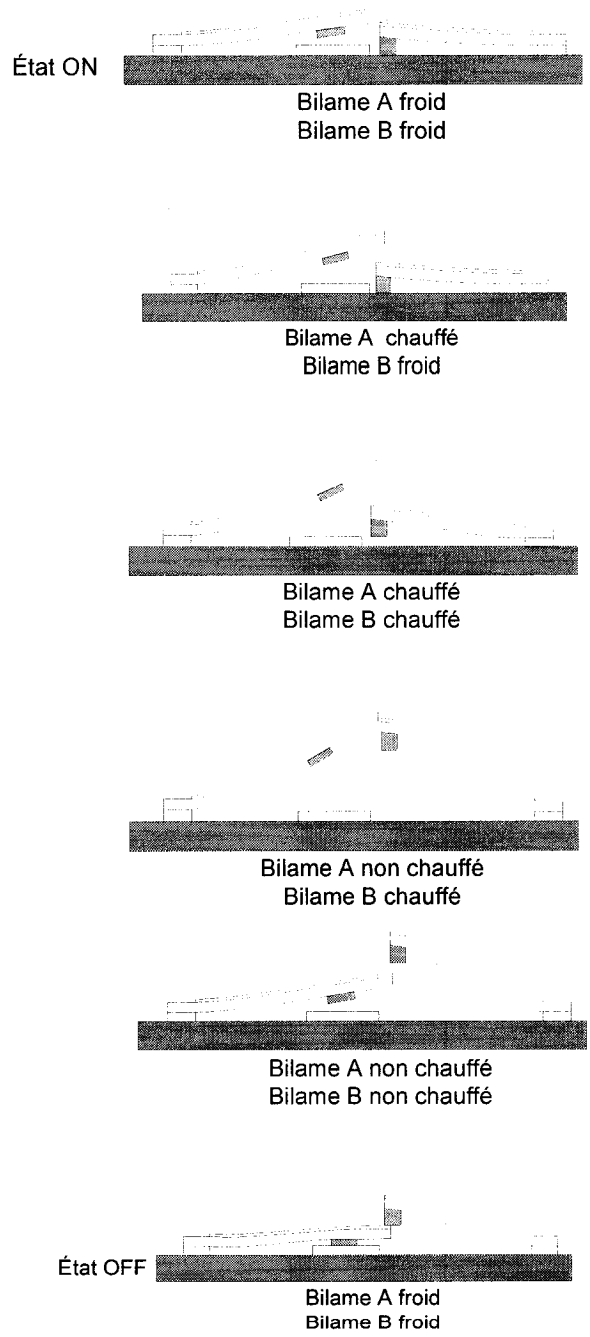


Figure 2.2 : Cycle complet OFF-ON-OFF

2.2 Effet bimorphe et choix de matériaux

Le principe de base du mouvement des bilames est l'effet bimorphe. Le choix des matériaux est important dans ce principe puisque l'amplitude du mouvement dépend de la différence entre les paramètres des matériaux constituant les deux couches des bilames.

2.2.1 Principe de l'effet bimorphe

Un bilame est fait de deux matériaux, fixés l'un à l'autre, de modules de Young E_1 et E_2 et de coefficients d'expansion thermique α_1 et α_2 avec $\alpha_2 > \alpha_1$ comme illustré à la figure 2.3. Lorsque chauffés, les deux éléments du bilame ne se déforment pas de la même manière à cause de leurs propriétés différentes. La figure 2.4 montre les forces et les moments générés à l'interface entre les deux éléments à cause des différences de comportement. Pour un accroissement de température identique ΔT, le matériau 2 se dilate plus que le matériau 1. De ce fait, une force P_1 de compression s'exerce sur le matériau 1 tandis qu'une force de traction P_2 s'exerce sur le matériel 2. M_1 et M_2 sont les couples de torsion qui s'exercent sur le bilame. Cette approche demeure une approximation des forces internes dans le bilame [44].

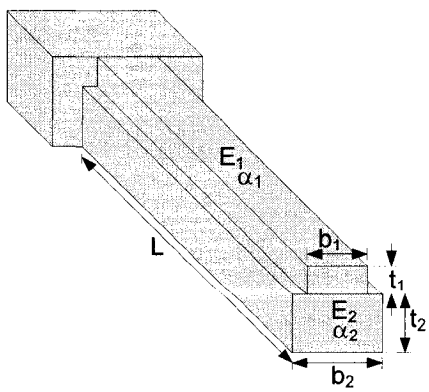


Figure 2.3 : Schéma montrant la structure d'un bilame et les caractéristiques des couches du bimétal.

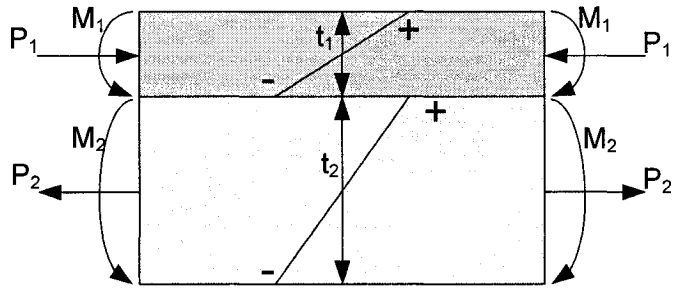


Figure 2.4: Forces et moments impliqués dans la déflection de la structure bimétallique

La figure 2.5 montre le profil d'un bilame à température ambiante (à froid) et avec un stress thermique (à chaud).

Pour les besoins de ce design, il est nécessaire d'estimer les déflexions des bilames lorsque soumises à une variation ΔT de température par rapport à la température ambiante, habituellement 25° C. À partir des forces et moments présentés à la figure 2.4, des équations peuvent être développées pour estimer la déflexion de l'extrémité libre du bilame [44].

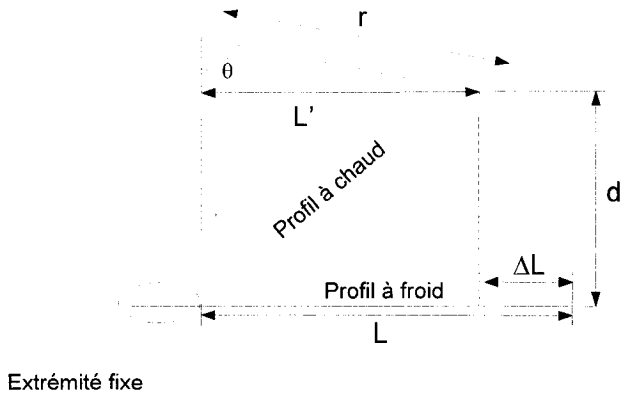


Figure 2.5: Profils d'un bilame en porte-à-faux à froid et chauffé

En position d'équilibre, les forces se compensent.

$$P_1 = P_2 = P \tag{2.1}$$

De plus les couples de torsion doivent être compensés par les moments développés par les forces P_1 et P_2. Comme ces forces s'appliquent au milieu de chaque couche, le moment développé par P_1 est $P\frac{t_1}{2}$ et celui développé par P_2 est $P\frac{t_2}{2}$. L'équilibre des moments et couples s'écrit alors :

$$P\frac{(t_1 + t_2)}{2} = M_1 + M_2 \tag{2.2}$$

Soit r le rayon de courbure du bilame, les couples M_1 et M_2 peuvent s'exprimer comme à partir de la théorie des poutres $M_1 = \frac{E_1 I_1}{r}$ et $M_2 = \frac{E_2 I_2}{r}$ où I_1 et I_2 sont les moments d'inertie des couches 1 et 2 [64]. L'équation (2.2) devient :

$$P\frac{(t_1 + t_2)}{2} = \frac{E_1 I_1}{r} + \frac{E_2 I_2}{r} \tag{2.3}$$

Par ailleurs, des déformations normales provoquées par plusieurs sources s'additionnent dans chaque couche i. À un point X quelconque à la distance y (y pouvant être négatif) (voir figure 2.6) de la médiane d'une couche, les déformations sont:

- la déformation ε_{i1} due à la force P : $\varepsilon_{i1} = \frac{P}{E_i t_i b_i}$
- la déformation ε_{i2} due à la dilatation thermique : $\varepsilon_{i2} = \alpha_i \Delta T$
- la déformation ε_{i3} due à la courbure de rayon r du bilame : $\varepsilon_{i3} = \frac{y}{r}$

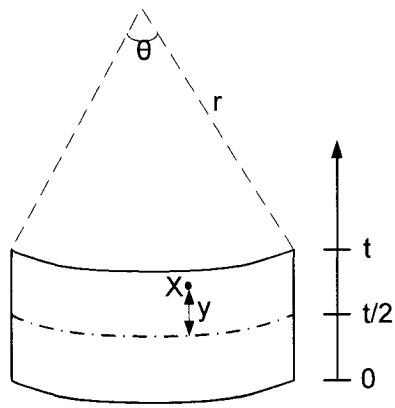


Figure 2.6: Illustration de la distance par rapport à la ligne médiane dans une couche

À l'interface entre les 2 couches, la déformation totale dans la couche 1 est $\varepsilon_1 = \alpha_1 \Delta T - \frac{P}{E_1 t_1 b_1} - \frac{t_1}{2r}$. Le signe négatif peut être compris comme une opposition entre les déformations comme expliqué intuitivement plus haut. Dans la couche 2, la déformation est $\varepsilon_2 = \alpha_2 \Delta T + \frac{P}{E_2 t_2 b_2} + \frac{t_2}{2r}$. Contrairement à la couche 1 toutes les déformations s'additionnent.

À l'interface entre les deux matériaux, les déformations normales doivent être égales.

$$\alpha_1 \Delta T - \frac{P}{E_1 t_1 b_1} - \frac{t_1}{2r} = \alpha_2 \Delta T + \frac{P}{E_2 t_2 b_2} + \frac{t_2}{2r} \tag{2.4}$$

En réorganisant cette dernière équation et en remplaçant le terme de force P par son expression dans l'équation (2.3), elle donne :

$$\frac{t_1 + t_2}{2r} = \Delta\alpha \Delta T - \frac{2}{r}\left(\frac{1}{E_1 t_1 b_1} + \frac{1}{E_2 t_2 b_2}\right)\left(\frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{t_1 + t_2}\right) \tag{2.5}$$

avec $\Delta\alpha = \alpha_2 - \alpha_1$.

Le moment d'inertie d'une couche d'indice i se définit en fonction des dimensions de ladite couche et $I_i = \frac{b_i t_i^3}{12}$. Le rayon de courbure r s'exprime alors comme :

$$r = \frac{1}{6} \frac{4\,(t_1 + t_2)^2 - 2\,t_1 t_2 + \left(\frac{E_1 b_1 t_1^3}{E_2 b_2 t_2}\right) + \left(\frac{E_2 b_2 t_2^3}{E_1 b_1 t_1}\right)}{\Delta\,\alpha\,\Delta\,T\,(t_1 + t_2)} \qquad (2.6)$$

À partir du rayon, la déflexion d de l'extrémité du bilame définie à la figure 2.5 est :

$$d = \frac{L^2}{2r} \qquad (2.7)$$

Plusieurs conclusions peuvent être tirées de ces équations. Ainsi, en gardant les autres paramètres constants, le différentiel de température, le différentiel de coefficients d'expansion thermique et la longueur peuvent être augmentés pour accroître la déflexion du bilame. Pour éviter de brûler le bilame ou d'altérer ses performances dans le temps, il faut minimiser la température requise pour entraîner la déflexion. Dans ces conditions, il est nécessaire de choisir deux éléments qui ont un différentiel élevé de coefficients de dilatation thermique. Par ailleurs, pour garder le système compact, la longueur L des bilames doit être minimisée. Cet aspect sera discuté plus longuement dans les sections subséquentes.

2.2.2 Choix des matériaux des bilames

Comme démontré dans la section précédente, le différentiel de coefficients de dilatation thermique est l'un des paramètres qui, à différentiel de température constante, permet de maximiser la déflexion du bilame.

L'un des matériaux communément utilisé dans l'industrie spatiale pour les besoins thermiques est le polyimide. Par ailleurs, il a déjà été utilisé dans des concepts basés sur l'effet bimorphe [21]. Le polyimide possède aussi une bonne résistance thermique. Il est capable de garder ces propriétés physiques, mécaniques, chimiques et électriques à des températures supérieures à 400°C [65].

Le deuxième matériau des bilames est le cuivre. Plusieurs compagnies fabriquent cet ensemble. La disponibilité commerciale s'explique par la grande demande de ce produit pour les circuits imprimés flexibles et pour l'isolation dans les bobines, les capacités ou les moteurs. La figure 2.7 montre les caractéristiques des deux couches du matériau utilisé pour les bilames et la figure 2.8 montre la photographie de la déflexion obtenue pour un bilame longueur L = 980 mils et largeur $b_1 = b_2 = 120$mils à une température T = 100°C. La température de 100°C est choisi parce qu'elle permet d'obtenir une déflexion marquée facile à percevoir.

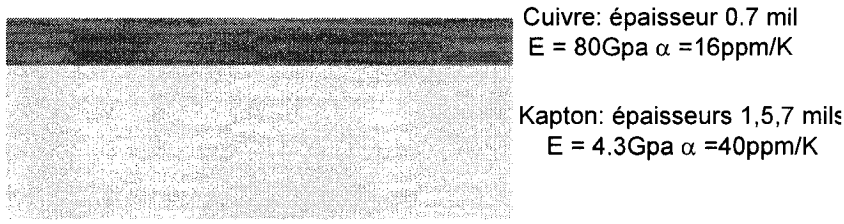


Figure 2.7: Caractéristiques du matériau utilisé

Pour valider les équations établies dans la section précédente, des mesures expérimentales ont été faites avec des bilames cuivre-polyimide et comparées aux résultats analytiques et aux résultats obtenus grâce au logiciel de simulation par éléments finis ANSYS [45]. La figure 2.9 montre les déflexions expérimentales, simulées et analytiques pour un bilame cuivre- polyimide (1 mil) pour une longueur L = 980 mils et une largeur $b_1 = b_2 = 120$ mils. Les résultats montrent des différences de l'ordre de 5%-10% entre les valeurs calculées théoriquement, simulées et mesurées. Les formules donnent une approximation satisfaisante pour les besoins. L'utilisation d'Ansys n'est

donc pas requise pour prédire la déflexion des bilames car les équations théoriques sont suffisantes.

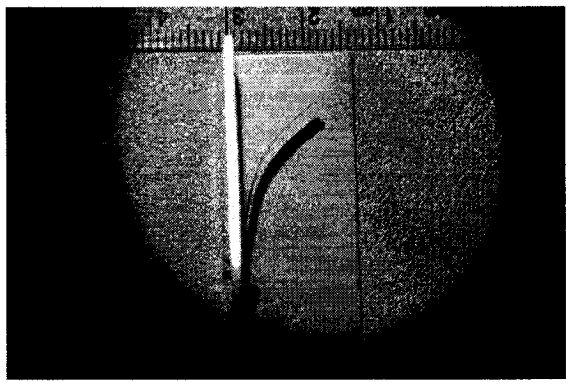


Figure 2.8 : Photographie de la déflexion d'un bilame de longueur L = 980 mils et largeur $b_1 = b_2 = 120$mils à une température T = 100°C

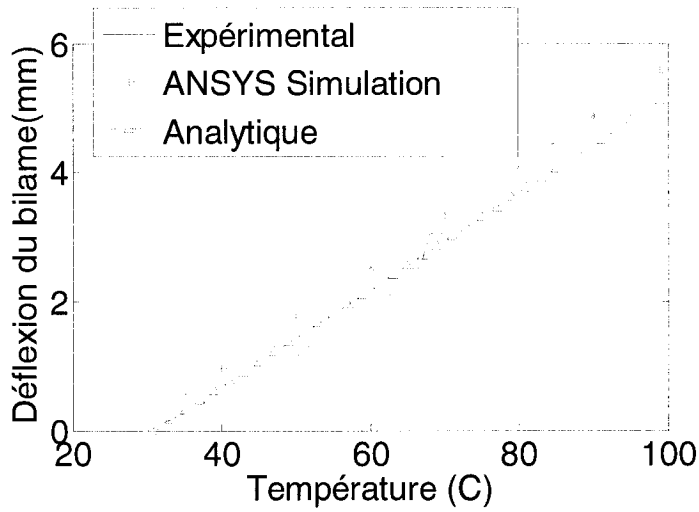


Figure 2.9 : Déflexions expérimentale, simulée et analytique d'un bilame cuivre-polyimide en porte-à-faux

Par ailleurs, plusieurs choix d'épaisseur de polyimide sont possibles. Les performances sont différentes dépendamment des épaisseurs de la couche de polyimide. La figure 2.10 illustre les déflexions calculées théoriquement pour des bilames en porte-à-faux , de

longueur L = 980 mils et de largeur $b_1 = b_2 = 120$ mils, pour des épaisseurs de 1, 5 et 7 mils de couche de polyimide et une épaisseur de cuivre demeurant égale à 0,7 mil.
Cependant, maximiser la déflexion des structures n'est pas le seul critère à considérer dans le choix des épaisseurs. En effet, les interrupteurs devront être intégrés sur une ligne conductrice et devront maintenir un contact électrique, ce qui nécessitera qu'un minimum de pression soit maintenu afin que le contact soit stable. Dans cette optique, la couche de 1 mil n'offre pas assez de rigidité même si elle montre les meilleures déflexions. Quant à la couche de 7 mils, elle est la plus rigide mais plus difficile à mouvoir. A priori, la couche de 5 mils semble offrir un bon compromis. Il sera celui utilisé même si son efficacité, par rapport aux autres épaisseurs, n'est pas démontrée.

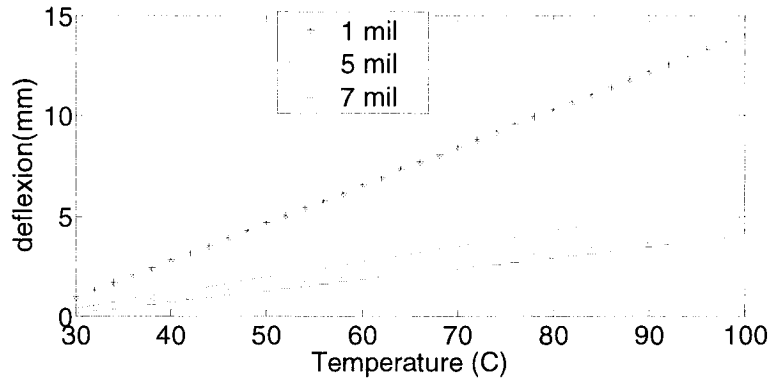


Figure 2.10 : Déflexions comparées du bilame cuivre-polyimide en porte-à-faux pour des épaisseurs de 1, 5 et 7 mils

2.3 Recouvrement et déflexion critique du bilame

Comme montré dans la figure 2.11, les bilames A et B se recouvrent partiellement. En défléchissant, les bilames annulent ce recouvrement partiel et peuvent passer l'un en dessous de l'autre. Cette section présente les différentes notions nécessaires pour calculer la déflexion minimale qui permet le changement de position relative des bilames.

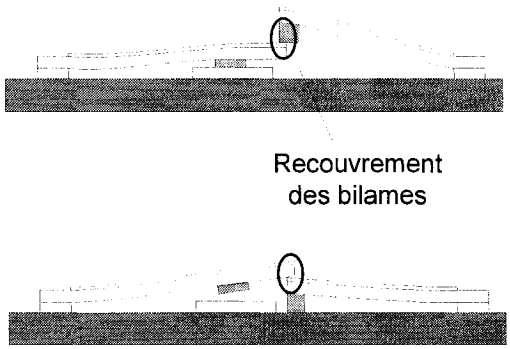


Figure 2.11 : Illustration du recouvrement des bilames sur l'interrupteur dans les états ON et OFF.

2.3.1 Le raccourcissement de la longueur projetée des bilames

La déflexion des bilames induit un raccourcissement ΔL de la longueur projetée sur l'axe de profil à froid des bilames chauffés (voir figure 2.5). Le raccourcissement ΔL est défini comme:

$$\Delta L = L - L' \tag{2.8}$$

où L est la longueur du bilame à froid et L' la longueur du profil du bilame chauffé projetée sur l'axe du profil à froid. De ce fait :

$$\Delta L = L - r\sin\theta \tag{2.9}$$

avec r le rayon de courbure du bilame et θ l'angle de courbure.

Les angles de déflexion utilisés sont a priori inférieurs à 15°. Pour la fonction sinus peut être approximée par son développement limité :

$$\sin\theta = \theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \frac{\theta^7}{7!} + \ldots \tag{2.10}$$

Ici, une approximation avec les 2 premiers termes du développement est suffisante. En effet, pour un angle inférieur à 15°, $\frac{\theta^7}{7!} \square \frac{\theta^5}{5!} \square \theta - \frac{\theta^3}{3!}$. En introduisant l'équation (2.10) dans l'équation (2.9), on obtient :

$$\Delta L = L - r\left(\theta - \frac{\theta^3}{6}\right) \tag{2.11}$$

Or $L \approx r\theta$. Ce n'est qu'une approximation parce que lorsque la température s'élève, la longueur du bilame varie aussi à cause de la dilatation thermique. Cependant, cet allongement demeure négligeable par rapport à la longueur initiale du bilame. L'équation (2.11) devient :

$$\Delta L = \frac{L^3}{6r^2} \tag{2.12}$$

En introduisant la relation entre le rayon de courbure et la déflexion d de l'équation (2.7), la relation entre le raccourcissement ΔL et la déflexion d peut être déduite :

$$\Delta L = \frac{2}{3}\frac{d^2}{L} \tag{2.13}$$

2.3.2 La longueur de recouvrement

L'amplitude de mouvement des bilames nécessaire pour permettre les changements d'état est fonction de leur recouvrement R : plus grand est R, plus grande est la déflexion minimale requise. Ce recouvrement permet aux bilames de se supporter et de faire passer l'interrupteur d'un état à l'autre. La relation entre le recouvrement R des bilames

et la hauteur de déflexion d découle de celle calculée entre le raccourcissement de longueur ΔL et d.

Dans la configuration d'interrupteur avec deux (2) bilames A et B, lors d'un changement d'état, le raccourcissement de longueur sur l'axe de profil initial doit être suffisant pour compenser le recouvrement initial R entre les bilames. De ce fait :

$$R < \Delta L_A + \Delta L_B \tag{2.14}$$

avec ΔL_A et ΔL_B les raccourcissements de longueur respectifs des bilames A et B.

La déflexion critique d_C correspond à la hauteur qui permet d'avoir les extrémités des bilames A et B vis-à-vis autrement dit $R=\Delta L_A + \Delta L_B$ (voir figure 2.12).

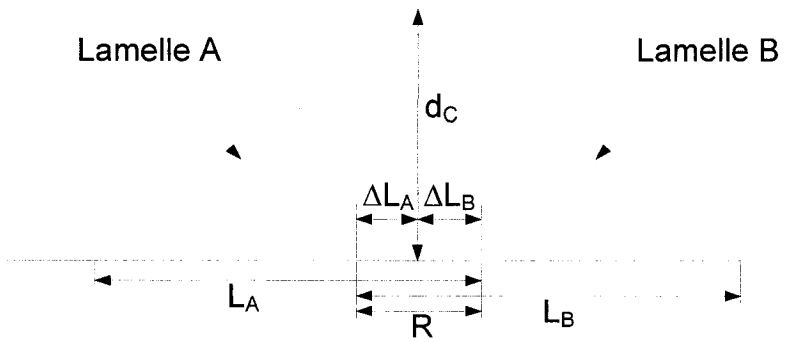


Figure 2.12 : Illustration des notions de longueur de recouvrement et de déflexion critique

Par conséquent,

$$d_C = \sqrt{\frac{\frac{3}{2}R}{\left(\frac{1}{L_A}+\frac{1}{L_B}\right)}} \tag{2.15}$$

Cette équation se simplifie quand $L_A = L_B$ et

$$d_C = \sqrt{\frac{3}{4} R L_A} \tag{2.16}$$

La déflexion critique d_C représente la valeur minimale de déflexion nécessaire pour changer d'état. La valeur du recouvrement doit être choisie suffisamment grande pour permettre aux bilames de se supporter. Cependant, si elle est trop grande, la valeur de déflexion de déflexion minimale et l'énergie requise pour changer d'état seraient élevées.

2.4 Conclusion du chapitre

Dans ce chapitre les notions mécaniques nécessaires à la compréhension du système de l'interrupteur ont été expliquées. Il s'agit des notions d'effet bimorphe, de déflexion, de raccourcissement de la longueur projeté sur l'axe du profil à froid et de longueur de recouvrement des bilames. De plus, la séquence d'activation de l'interrupteur a été décrite. Dans le chapitre suivant, l'analyse thermique du système est faite. Elle permettra de quantifier les différents paramètres introduits ici.

CHAPITRE 3 - Analyse thermique

Dans le chapitre 2, la relation entre la température du bilame et sa déflexion a été démontrée. Toutefois, les bilames ne sont pas chauffés par une source thermique externe (e.g.avec un four). Ils le sont par effet Joule en utilisant la métallisation du bilame. Par conséquent, il est nécessaire d'établir une relation entre la puissance électrique requise et la température du bilame. Par ailleurs, tous les points du bilame n'ont pas une température identique. Des approximations seront faites pour résoudre ce problème.

3.1 Notions de transferts de chaleur

Pour définir le comportement des bilames il faut analyser tous les phénomènes de transfert de chaleur qui peuvent s'y appliquer. Ces phénomènes sont la conduction, la convection et le rayonnement thermique.

Pour comprendre les équations posées, définissons quelques termes. La quantité de chaleur nécessaire pour modifier la température d'un système de masse m d'un différentiel ΔT est :

$$\Delta Q = m.C_P.\Delta T \ [J] \qquad (3.1)$$

Où C_p est la chaleur spécifique du système, quantité déterminée expérimentalement. Le transfert de chaleur est mesuré par le flux de chaleur Φ qui est de la même dimension que la puissance. Le flux de chaleur Φ est la quantité moyenne de chaleur fournie au système par unité de temps.

$$\Phi=\frac{\Delta Q}{\Delta t} \quad [W] \tag{3.2}$$

3.1.1 Effet Joule

Le chauffage des lamelles est assuré par des serpentins gravés dans la couche de cuivre. La figure 3.1 illustre la topologie de la couche gravée de cuivre. La résolution la plus fine de l'équipement de fabrication disponible au laboratoire Poly-Grames est 6 mils. Pour cette raison, les lignes de serpentins ont une largeur de y_1= 6 mils et sont espacées d'une distance y_2 = 6 mils.

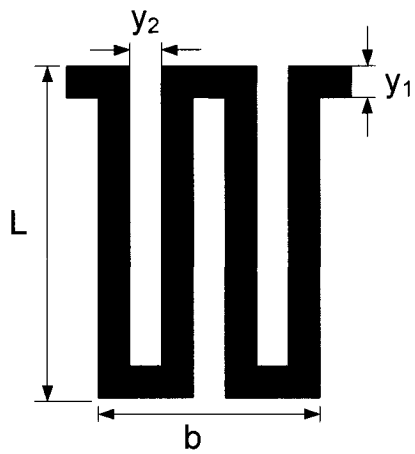


Figure 3.1 : Topologie de la couche de cuivre

Le passage d'un courant DC d'une intensité I, induit une hausse de chaleur par effet Joule.

La résistance R_S des serpentins se calcule à partir de la résistance par carré R du cuivre.

$$R_S=R_{\square}.N_{\square}=\frac{\rho}{t}.N_{\square} \tag{3.3}$$

où $R_{\square}$ est la résistivité par carré du métal, ρ la résistivité du métal, t son épaisseur et N le nombre total de carrés dans le serpentin. Le nombre de carrés dans le serpentin est :

$$N_{\square} = N_{lignes}.N_{\square/lignes}$$

$$N_{lignes} = \frac{b}{y_1+y_2}$$

$$N_{\square/lignes} = \frac{L}{y_1} + \frac{y_2}{y_1} \qquad (3.4)$$

Les carrés dans l'axe horizontal peuvent être négligés puisque $\frac{y_2}{y_1} = 1\square \frac{L}{y_1}$. D'où

$$N_{\square/lignes} = \frac{L}{y_1}.$$

En résumé la résistance du serpentin peut être estimée comme étant :

$$R_S = R_{\square}.\frac{b}{y_1+y_2}.\frac{L}{y_1} \qquad (3.5)$$

Soit I l'intensité du courant DC fourni aux lamelles, la puissance électrique dissipée par effet Joule dans les lamelles est :

$$P_S = R_S.I^2 = R_{\square}.\frac{b}{y_1+y_2}.\frac{L}{y_1}.I^2 = R_{\square}.\frac{S}{y_1(y_1+y_2)}.I^2 \qquad (3.6)$$

Où S est la surface des lamelles.

La puissance électrique fournie doit être suffisante pour élever suffisamment la température et produire la déflexion minimale requise. La température dépend de la hauteur de déflexion nécessaire pour les changements d'état qui est une fonction de la longueur du bilame et du recouvrement entre les bilames.

Dans ce chapitre, la température T_C nécessaire sera évaluée à 70°C. Les raisons de ce choix seront abordées dans le chapitre 5.

3.1.2 La conduction thermique

Lorsqu'il existe un gradient de température dans un corps, l'énergie est transférée de la région chaude vers la région froide. Ce transfert de chaleur se fait par conduction thermique. Le flux de chaleur par conduction est proportionnel au gradient de chaleur.

$$\Phi_{cond} = -kS\nabla T \quad [W] \tag{3.7}$$

où k est le coefficient de conductivité du matériau et s'exprime en W/(m.C).

Le signe négatif s'explique par le fait que le transfert de chaleur s'effectue vers la région la plus froide du système. . Le flux de chaleur est de direction perpendiculaire à celle du gradient de température.

Il est à préciser que dans ce chapitre Φ désigne aussi le flux surfacique qui est le flux par unité de surface ou densité de flux et s'exprime en W/m^2. Cependant, les unités et le contexte devraient aider à lever l'ambiguïté potentielle.

Soit une tranche, d'épaisseur dx, d'un mur de surface S (voir figure 3.2)

En régime transitoire, le bilan thermique peut s'écrire :

$$\Phi_x - \Phi_{x+dx} + \Phi_i = dmC_p \frac{dT}{dt} \tag{3.8}$$

avec : $\Phi_x = -kS\left(\frac{dT}{dx}\right)_x$

$\Phi_i = P_i Sdx$, le flux de chaleur créé par la source de puissance volumique P_i interne à l'élément de volume Sdx. La quantité P_i s'exprime en W/m^3.

dm la masse de la tranche. $dm = \rho Sdx$, ρ étant la masse volumique du matériau.

C_p la chaleur spécifique du matériau.

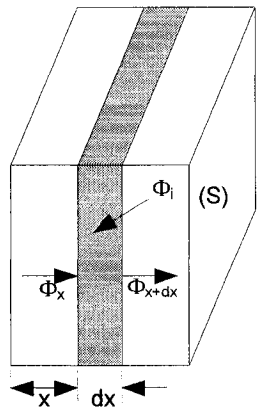


Figure 3.2 : Représentation des flux dans une tranche d'épaisseur dx

D'où :

$$-kS\left(\frac{dT}{dx}\right)_x + kS\left(\frac{dT}{dx}\right)_{x+dx} + P_i Sdx = \rho(Sdx)C_p\frac{dT}{dt} \tag{3.9}$$

En divisant les deux membres de l'équation par le terme (Sdx), l'équation (3.9) devient :

$$k\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + P_i = \rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \tag{3.10}$$

Cette équation peut être généralisée à un espace tridimensionnel en utilisant le système de coordonnées de la figure 3.3.

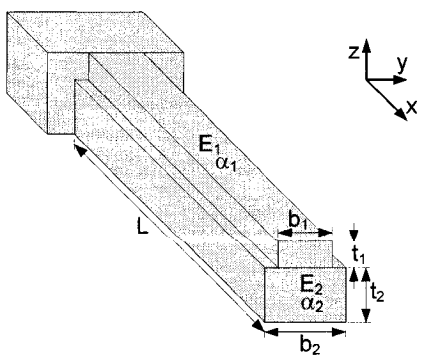


Figure 3.3 : Paramètres géométriques d'un bilame et système de coordonnées utilisé dans les équations.

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)+P_i=\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \quad [W/m^3] \tag{3.11}$$

3.1.3 La convection thermique

La convection se produit lorsque la surface d'un corps solide à température donnée est en présence d'un fluide de température différente. Le flux de chaleur surfacique lors de ce transfert de chaleur est proportionnel à cette différence de température.

$$\Phi_{conv}=h_{conv}.(T-T_{amb}) \quad [W/m^2] \tag{3.12}$$

où h_{conv} est le coefficient moyen de convection et s'exprime en $W/(m^2.C)$, T est la température du corps et T_{amb} la température du fluide, de l'air dans le cas des bilames. La valeur du coefficient dépend de la nature du fluide et du caractère naturel ou forcé de sa circulation. En convection naturelle, les mouvements du fluide sont générés par la variation de masse volumique due aux échanges de température. Le coefficient moyen de convection dépend de la gravité. Si l'on considère la surface supérieure du solide et que cette face est plus chaude que le fluide, le fluide (l'air par exemple) en contact avec la face devient plus chaud et s'élève, tandis que le fluide plus froid et donc plus lourd vient le remplacer. Dans ce cas de figure, la circulation du fluide est grande et la convection favorisée avec un coefficient élevé. Par contre, pour une face plus chaude que le fluide orientée vers le bas, la circulation de l'air n'est pas aussi grande, d'où un coefficient plus faible. Les conclusions sont bien sûr inversées si les faces du solide sont plus froides que le fluide.

Le tableau 3.1 fournit les valeurs du coefficient de convection pour dans un milieu rempli d'air. Le coefficient de convection peut varier énormément dépendamment du régime de transfert de chaleur. Dans le cadre de ce projet, le milieu est soumis à une convection naturelle. La valeur du coefficient sera supposée h_{conv} =15 $W/(m^2.C)$ sur la

face supérieure du bilame. Cette valeur est une hypothèse qui tient en compte le fait que l'air n'est pas totalement stagnant du fait de la climatisation par exemple.

Tableau 3.1 : Coefficients de convection de l'air et de l'eau(H_20) dans diverses conditions environnantes

Type de fluide	h_{conv} ($W/(m^2.C)$)
Air, convection naturelle	5-25
Air, convection forcée	10-500
Eau	100-15000
Eau bouillante	2500-25000

Il faut noter que dans une application spatiale, la convection n'existerait à moins de placer l'interrupteur dans un boîtier scellé hermétiquement. Toutefois, étant donné que les expérimentations n'ont pas été faites sous vide, il faut en tenir compte dans le cadre présent.

3.1.4 La radiation thermique

La radiation thermique représente le troisième mode de transfert de chaleur. Tous les corps émettent un rayonnement de type électromagnétique. Cette émission s'accompagne d'une baisse de l'énergie interne de ces corps. En matière thermodynamique, ceci se traduit par un dégagement de flux de chaleur.
Soit une surface de température T et un milieu ambiant de température T_{amb}, l'échange d'énergie surfacique peut s'écrire :

$$\Phi_{rad}=\varepsilon\sigma\left(T^4-T_{amb}^4\right) \quad [W/m^2] \tag{3.13}$$

Cette relation est communément appelée loi de Stefan-Boltzmann. σ représente la constante de Stefan-Boltzmann et ε est l'émissivité de la surface. L'émissivité est une

valeur numérique comprise entre 0 et 1. Les corps à émissivité égale à 1 sont dits noirs. À une température T, ce sont les corps qui émettent la plus grande chaleur et aussi qui en absorbent le plus.

3.2 Application des notions de transfert de chaleur au système des bilames en régime permanent

Tous les phénomènes décrits ci-dessus n'ont pas des effets du même ordre sur le mouvement des bilames. Il est important d'éliminer ceux qui sont négligeables dans le comportement des bilames. En partant de l'équation (3.11), l'équation complète qui décrit les échanges de chaleur du bilame est :

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)+P_i-\Phi_{pertes}=\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \qquad [W/m^3] \qquad (3.14)$$

avec $\Phi_{pertes}=\Phi_{conv}+\Phi_{rad}=h_{conv}A(T-T_{amb})+2\varepsilon\sigma A\left(T^4-T_{amb}^4\right)$.

La constante $A=\frac{S}{V}=\frac{L(b_1+b_2)}{L(b_1t_1+b_2t_2)}\approx 1/(t_1+t_2)$, avec $b_1\approx b_2$, est le rapport entre la surface de convection et de radiation et le volume du bilame puisque la puissance P_i est volumique.

Il faut noter que les phénomènes de convection et de radiation ont lieu à la surface du bilame. L'équation (3.14) n'est donc valable que pour les points à la surface du bilame. Pour les points intérieurs du bilame, il faut plutôt appliquer l'équation (3.11).

L'équation (3.14) se réécrit :

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right)-h_{conv}A(T-T_{amb})-2\varepsilon\sigma A\left(T^4-T_{amb}^4\right)+P_i=\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \qquad (3.15)$$

La résolution d'une telle équation requiert un traitement numérique et beaucoup d'efforts. De plus, l'objectif de ce chapitre est une estimation de la température du bilame plutôt que la détermination exacte de la température. Une simplification de l'équation est donc nécessaire. Les simplifications seront basées sur l'importance relative de chacun des termes de l'équation dans la détermination de la distribution de température du bilame.

3.2.1 Importance relative des phénomènes de radiation et de convection

Pour juger l'ordre de grandeur relatif des deux phénomènes thermiques, la notion de résistance thermique peut être utilisée. Tout comme dans un circuit électrique où la résistance électrique désigne le rapport entre le potentiel électrique et l'intensité du courant, la résistance thermique est définie comme le rapport entre le potentiel thermique et l'intensité de transfert de chaleur. La température représente le potentiel thermique et le flux de chaleur, l'intensité de transfert de chaleur.

De ce fait, dans un cas de convection la résistance thermique R_{THconv} est définie comme :

$$R_{THconv}=\frac{\Delta T}{\Phi_{conv}}=\frac{T-T_{amb}}{hS(T-T_{amb})}=\frac{1}{hS} \qquad [°C/W] \qquad (3.16)$$

Dans le cas des bilames, la surface S est approximativement égale à la surface supérieure de longueur L et de largeur b. Soit un bilame de dimensions 980 mils x 120 mils. En supposant un coefficient de convection h= 15 W/(m^2.C), R_{THconv} = 878 °C/W.

La résistance de radiation thermique est définie comme :

$$R_{THrad} = \frac{\Delta T}{\Phi_{rad}} = \frac{T - T_{amb}}{2\varepsilon\sigma S\left(T^4 - T_{amb}^4\right)} = \frac{1}{h_{rad}S} \tag{3.17}$$

Le coefficient h_{rad} dépend de la température. Soit T = 100°C, T_{amb} = 25 °C. La résistance de radiation est alors égale à R_{THrad} = 87520 °C/W avec une émissivité maximale $\varepsilon = 1$. En réalité, l'émissivité du bilame est probablement inférieure à cette valeur. Ainsi, le rapport entre les deux résistances thermiques est d'environ $\frac{R_{THrad}}{R_{THconv}} = 100$. Il faudrait une élévation de température 100 fois supérieure pour avoir des flux de convection et de radiation égaux. Pour cette raison, le flux de radiation est négligeable en comparaison du flux de convection.

3.2.2 Pertes de chaleur par conduction thermique

Comme mentionné, les phénomènes de convection et de radiation ont effet surtout en surface d'un corps solide. Une façon d'aborder ce fait est de diviser le problème en deux parties : une partie qui s'occupe des phénomènes de surface et une autre des phénomènes internes.

Le système thermique d'un bilame est composé d'une couche de cuivre d'épaisseur t_1 comprise entres les points P_1 et P_2, d'une couche de polyimide d'épaisseur t_2 comprise entre les points P_2 et P_3, d'une couche d'air entre P_3 et P_4 et du substrat de la ligne de transmission comprise entre les points P_4 et P_5 (voir figure 3.4). Les points P_1 à P_5 sont placés une tranche en z et leurs coordonnées x et y sont identiques. Les températures des points P_1 à P_5 sont respectivement T_1 à T_5. Entre la couche de polyimide et le substrat se trouve une couche d'air d'épaisseur t_3 du fait de la présence de languettes à l'extrémité des bilames. En réalité, la couche d'air n'est pas d'épaisseur constante puisque la languette imprime une courbure au bilame. De plus, lorsque le bilame défléchit, la couche d'air entre le bilame et le substrat devient plus épaisse.

Quant au substrat, comme il est large, il peut être considéré comme un réservoir thermique, i.e. $T_4 \approx T_5 \approx T_{amb}$.

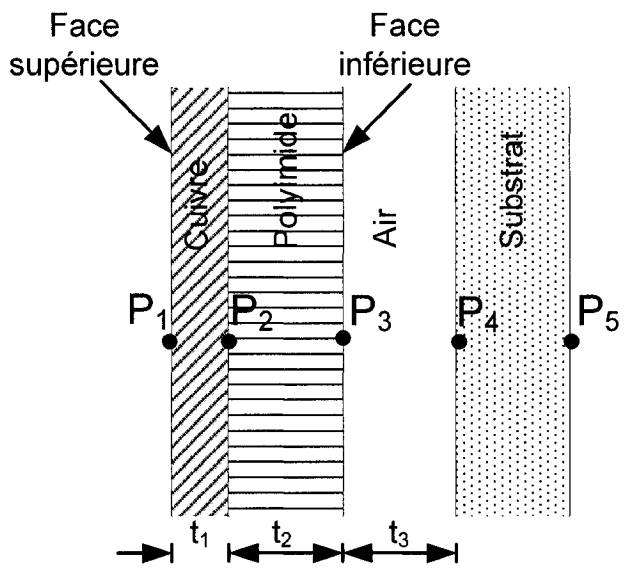


Figure 3.4 : Couches du système thermique d'un bilame

Toujours dans le but de simplifier l'équation, l'effet de la composante en z de la conduction est évalué dans cette section. Pour ce faire, la source de chaleur est considérée externe et chauffant la face supérieure. Dans un tel cas, la température en surface T_1 est d'abord déterminée en considérant les phénomènes de surface. Ensuite, les températures T_2 et T_3 sont déduites en ignorant l les phénomènes de surface qui n'ont évidemment pas effet sur les couches internes. Cette approximation est basée sur le constat que dans le bilame, la source de chaleur est extérieure à la couche de polyimide et dans la couche de cuivre, on s'attend intuitivement à ce que la température varie peu en profondeur dans la couche de cuivre.

Par ailleurs, dans la couche d'air représentée dans la figure 3.4, il y a un phénomène de convection qui n'est pas considéré. Il est moindre que celui qui se produit sur la face supérieure du cuivre. Dans un système soumis à la convection naturelle, l'essentiel de ce

phénomène se produit sur la face supérieure. En plus, la configuration du bilame ne permet pas une circulation optimale de l'air sur la face inférieure.

En régime permanent, la température de chaque point du bilame atteint l'équilibre et $\frac{\partial T}{\partial t} = 0$. Avec ces hypothèses, l'équation de chaleur se réduit à :

$$\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 T}{\partial z^2}\right) = 0 \tag{3.18}$$

Dans la figure 3.4, les points P_1 à P_5 ne diffèrent que par la coordonnée z. Puisque le rapport largeur sur épaisseur est très grand dans chaque couche, il est possible de négliger les variations de température en x et y dues à la conduction. L'équation (3.18) devient alors :

$$\frac{d^2 T}{dz^2} = 0 \tag{3.19}$$

Par conséquent, la température varie linéairement à l'intérieur de chaque couche et ainsi à l'intérieur de la couche de cuivre :

$$T(z) = T_1 - \frac{T_1 - T_2}{t_1} z \tag{3.20}$$

En régime permanent, le flux surfacique est constant à travers la structure multicouche:

$$\Phi = -k_1 \frac{dT}{dz} = k_1 \frac{T_1 - T_2}{t_1} = k_2 \frac{T_2 - T_3}{t_2} = k_3 \frac{T_3 - T_4}{t_3} \tag{3.21}$$

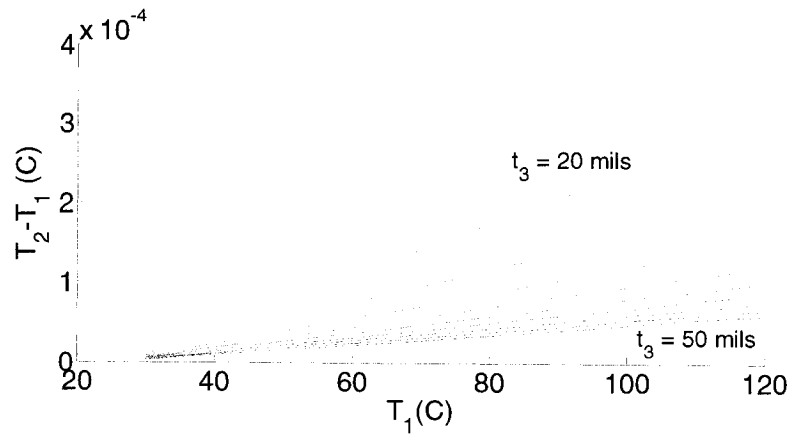
Soit $c_{k1} = \frac{k_2}{k_1}\frac{t_1}{t_2}$ et $c_{k2} = \frac{k_3}{k_2}\frac{t_2}{t_3}$. De l'équation (3.21), sont déduites les égalités :

$$T_2 = \frac{T_1 + c_{k1}T_3}{1+c_{k1}} = \frac{T_1 + \frac{c_{k1}c_{k2}}{1+c_{k2}}T_4}{1+c_{k1} - \frac{c_{k1}}{1+c_{k2}}}$$

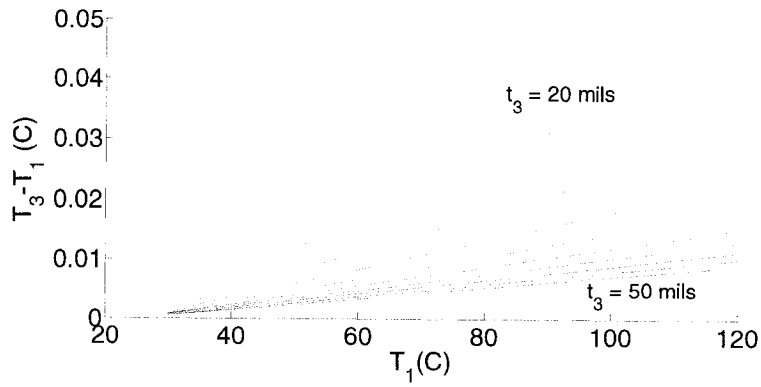
$$T_3 = \frac{T_2 + c_{k2}T_4}{1+c_{k2}} \qquad (3.22)$$

La figure 3.5 montre les variations de températures T_3 et T_2 en fonction de T_1 pour une couche d'air variant entre 20 mils et 50 mils. Les plus grandes variations surviennent avec la couche d'air minimale de 20 mils. Dans la couche de cuivre, la variation de la température est inférieure à 4.10^{-4}°C et dans la couche de polyimide à 0.05°C. Ces variations sont encore plus faibles pour une couche d'air plus épaisse. Les températures peuvent donc être considérées constantes dans le bilame peu importe la profondeur dans la couche.

L'essentiel de la transition de température entre T_1 et la température ambiante se fait dans la couche d'air qui entoure le bilame. Cette variation de température de l'air environnant le bilame résulte d'un transfert d'énergie notamment par conduction. Le calcul du flux de chaleur de l'équation (3.21) permet d'évaluer la chaleur transférée dans l'air. La figure 3.6 illustre les variations du flux en fonction de la température T_1 pour des couches d'air d'épaisseur t_3 comprise entre 20 mils et 50 mils. Le flux de chaleur dissipé diminue lorsque la couche d'air croit. Par extrapolation, on pourrait conclure que sur la face supérieure du bilame puisque la couche d'air est infinie, peu de chaleur est dissipée par conduction.



(a)



(b)

Figure 3.5 : (a) Variation de la température T_2 en fonction de T_1. (b) Variation de la température T_3 en fonction de T_1.

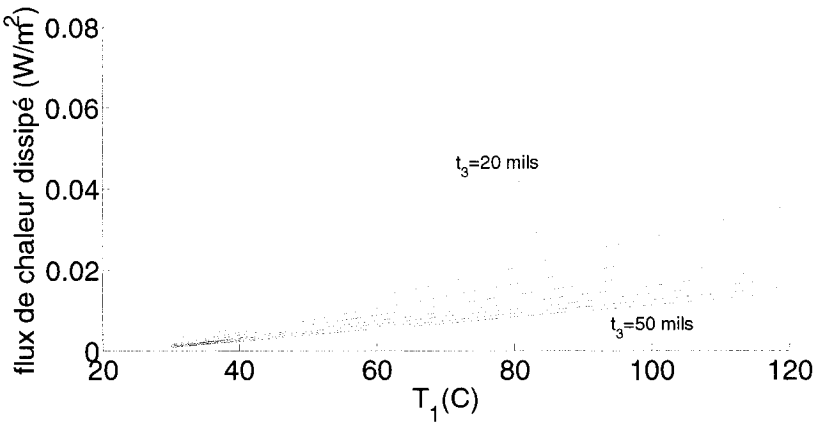


Figure 3.6 : Variation du flux de chaleur dissipé dans l'air en fonction de T_1.

Au final, la composante en z de la conduction n'est pas importante pour évaluer la température du bilame puisque celle-ci est pratiquement constante suivante cet axe aussi bien dans la couche de cuivre que dans la couche de polyimide. Toutefois, elle est indispensable pour estimer la chaleur transférée par conduction dans l'air P_{cond} lorsqu'elles sont importantes. Pour des températures inférieures à 120°C, cette chaleur demeure inférieure à $0.08 W/m^2$. Il est nécessaire de faire une évaluation de la puissance d'activation requise pour connaître l'importance relative de cette chaleur qui réchauffe l'air environnant. Si elle est importante, une façon de simplifier le problème est d'évaluer P_{cond} et de le soustraire à la puissance P_i d'activation du bilame tout en prenant soin d'éliminer la composante en z du flux de chaleur par conduction. Même si P_{cond} a été évalué en régime permanent, cette valeur peut être un bon indicateur de la puissance dissipée en régime transitoire.

La nouvelle équation à résoudre pour caractériser le bilame est :

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}\right)-h_{conv}A(T-T_{amb})+(P_i-P_{cond})=\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \qquad (3.23)$$

3.2.3 Profil de température dans le plan (x,y)

L'analyse du profil de température dans le plan (x,y) permet de connaître la variation de température dans ce plan et la température moyenne du bilame. Dans le chapitre 2 sur l'analyse mécanique, les calculs ont été faits en assumant une température homogène dans le plan (x,y).

La variation de température dans le plan (x,y) peut se faire en régime stationnaire en réduisant l'équation (3.23) à :

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}\right)-h_{conv}A(T-T_{amb})+(P_i-P_{cond})=0 \qquad [W/m^3] \tag{3.24}$$

Où $A \approx 1/(t_1+t_2)$

Des méthodes numériques permettent de résoudre une telle équation. La méthode privilégiée est une résolution directe par éléments finis [47]. Ainsi, une discrétisation de la surface (x,y) se fait. Les pas de discrétisation sont h_x sur l'axe x et h_y sur l'axe y (figure 3.7). Les indices $i_{x,y}$ représentent l'indice des lignes de discrétisation en x et y respectivement. Le nombre de lignes est N_x en x et N_y en y.

On supposera que les extrémités du bilame ont une température constante T_{amb}. Soit la variable de température normalisée $u(x,y) = T(x,y) - T_{amb}$.

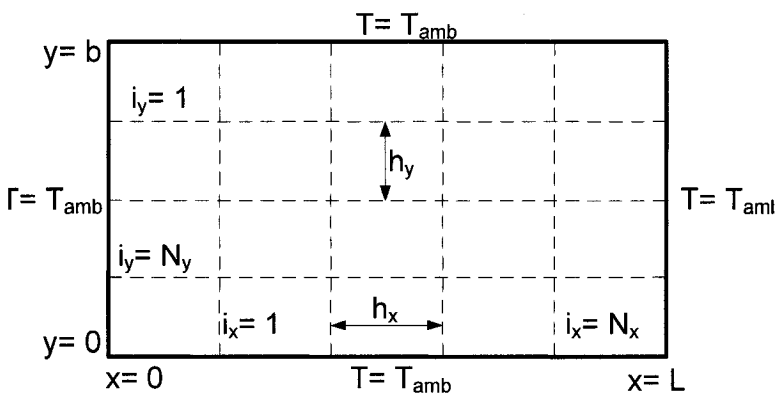


Figure 3.7 : Discrétisation du bilame

Les dérivées par rapport à x sont telles que :

$$\begin{aligned}
&\frac{\partial T(i_x=1)}{\partial x} = \frac{T(i_x=1)-T_{amb}}{h_x} = \frac{u(i_x=1)}{h_x} = \frac{\partial u(i_x=1)}{\partial x} \\
&\frac{\partial T(i_x=2)}{\partial x} = \frac{T(i_x=2)-T(i_x=1)}{h_x} = \frac{u(i_x=2)-u(i_x=1)}{h_x} = \frac{\partial u(i_x=2)}{\partial x} \\
&\vdots \\
&\frac{\partial T(i_x=N_{x+1})}{\partial x} = \frac{T_{ref}-T(i_x=N_x)}{h_x} = \frac{-u(i_x=N_x)}{h_x} = \frac{\partial u(i_x=N_{x+1})}{\partial x}
\end{aligned} \tag{3.25}$$

Ainsi :

$$T=\begin{bmatrix} T(1_x) \\ T(2_x) \\ \vdots \\ T(N_x) \end{bmatrix},\quad u=\begin{bmatrix} u(1_x) \\ u(2_x) \\ \vdots \\ u(N_x) \end{bmatrix} \text{ et } \frac{\partial u}{\partial x} \approx \frac{1}{h_x} D_x u \text{ avec } D_x = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

Par ailleurs, il est démontré que:

$$\frac{\partial^2 T}{\partial x^2} = \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} \approx -\frac{1}{h_x^2} D_x^T D_x u = -\frac{1}{h_x^2} Q_x u \tag{3.27}$$

où D_x^T est la transposée de la matrice D_x.

Étant donné que les conditions au frontière en y sont semblables à celle en x, la matrice de dérivées en y serait $D_y = D_x$ et $\frac{\partial^2 T}{\partial y^2} = \frac{\partial^2 u}{\partial y^2} \approx -\frac{1}{h_y^2} D_y^T D_y u = -\frac{1}{h_y^2} Q_y u$.

La généralisation bidimensionnelle dans le plan (x,y) se fait en déroulant les matrices T et u. Ainsi, la matrice u se présente comme :

$$u = \begin{bmatrix} u_{1,1} \\ u_{2,1} \\ \vdots \\ u_{Nx,1} \\ u_{1,2} \\ \vdots \\ u_{Nx,Ny} \end{bmatrix} \tag{3.28}$$

avec $u_{ix,iy}$ la température normalisée de la i_x^{e} ligne en x et de la i_y^{e} ligne en y.

Les matrices de dérivées en 2D sont telles que :

$$\begin{aligned} D_{2Dx} &= D_x \otimes I_{Ny} \\ D_{2Dy} &= I_{Nx} \otimes D_y \\ Q_{2Dx} &= D_{2Dx}^T D_{2Dx} \\ Q_{2Dy} &= D_{2Dy}^T D_{2Dy} \end{aligned} \tag{3.29}$$

où I_N est la matrice identité de taille N x N et $C \otimes D$ représente le produit de Kronecker entre les matrices C et D.

L'équation (3.24) se réécrit alors :

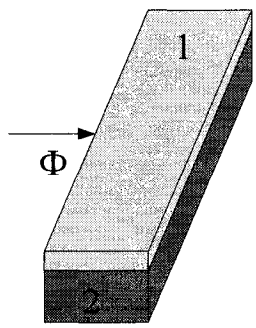
$$-k\left(\frac{1}{h_x^2}Q_{2Dx} + \frac{1}{h_y^2}Q_{2Dy}\right).u - h_{conv}Au + \left(P_i - P_{cond}\right)U_{Nx\,.\,Ny} = 0 \tag{3.30}$$

Où $U_N = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{pmatrix}$ est le vecteur d'éléments unitaires de taille N x 1.

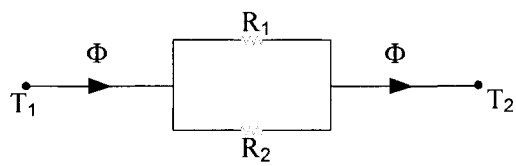
Par conséquent,

$$u = (P_i - P_{cond}) U_{Nx.Ny} \cdot \left(k \left(\frac{1}{h_x^2} Q_{2Dx} + \frac{1}{h_y^2} Q_{2Dy} \right) + h_{conv} A I_{Nx.Ny} \right)^{-1} \quad (3.31)$$

La principale limite de cette méthode réside dans l'évaluation du coefficient de conductivité thermique k. Dans l'équation, le matériel est considéré uniforme. La valeur de la conductivité thermique k devrait par conséquent prendre en compte aussi bien celle du cuivre que celle du polyimide en dessous du cuivre. Les coefficients de conductivité du cuivre, du polyimide et de l'air sont respectivement k_1= 395 W/ (m.C), k_2 = 0.37 W/ (m.C). Le concept des résistances thermiques peut être utilisé pour estimer k.



(a)



(b)

Figure 3.8 : (a) Représentation des deux couches du bilame (b) Circuit thermique équivalent du bilame.

Φ étant le flux par conduction, les résistances thermiques sont telles que :

$$R_1 = \frac{L}{k_1 t_1 b}$$

$$R_2 = \frac{L}{k_2 t_2 b} \qquad (3.32)$$

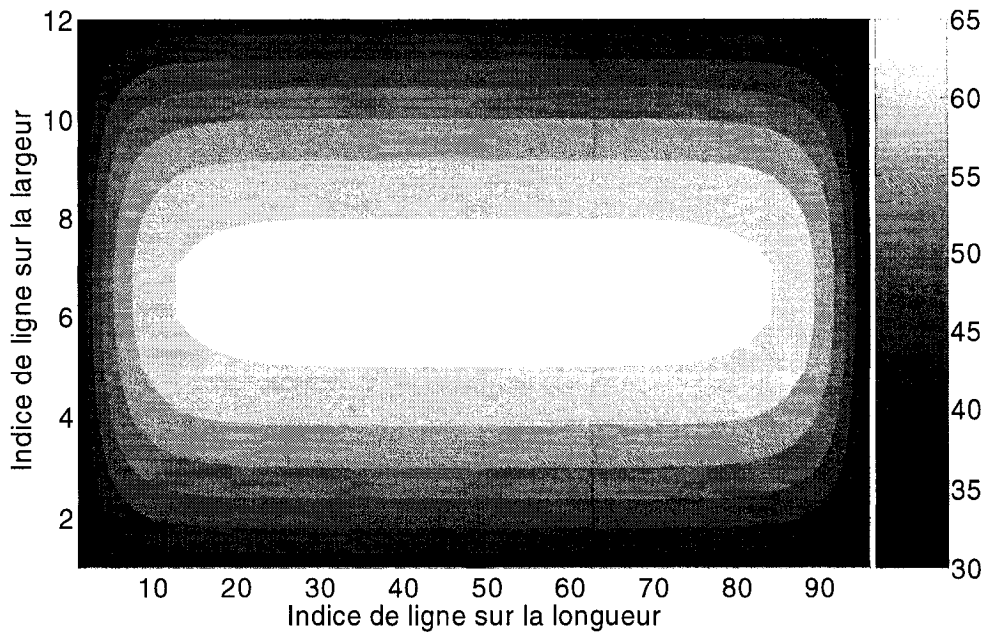
La résistance équivalente R est telle que :

$$R = \frac{T_2 - T_1}{\Phi} = \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^{-1} = \frac{L}{k(t_1 + t_2)b}$$

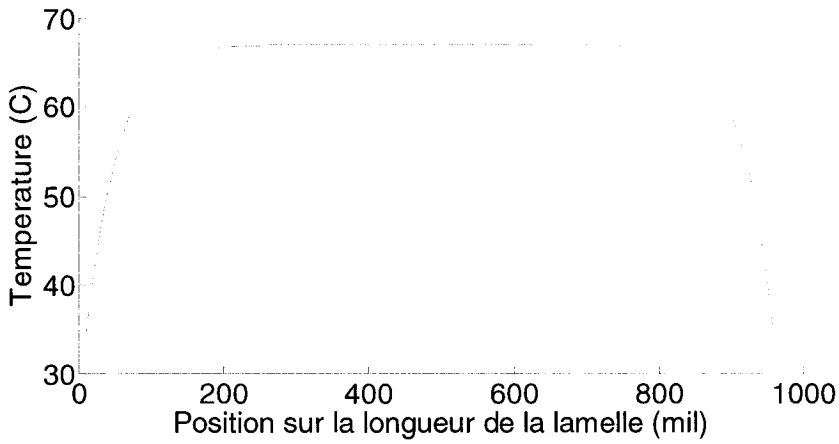
D'où :

$$k = \frac{L}{R(t_1 + t_2)b} \qquad (3.33)$$

Les figures 3.9 et 3.10 montrent les résultats obtenus pour L = 980 mils, b = 120 mils et des puissances d'activation de 2W et 3W. La chaleur réchauffant l'air par conduction est négligée en premier lieu. Le coefficient de conductivité thermique équivalent est 48.83 W/(m.°C). Le coefficient de convection de l'air h_{conv} est fixé à 15 W/(m^2.°C). La figure 3.11 montre la photographie du profil thermique du bilame pour une tension d'activation de 2W. La photographie a été prise grâce à une caméra Flir Thermovision® A40 de marque American Infrared.

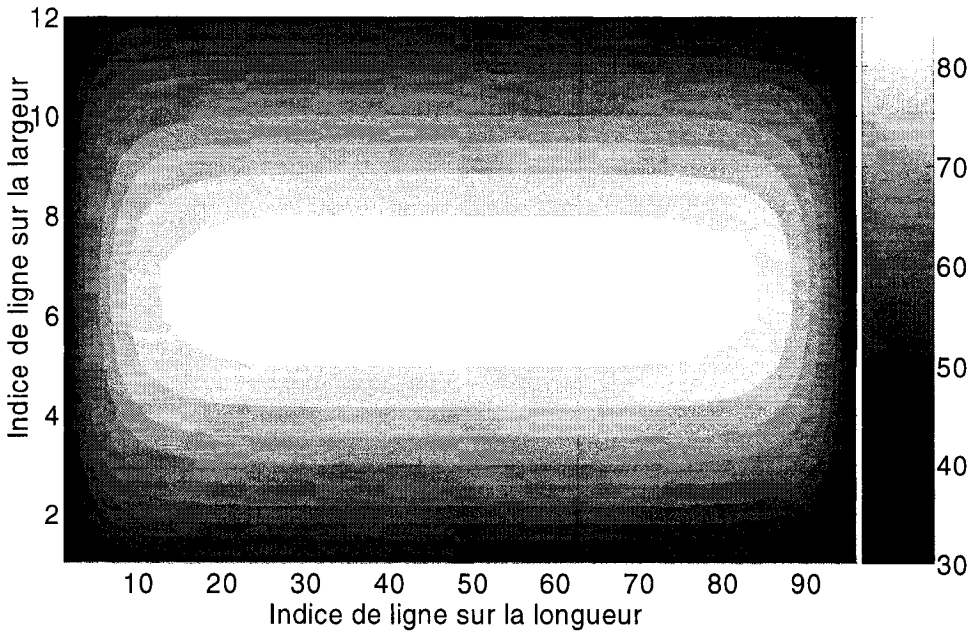


(a)

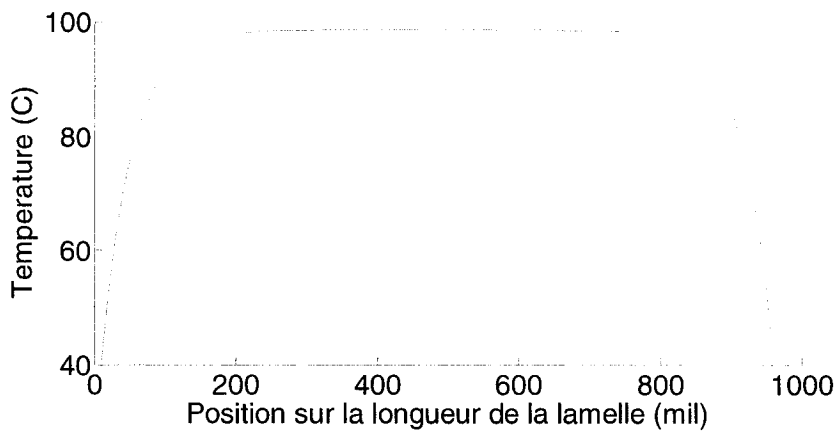


(b)

Figure 3.9 : Puissance de chauffage de 2W(a) Lignes isothermes sur le bilame chauffé en régime permanent. (b) Température le long de la longueur du bilame à y = b/2.



(a)



(b)

Figure 3.10 : Puissance de chauffage de 3.5W (a) Lignes isothermes sur le bilame chauffé en régime permanent. (b) Température le long de la longueur du bilame à y = b/2

Figure 3.11 : Photographie du profil thermique du bilame pour une tension d'activation de 2 V.

Les pertes de conduction sont négligeables parce qu'en se rapportant à la figure 3.6, les températures atteintes pour les puissances de 2W et 3.5W sont inférieures à 100 °C. De ce fait, les pertes sont inférieures à 0.01W soit à peine 1% de la puissance d'activation. Pour cette raison, les pertes seront négligées.

Par ailleurs, en comparant la photographie du profil de température pour la puissance de 2W, la température maximale atteinte avec la théorie est 67°C comparativement à 64.8°C mesurée. Le modèle théorique reflète donc les mesures. Toutefois les distributions de température sont différentes. Ainsi, dans les mesures, le profil n'est pas symétrique sur le bilame et la température sur les rebords du bilame sont plutôt proches de 30°C. L'approximation demeure quand même suffisante pour les besoins.

La température d'activation moyenne du bilame pour atteindre la déflexion critique est estimée à $T_C = 70$ °C. Par conséquent, une puissance de 2W ne serait pas suffisante pour atteindre cette température. Par itération, on trouve que la puissance minimale pour

atteindre cette température moyenne est égale à 3.2W. La puissance d'activation sera égale à 3.5W pour la suite du chapitre.

3.3 Application des notions de transfert de chaleur au système des bilames en régime transitoire

L'analyse en régime permanent permet de connaître la distribution de température dans le plan (x,y), les pertes de chaleur éventuelles du bilame et la puissance d'activation nécessaire. Toutefois, l'opération des bilames lors des changements d'état se fait dans le régime transitoire.

3.3.1 Analyse de la variation de la température lors du chauffage

Tout comme dans la section précédente, une discrétisation est faite. Le pas de discrétisation est ici h_t. À l'équation (3.30), s'ajoute le terme de variation dans le temps. De plus, les nouvelles matrices discrétisées ont trois dimensions x, y et t. L'équation à résoudre devient :

$$-k\left(\frac{1}{h_x^2}Q_{3Dx}+\frac{1}{h_y^2}Q_{3Dy}\right).u-h_{conv}u+P_iU_{Nx\,.\,Ny\,.\,Nt}=\rho C_p\frac{1}{h_t}D_tu \qquad (3.34)$$

où ρ est la masse volumique du bilame, C_p sa chaleur spécifique, $U_{Nx\,.\,Ny\,.\,Nt}$ est le vecteur de taille $N_x.N_y.N_t$x1 éléments unitaires et

$$Q_{3Dx}=D_{3Dx}^T.D_{3Dx}$$
$$Q_{3Dy}=D_{3Dy}^T.D_{3Dy}$$
$$D_{3Dt}=D_t\otimes I_{Nx\,.\,Ny}$$

avec :

$$D_{3Dx}=I_{Nt}\otimes D_{2Dx}$$
$$D_{3Dy}=I_{Nt}\otimes D_{2Dy}$$

et

$$D_t = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

La matrice D_t telle qu'écrite suppose l'hypothèse que tout le bilame est à une température constante égale à T_{amb} à t = 0.

Par conséquent :

$$u = P_i U_{Nx\,.\,Ny\,.\,Nt} \cdot \left(k \left(\frac{1}{h_x^2} Q_{3Dx} + \frac{1}{h_y^2} Q_{3Dy} \right) + h_{conv} I_{Nx\,.\,Ny\,.\,Nt} + \rho C_p \frac{1}{h_t} D_t u \right)^{-1} \qquad (3.35)$$

$I_{Nx\,.\,Ny\,.\,Nt}$ étant la matrice identité de taille $N_x.N_y.N_t$ x $N_x.N_y.N_t$.

Dans cette équation, le terme de croissance temporel ρC_p représente la capacité du bilame à stocker de la chaleur. Il sera simplement assumé égal à la capacité de chacun des matériaux et $\rho C_p = \rho_1 C_{p1} + \rho_2 C_{p2}$. La figure 3.12 présente les résultats théoriques et mesurés grâce à la caméra thermique.

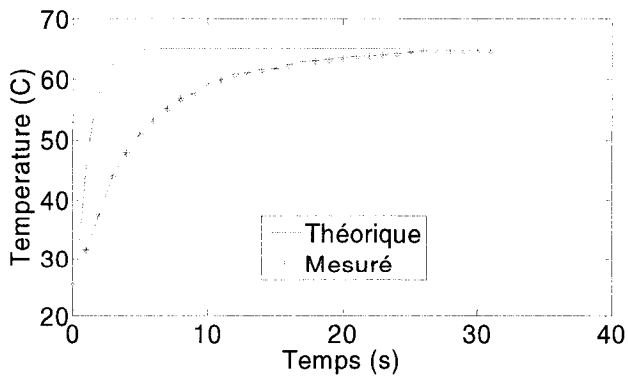


Figure 3.12 : Variation de température dans le temps au centre du bilame lors du chauffage du bilame avec une puissance de 2W.

Même si les températures en régime permanent concordent, les variations en régime transitoire sont sensiblement différentes. Ainsi, dans le modèle théorique, il faut à peine 2s pour atteindre 60 °C contrairement à 10s avec les mesures. Tout se passe dans les mesures comme si le bilame montrait une capacité à emmagasiner la chaleur supérieure à celle que suppose la masse physique de ses couches. Ceci peut s'expliquer partiellement par le substrat. En effet, il n'a pas été considéré dans la masse du système. Il est possible qu'il absorbe une partie non négligeable de la chaleur du système ce qui aurait comme conséquence de ralentir le réchauffement du système tout comme observé dans les mesures. L'approximation $\rho C_p = \rho_1 C_{p1} + \rho_2 C_{p2}$ est certainement problématique.

3.3.2 Analyse de la variation de la température lors du refroidissement

Le profil final de température dans le plan (x,y) lors du chauffage est la condition initiale du refroidissement. L'équation à résoudre est :

$$k\left(\frac{\partial^2 T}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 T}{\partial y^2}\right)-h_{conv}.(T-T_{amb})=\rho C_p\frac{\partial T}{\partial t} \tag{3.36}$$

Pour tenir compte de la condition de température initiale dans le plan (x,y) non uniforme, il n'est pas possible d'utiliser des matrices comme dans la section précédente. Une résolution dans le plan (x,y) à chacun des instants discrétisés $t_i = i.h_t$ a été utilisé. Ainsi la matrice à résoudre est :

$$-k\left(\frac{1}{h_x^2}Q_{2Dx}+\frac{1}{h_y^2}Q_{2Dy}\right).u_i - h_{conv}u_i = \rho C_p\frac{1}{h_t}(u_i-u_{i-1}) \tag{3.37}$$

D'où :

$$u_i = \rho C_p\frac{1}{h_t}u_{i-1}\cdot\left(k\left(\frac{1}{h_x^2}Q_{2Dx}+\frac{1}{h_y^2}Q_{2Dy}\right)+h_{conv}I_{Nx.Ny}+\rho C_p\frac{1}{h_t}I_{Nx.Ny}\right)^{-1} \tag{3.38}$$

Avec $i \geq 1$ et u_0 égal au profil final de chauffage.

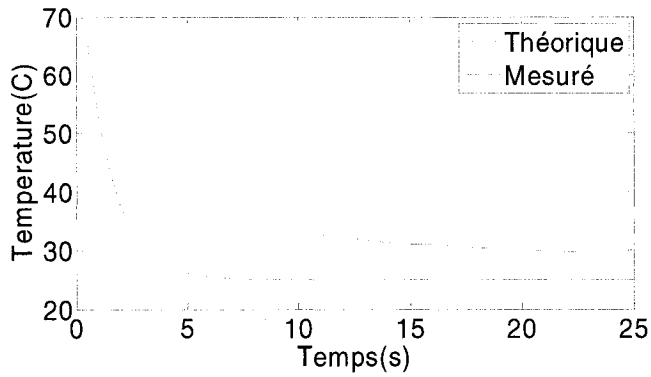


Figure 3.13 : Variation de température dans le temps au centre du bilame lors du refroidissement du bilame.

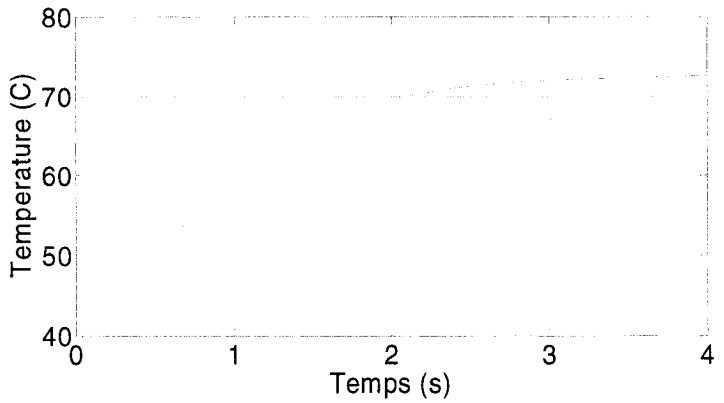
Les observations sont semblables à celles du chauffage. Par ailleurs, le bilame semble trouver un équilibre aux alentours de 30 °C. Il semble nécessaire d'attendre plus longtemps pour que la température rejoigne réellement la température ambiante. En considérant la constante de temps τ = 7s où la température atteint 40 °C soit 37% de la variation maximale de température, il faudrait attendre 5 τ = 35s pour réellement atteindre la température d'équilibre Il est aussi possible que la température de la surface de montage du système ne soit pas égale à la température ambiante.

Malgré les limites du modèle élaboré, il sera utilisé pour donner les valeurs initiales de temps d'activation. Ils seront ajustés en laboratoire pour un meilleur fonctionnement des bilames.

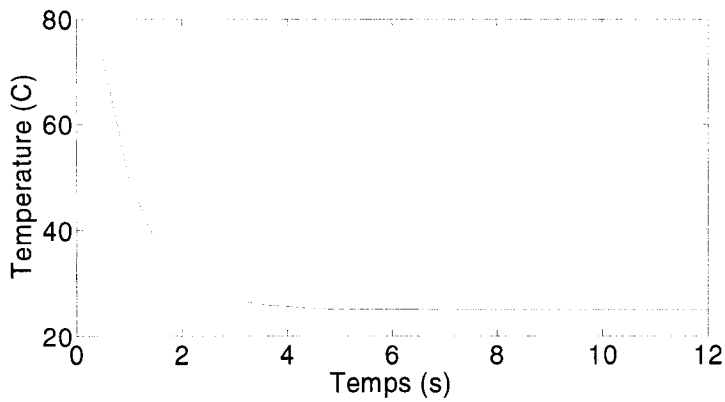
3.3.3 Analyse des durées d'activation des bilames

La puissance d'activation dans cette section est P = 3.5W. Les durées calculées ici sont des durées minimales qui permettent aux bilames d'atteindre les déflexions critiques calculées dans le chapitre 2.

À partir de la figure 3.14, les temps nécessaires à la réalisation des phases de chauffage et de refroidissement des bilames peuvent être déterminés.



(a)



(b)

Figure 3.14 : Variation dans le temps de la moyenne de température du bilame. (a) Chauffage. (b) Refroidissement.

Il en ressort que le temps nécessaire au bilame pour atteindre la température moyenne T_C= 70°C est environ $t_{chauffe}$ = 2s. Le temps pour revenir à la température ambiante à partir de la température moyenne de 70°C est approximativement $t_{refroidi}$ = 6s.

3.4 Conclusion du chapitre

Ce chapitre a exposé le comportement thermique du bilame. Grâce à l'approche pratique, il est maintenant possible d'estimer le temps nécessaire à la réalisation d'un cycle complet de l'interrupteur. Toutefois, ce modèle théorique n'est pas précis comme le montre la photographie thermique.

Le chapitre 4 explore les lignes de transmission qui pourraient accueillir l'interrupteur thermique.

CHAPITRE 4 - Réalisations et intégration sur système électrique de l'interrupteur

Dans les chapitres précédents, le fonctionnement des actionneurs a été présenté des points de vue mécanique et thermique. Toutefois, pour concevoir un interrupteur, il faut s'assurer que ces actionneurs sont compatibles avec les systèmes électriques sur lesquels ils sont censés être montés. Ce chapitre présente des lignes de transmission sur lesquelles peuvent être intégrés les actionneurs électromécaniques proposés. Par ailleurs, quelques autres pièces sont aussi nécessaires pour garantir le fonctionnement adéquat des interrupteurs. Ces pièces sont présentées tout comme les techniques utilisées pour les assembler avec les actionneurs et les lignes de transmission.

4.1 Lignes de transmission

Les lignes de transmission les plus appropriées pour intégrer les bilames sont les lignes coplanaire et microruban. Le logiciel ADS Momentum [46] permet de simuler les configurations afin de prédire leurs performances. Dans cette section, l'assemblage de même que les mesures des lignes ne sont pas abordés.

4.1.1 La ligne coplanaire

Deux configurations d'interrupteur ont été envisagées avec la ligne coplanaire. La première est un interrupteur en série et la deuxième en est un en parallèle. A priori, l'une et l'autre de ces configurations devraient conduire à un interrupteur ayant de bonnes performances sur une large bande de fréquence Les performances électriques sont jugées grâce aux pertes d'insertion en état ON et à l'isolation en état OFF

La ligne coplanaire a été conçue pour une impédance caractéristique de 75Ω avec w_L = 140 mils et w_G = 20 mils (voir figure 4.1). L'impédance de la ligne est essentiellement définie par les caractéristiques électriques des différentes couches (voir tableau 4.1). Le choix de l'impédance caractéristiques de 75 Ω est dû aux restrictions qu'impose le procédé de fabrication. En effet, pour la même la largeur de ligne w_L = 140 mils, il faut une largeur de fente w_G = 5 mils en dessous des capacités de fabrication. Il faut une largeur de ligne minimale w_L = 200 mils pour obtenir une largeur de 6 mils égale à la résolution minimale de la fabrication. Avec cette résolution, des perfections pourraient être créées et l'impédance de la ligne ne serait pas garantie. Il faudrait une largeur de ligne de 250 mils pour une largeur de fente de 7 mils et garantir l'impédance. Pour cette raison, l'impédance de la ligne a été plutôt choisie égale à 75 Ω. Lors des mesures, il est important de calibrer les instruments de mesure en fonction de cette impédance
Il est important que la largeur de ligne soit suffisante pour permettre un éventuel contact comme dans les configurations qui sont décrites plus bas (section 4.1.1.2). Par ailleurs, il est à noter que pour rendre la ligne plus rigide, de la mousse de polystyrène a été collée au substrat. Le matériel flexible lorsqu'il n'est pas tendu se prête mal aux systèmes d'interrupteur désirés. Ceci a une influence négligeable sur l'impédance de la ligne.

Tableau 4.1 : Caractéristiques du matériel utilisé pour les lignes coplanaires

	Matériau	Permittivité électrique	Conductivité (S/m)	Pertes diélectriques tan(δ)	Épaisseur (mil)
Conducteur	Cuivre	N/A	$5.8.10^7$	N/A	0.7
Substrat	Polyimide	3.4	N/A	$2.6.10^{-3}$	5

4.1.1.1 Configuration série

Dans cette configuration (voir figure 4.1), les états ON et OFF sont tels que :

- dans l'état OFF, la ligne coplanaire représente un circuit ouvert en série avec deux segments de la ligne centrale séparés par une fente. L'isolation dans l'état OFF est essentiellement définie par la longueur de la fente g.
- dans l'état ON, grâce à l'activation thermique, les bilames viennent insérer un matériel conducteur qui permet le contact entre les deux segments de ligne conductrice.

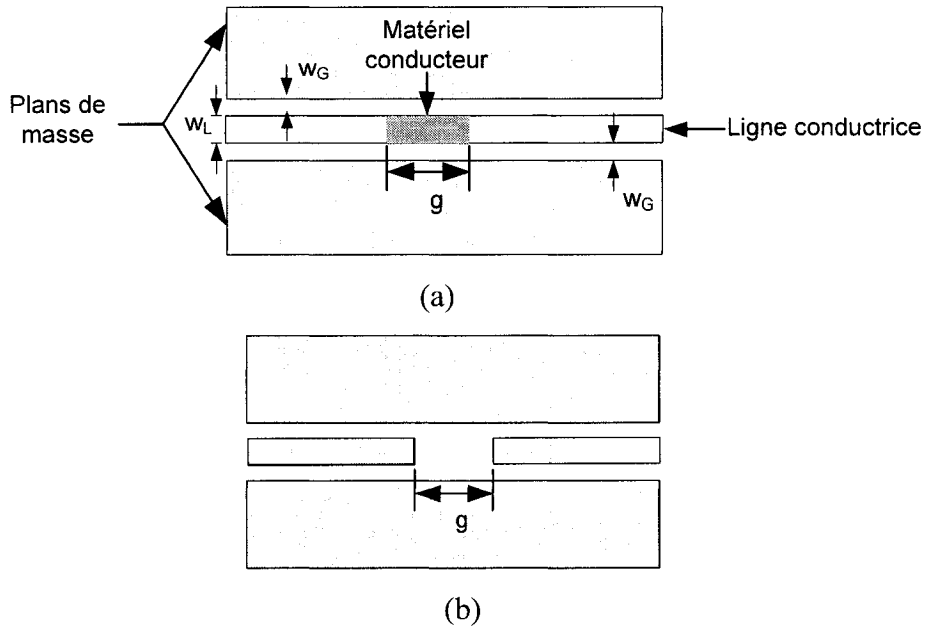


Figure 4.1: Illustration de la ligne coplanaire. (a) État ON. (b) État OFF

La principale limite potentielle de cette configuration est le contact entre le matériel conducteur et la ligne conductrice. Étant donné la flexibilité des bilames utilisés comme actionneurs, il n'est pas évident que le matériel conducteur touche la ligne. Le chapitre 5 investiguera l'effectivité du contact.

La figure 4.2 évalue l'isolation dépendamment de la longueur de la fente g. A priori, la fente g devrait être petite puisque lorsque g croit, plus difficile devrait être le contact

Avec g = 50 mils, l'isolation est supérieure à 10 dB et ceci semble être un bon compromis.

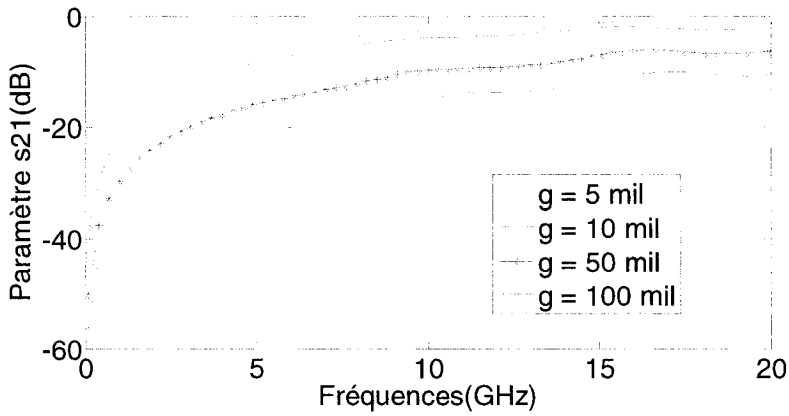


Figure 4.2 : Isolation de la ligne en fonction de la longueur de la longueur de fente g

4.1.1.2 Configuration parallèle

Sur une ligne coplanaire la masse est sur le même plan que la ligne conductrice. Cette caractéristique se prête bien à la réalisation d'un interrupteur parallèle. Dans cette configuration, les états ON et OFF sont conçus tels que :

- dans l'état ON, la ligne coplanaire est laissée telle quelle sans aucun élément additionnel.
- dans l'état OFF, un court-circuit est établi entre la ligne conductrice et les plans de masse de la ligne coplanaire. Comme le montre la figure 4.3, le court-circuit peut être réalisé avec un seul ou les deux plans de masse. Les simulations permettent d'évaluer les performances possibles avec chaque configuration.

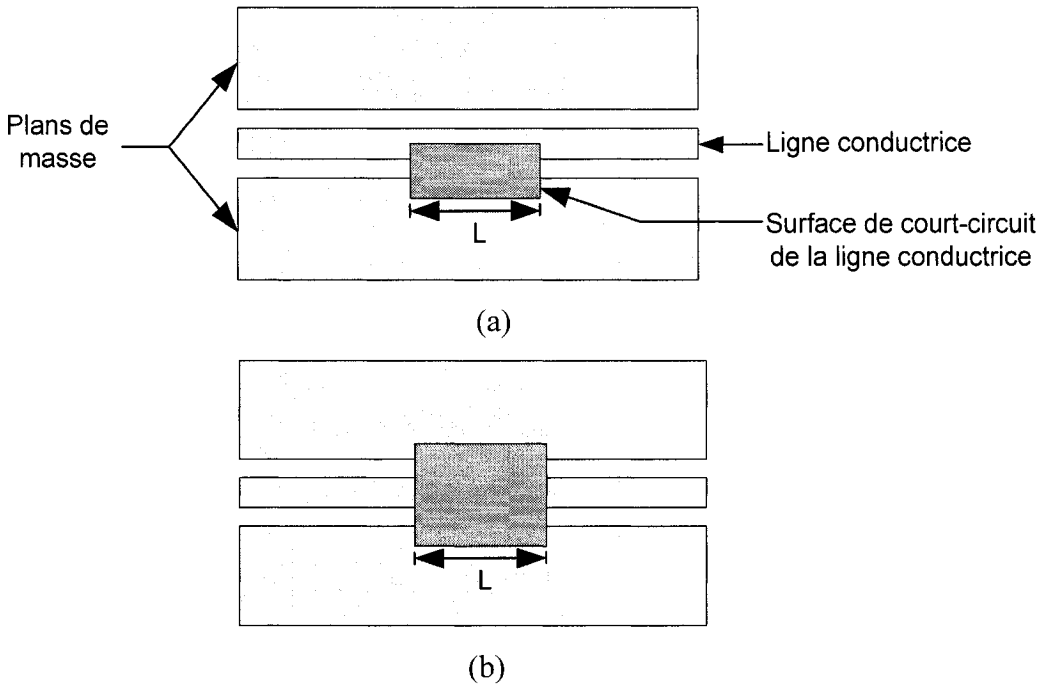


Figure 4.3 : Schéma d'illustration de la configuration parallèle de ligne coplanaire avec l'interrupteur dans l'état OFF. (a) court-circuit sur un seul plan de masse (b) court-circuit sur les deux plans de masse.

Avec un court-circuit sur un plan de masse, les simulations par ADS Momentum montrent que l'isolation de la ligne n'est supérieure à 10 dB sur aucune bande de fréquence supérieure à 3 GHz peu importe la largeur du court-circuit entre 40 et 400 mils (figure 4.4). Le court-circuit sur un seul plan de masse semble donc être mal adapté à un interrupteur large bande. Il existe d'autres mécanismes de guide sur la portion court-circuitée de la ligne.

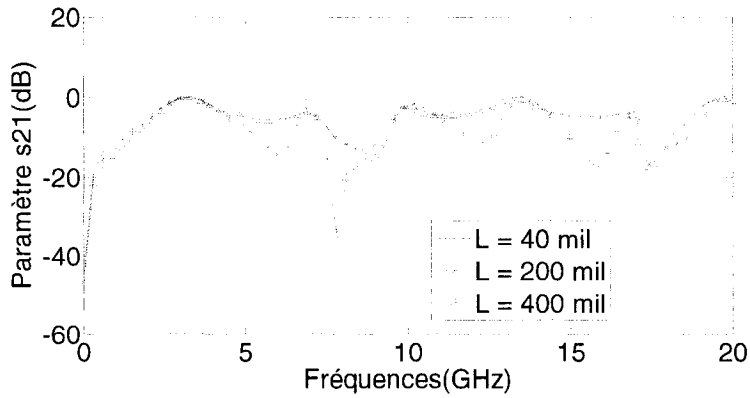


Figure 4.4 : Isolation de la ligne pour un court-circuit sur un seul plan de masse

Par contre, avec un court-circuit sur les deux plans de masse, l'isolation s'améliore sensiblement lorsque la longueur L croit. Le court-circuit sur les deux plans de masse procure de meilleures performances simulées (figure 4.5). Pour cette configuration, un court-circuit avec L = 200 mil donne une isolation d'au moins 20 dB sur une bande de fréquence supérieure à 20 GHz.

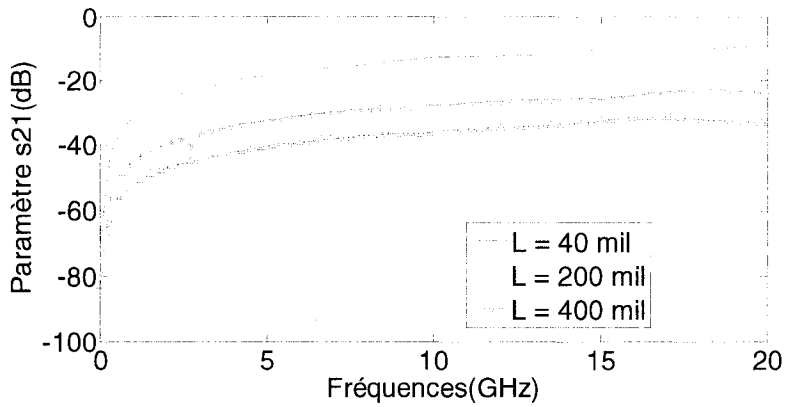


Figure 4.5 : Isolation de la ligne coplanaire court-circuitée sur les deux plans de masse.

4.1.2 La ligne microruban

La ligne microruban représente une autre alternative pour construire l'interrupteur. Cependant, contrairement à la ligne coplanaire, la masse du circuit ne se trouve pas dans le plan que la ligne conductrice. De ce fait, il est plus difficile de concevoir un système pouvant court-circuiter la ligne. Cependant, en ajoutant une jonction en T à la ligne principale, il est possible d'intégrer le système d'interrupteur conçu (voir figure 4.6). Contrairement aux applications avec la ligne coplanaire, cette configuration est à bande étroite pour des raisons qui seront exposées plus tard.

Les paramètres essentiels des matériaux utilisés pour fabriquer les lignes sont indiqués dans le tableau 4.2. Les lignes sont conçues pour une impédance caractéristique de 50 Ω à f = 10 GHz avec une largeur w_1 = 60 mils.

Même si ce cas n'a pas été traité, il est possible de faire un interrupteur en série avec la ligne microruban. Un tel interrupteur aurait les mêmes limites que l'interrupteur en série avec la ligne coplanaire.

Tableau 4.2 : Caractéristiques du matériel utilisé pour les circuits

	Matériau	Conductivité (S/m)	Pertes diélectriques tan(δ)	Permittivité électrique	Épaisseur (mil)
Conducteur	Cuivre	$5.8.10^7$	N/A	N/A	0.7
Substrat	Rogers RT/5880	N/A	Min : $0,4.10^{-3}$ Max : $0,9.10^{-3}$	2.2	20

4.1.2.1 Jonction en T

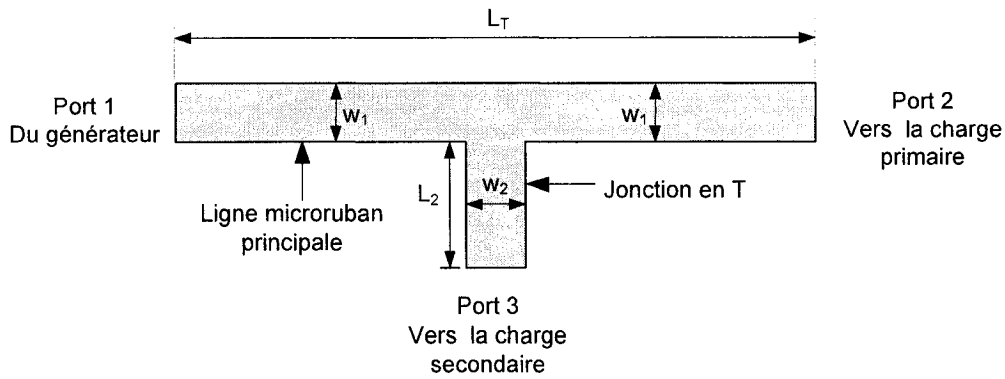


Figure 4.6: Schéma d'une ligne microruban avec une jonction en T

La jonction en T est utilisée à plusieurs fins dans les circuits microrubans. Elle peut servir entre autres pour l'adaptation d'impédance, les filtres et les diviseurs. Le circuit équivalent le plus simple d'une ligne microruban avec une jonction en T est montré à la figure 4.7 [50].

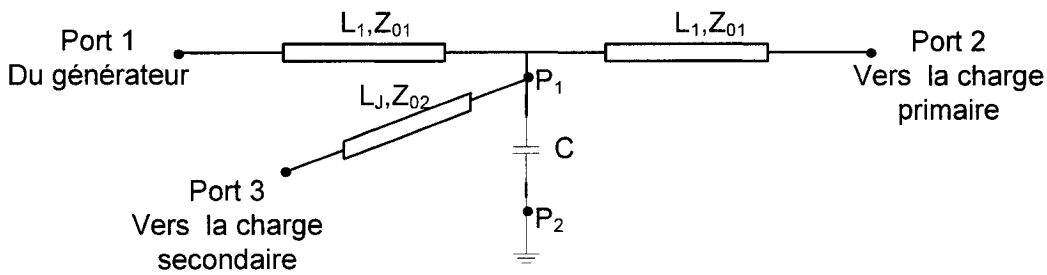


Figure 4.7 : Circuit équivalent d'une ligne microruban avec une jonction en T

La ligne de longueur L_T a été remplacée par deux segments de lignes de longueurs égales à L_1. Quant à la jonction en T, elle peut être remplacée par une ligne de transmission idéale de longueur L_2 aux bornes d'une capacité C. La capacité représente la charge créée par l'existence de la jonction. L'équation (4.1) permet d'approximer la

valeur de C [50]. Les longueurs de ligne devraient être ajustées pour tenir compte des longueurs électriques réelles des lignes. Pour une analyse pratique, les longueurs sont considérées égales aux longueurs physiques avec $L_1 = \frac{L_T}{2}$ et L_J=L_2.

$$C = \frac{w_{eff1}}{\omega \lambda_{g1} Z_{01}} \left(\frac{2w_{eff1}}{\lambda_{g1}} - 1 \right) \left(2 - 3\frac{Z_{01}}{Z_{02}} \right) \tag{4.1}$$

avec $w_{eff1} = \frac{h\eta}{Z_{01}\sqrt{\varepsilon_{eff1}}}$, h = 20 mils l'épaisseur du substrat et η l'impédance caractéristique du vide. Z_{01} = 50 Ω représente l'impédance caractéristique réalisée au moyen d'une ligne de largeur w_1 = 60 mils. Contrairement à la ligne coplanaire réalisée à l'aide du polyimide, la réalisation d'une telle ligne n'est pas limitée par les capacités de fabrication. ε_{eff1}=1.887 est la permittivité effective d'une telle ligne et $\lambda_{g1} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff1}}}$ la longueur d'onde dans la ligne à la fréquence f = 10GHz. Quant à Z_{02}, elle est l'impédance caractéristique d'une ligne microruban de largeur w_2 fait dans les mêmes matériaux.

La figure 4.8 montre la variation de la capacité C en fonction de la largeur w_2.

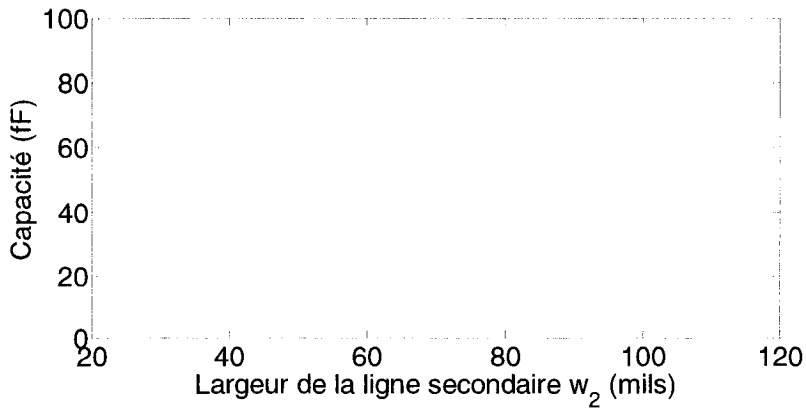


Figure 4.8 : Variation de la capacité en fonction de la largeur de la ligne secondaire w_2 à la fréquence f = 10GHz

Soit l'impédance Z_2 l'impédance équivalente de la ligne L_2 entre les points P_1 et P_2. L'impédance équivalente $Z_{JONCTION}$ de la jonction T est telle que

$$Z_{JONCTION} = Z_C \,//\, Z_2 \tag{4.2}$$

avec $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$ et $\omega = 2\pi f$.

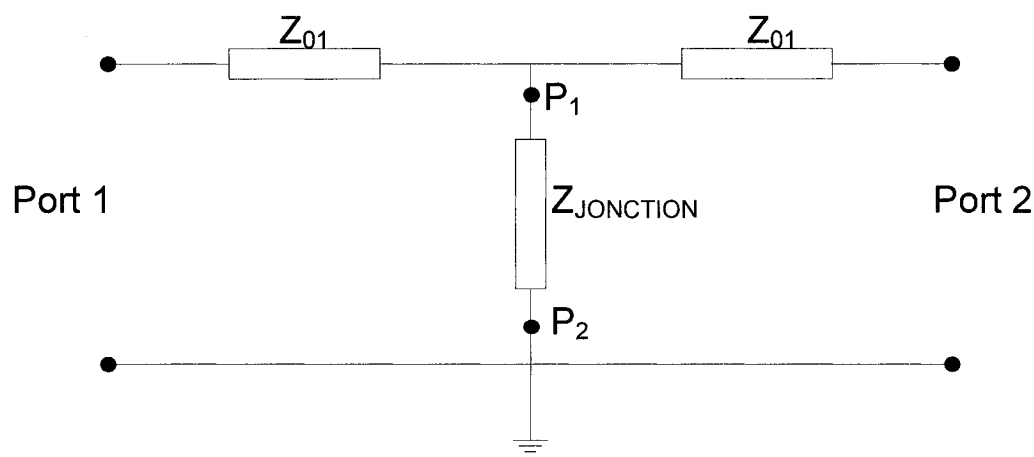


Figure 4.9 : Schéma de la ligne de transmission simplifiée équivalente

L'impédance Z_2 est définie dépendamment de la charge de la ligne secondaire et de la longueur L_2 de la ligne. Pour les valeurs faibles de C, l'impédance Z_C est suffisamment élevée pour que $Z_{JONCTION} \approx Z_2$. Dans les paragraphes qui vont suivre, il sera, au besoin, assumé que $Z_{JONCTION} = Z_2$. Par la suite, les simulations confirmeront ou non cette hypothèse.

4.1.2.2 Considérations pour l'état OFF

Lorsque la charge du port 2 est adaptée, la charge totale du circuit vue par le port 1 est (voir figure 4.10) :

$$Z_{TOT} = Z_{JONCTION} // Z_{01} = \frac{Z_{JONCTION} \cdot Z_{01}}{Z_{JONCTION} + Z_{01}} \tag{4.3}$$

Le coefficient de réflexion Γ_1 au port 1 est :

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{TOT} - Z_{01}}{Z_{TOT} + Z_{01}} \tag{4.4}$$

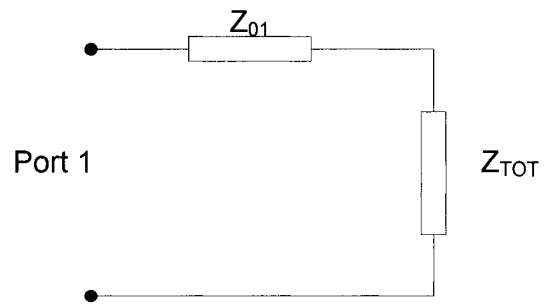


Figure 4.10 : Schéma montrant la charge équivalente totale vue par le port 1

L'interrupteur désiré est du type réflectif c'est-à-dire que toute la puissance transmise à l'interrupteur au port d'entrée est réfléchie dans l'état OFF autrement dit $|\Gamma_1| = 1$. Pour ce faire, Z_{TOT} doit être un imaginaire pur. Dans l'expression de Z_{TOT}, seule l'impédance de la jonction $Z_{JONCTION}$ est variable. Puisque $Z_{01} = 50\ \Omega$ est une quantité réelle finie, seule la solution $Z_{TOT} = 0$ est réalisable. Elle équivaut à $Z_{JONCTION} = Z_C // Z_2 = \frac{Z_C \cdot Z_2}{Z_C + Z_2} = 0$ ou $Z_2 = 0$, peu importe la valeur de Z_C. Ceci peut être réalisé en terminant la ligne secondaire par un circuit ouvert ou en la connectant à la masse de la ligne microruban.

- Longueur de ligne secondaire pour une terminaison en circuit ouvert.

L'impédance d'entrée d'une ligne de transmission d'impédance Z_{02} de longueur L_2 terminée par un circuit ouvert est :

$$Z_2 = -jZ_{02}\text{cotan}(\beta_2 L_2) \tag{4.5}$$

Avec $\beta_2 = \frac{2\pi}{\lambda_{g2}}$, $\lambda_{g2} = \frac{c}{f\sqrt{\varepsilon_{eff2}}}$ la longueur d'onde à la fréquence f et ε_{eff2} la permittivité électrique efficace dans une ligne microruban de largeur w_2.

$$Z_2 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \beta_2 L_2 = \frac{\pi}{2} + n\pi \quad \text{et} \quad L_2 = \frac{\lambda_{g2}}{4} + n\frac{\lambda_{g2}}{2} \tag{4.6}$$

avec n = 0, 1, 2...

La longueur de ligne minimale est obtenue avec n = 0 et $L_2 = \frac{\lambda_{g2}}{4}$. Puisque l'impédance d'entrée d'une ligne microruban varie avec la fréquence, l'isolation ne peut être que sur une bande de fréquence limitée de part et d'autre de la fréquence centrale où $Z_2 = 0$.

- Longueur de ligne secondaire pour une terminaison en court-circuit

L'impédance d'entrée d'une ligne de transmission d'impédance Z_{02} de longueur L_2 terminée par un court-circuit est :

$$Z_2 = jZ_{02}\tan(\beta_2 L_2) \tag{4.7}$$

$$Z_2 = 0 \quad \Leftrightarrow \quad \beta_2 L_2 = n\pi \quad \text{et} \quad L_2 = n\frac{\lambda_{g2}}{2} \tag{4.8}$$

avec n = 0, 1, 2...

La longueur de ligne minimale correspond à n = 0. Toutefois, ceci reviendrait à faire un court-circuit en plein milieu de la ligne de transmission principale. Il serait impossible en pratique de réaliser un interrupteur dans de telles conditions à cause de la taille finie des bilames. Par conséquent, la longueur de ligne utilisée est obtenue avec n = 1 et $L_2 = \frac{\lambda_{g2}}{2}$.

La figure 4.11 permet de comparer les performances par simulation électromagnétique sur ADS Momentum des circuits avec une terminaison en court-circuit et en circuit ouvert. Du fait de la conception, l'isolation n'est grande que pour une bande de fréquence de part et d'autre d'une fréquence f prédéfinie, ici 10 GHz. La bande de fréquence est plus large pour la terminaison en circuit ouvert. De plus, la fabrication pour cette terminaison aisée étant donné que la terminaison en court-circuit requiert un via et le circuit est moins compact puisque la longueur de ligne est plus grande.
Pour toutes ces raisons, la configuration avec une terminaison de ligne secondaire en circuit ouvert est celle retenue.

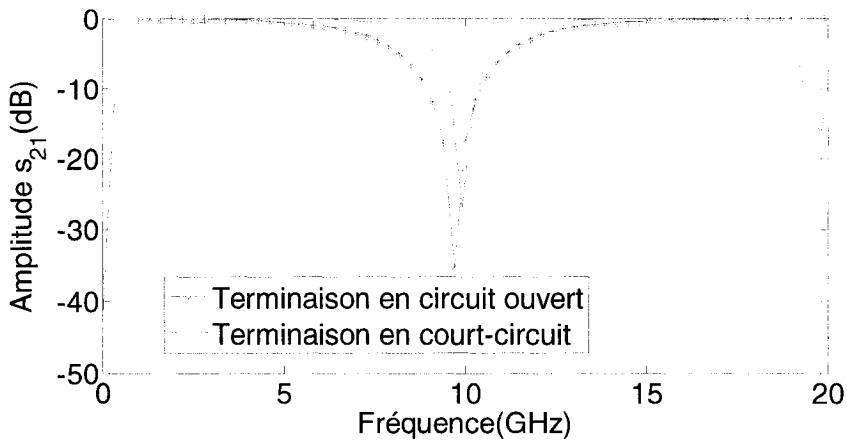


Figure 4.11 : Comparaison des performances avec des terminaisons de ligne secondaire en circuit ouvert et court-circuit pour $w_2 = 40$ mils et $L_T = 430$ mils

4.1.2.3 Considérations pour l'état ON

La ligne à concevoir doit pouvoir passer de l'état ON à l'état OFF pour une certaine bande de fréquences. La configuration à la figure 4.12 est conçue dans ce but. La ligne secondaire est faite de deux segments distincts séparés par la fente g. Dans l'état ON, seul le segment de longueur d est connecté électriquement à la ligne principale. Dans l'état OFF, un dispositif vient établir une connexion électrique avec la ligne complémentaire, avec un pont par-dessus la fente g, dans le but de varier la longueur de

la ligne secondaire. La section précédente décrit les longueurs nécessaires pour obtenir effectivement l'état OFF pour une bande de fréquences donnée.

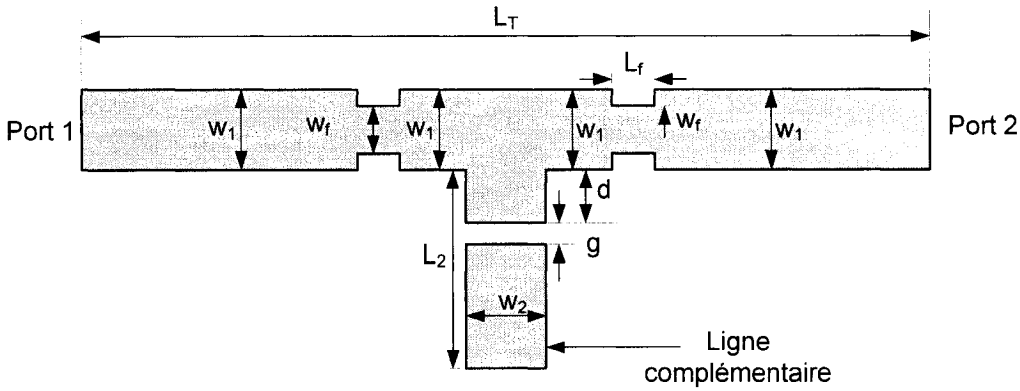


Figure 4.12 : Configuration finale de la ligne microruban

Les autres paramètres de design à considérer sont décrits ci-dessous.

- Longueur de ligne L_T

La longueur de ligne utilisée pour les simulations est L_T = 470 mils. Elle est suffisamment grande pour inclure les différents éléments de configuration et évaluer les pertes et l'isolation attribuable à l'interrupteur.

- Longueur de ligne d

L'état ON se traduit par un coefficient de réflexion $\Gamma_1 = 0$. Pour ce faire, il faut $Z_{TOT} = Z_{01}$ ou $Z_{JONCTION} = Z_C // Z_2 = \frac{Z_C \cdot Z_2}{Z_C + Z_2} = \infty$. Ceci équivaut à $Z_C = \infty$ ou $Z_2 = \infty$.

L'impédance d'entrée Z_2 de la ligne secondaire de longueur d est :

$$Z_2 = -jZ_{02}\cot an(\beta_2 d) \text{ avec } \beta_2 = \frac{2\pi}{c} f\sqrt{\varepsilon_{eff2}} \qquad (4.9)$$

Lorsque d = 0, $Z_2 = \infty$, le circuit est adapté et les pertes d'insertion sont minimales. Toutefois, pour permettre l'installation d'un dispositif pour effectuer le changement d'état, la longueur d ne peut être nulle. Malheureusement, les pertes augmentent quand d croit. Un compromis est alors nécessaire pour minimiser les pertes d'insertion et disposer d'une longueur d suffisante pour connecter la ligne principale au reste de la ligne secondaire. Le défaut d'adaptation d'impédance créé par la longueur de ligne d est partiellement compensé par les encoches de largeur w_f.

Quant à l'impédance Z_C, il est important de minimiser la largeur de ligne w_2. Ce faisant, la valeur de capacité C demeure suffisamment faible pour que Z_C puisse être considéré infini.

La figure 4.13 montre les pertes d'insertion en fonction de la longueur d lorsque tous les autres paramètres sont gardés constants. Les simulations faites n'incluent pas la ligne complémentaire. Dans l'état ON, si on considère que des pertes inférieures à 0.3dB sont acceptables, le cas d = 40 mil serait un bon compromis.

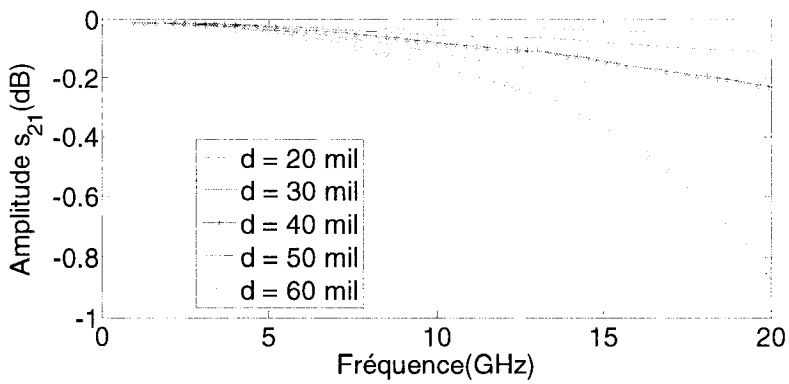


Figure 4.13 : Pertes d'insertion simulées pour une ligne avec w_1 = 60 mils w_f = 0 L_T = 470 mils et w_2= 40 mils en l'absence de la ligne complémentaire

- Largeur de ligne w_2

Elle doit être suffisamment grande pour permettre une surface de contact avec l'interrupteur. L'impédance de la ligne secondaire telle que décrite dans l'équation (4.9) est $Z_2 = -jZ_{02}\cot(\frac{2\pi}{c} fd\sqrt{\varepsilon_{eff2}})$. Lorsque w_2 croit, la permittivité efficace ε_{eff2} croit et tend vers la permittivité relative ε_r. De ce fait, le terme $\beta_2 d$ croit et tout comme démontré plus haut, les pertes d'insertion augmentent.

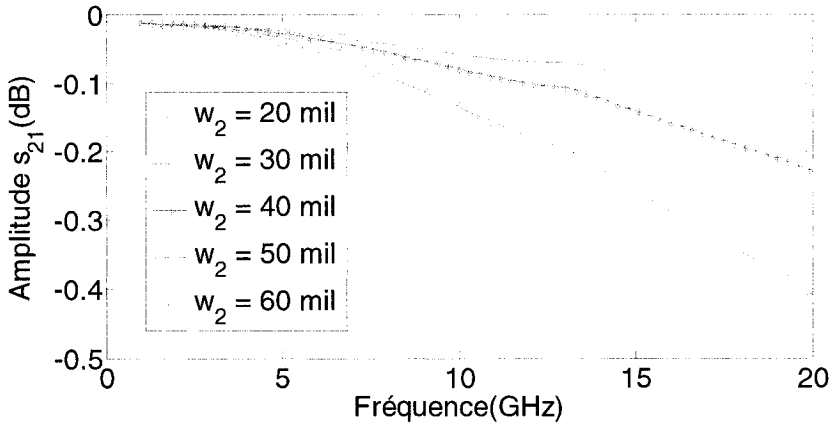


Figure 4.14 : Pertes d'insertion pour une ligne avec $w_1 = 60$ mils, $w_f = 0$, $L_T = 470$ mils, $d = 40$ mils en l'absence de la ligne complémentaire

- Largeur d'encoche w_f et longueur d'encoche L_f

La présence de la jonction en T crée une charge non adaptée sur la ligne, charge qui augmente les pertes d'insertion de la ligne. Pour obtenir des pertes d'insertion minimales, il est nécessaire d'adapter la charge créée par la jonction en T.

L'impédance de la ligne secondaire écrite à l'équation (4.9) est telle que $Z_2 = -jZ_{02}\cot(\frac{2\pi}{c} fd\sqrt{\varepsilon_{eff2}})$. Lorsque f croit, l'impédance décroit. Un tel comportement est capacitif. Pour compenser les pertes induites par la jonction, une technique serait d'inclure des éléments au comportement inductif dans la ligne [49].

La largeur w_f et la longueur L_f permettent de faire le design des encoches et de minimiser les pertes d'insertion.

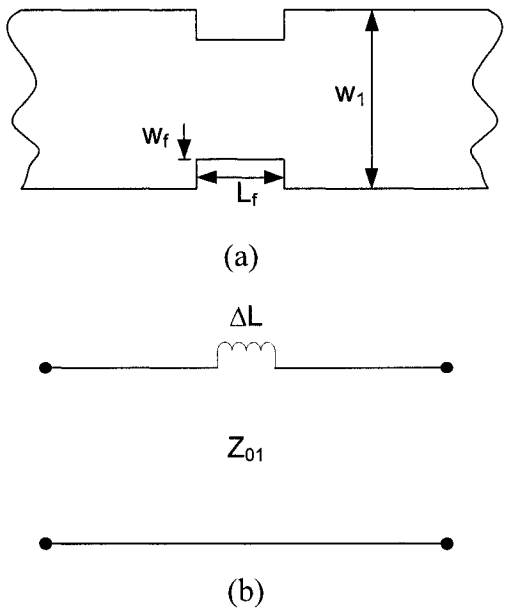


Figure 4.15 : a) Dessin d'une encoche. b) Circuit équivalent

La figure 4.16 montre les meilleurs résultats obtenus par simulation pour $w_f = 3$ mils et $L_f = 25$ mils.

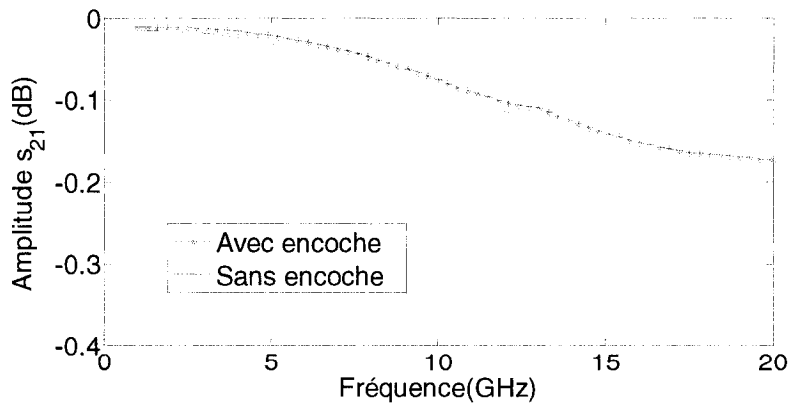


Figure 4.16 : Comparaison des pertes d'insertion de la ligne avec et sans encoche d'adaptation $w_1 = 60$ mils, $L_T = 470$ mils, $d = 40$ mils et $w_2 = 40$ mils en l'absence de la ligne complémentaire.

- Fente g

La présence d'un segment de ligne même non connecté à la ligne principale détériore les performances de la ligne microruban dans l'état ON. La fente g permet de diminuer les pertes d'insertion en évitant tout couplage entre la ligne de longueur d et le reste de la ligne. Toutefois, trop grande, elle augmente les difficultés potentielles pour établir le contact entre les deux segments de la ligne secondaire détériorant du même coup les résultats dans l'état OFF. La figure 4.17 montre les pertes d'insertion pour des valeurs de g comprises entre 1 et 15 mils. La valeur finale de g est 10 mils.

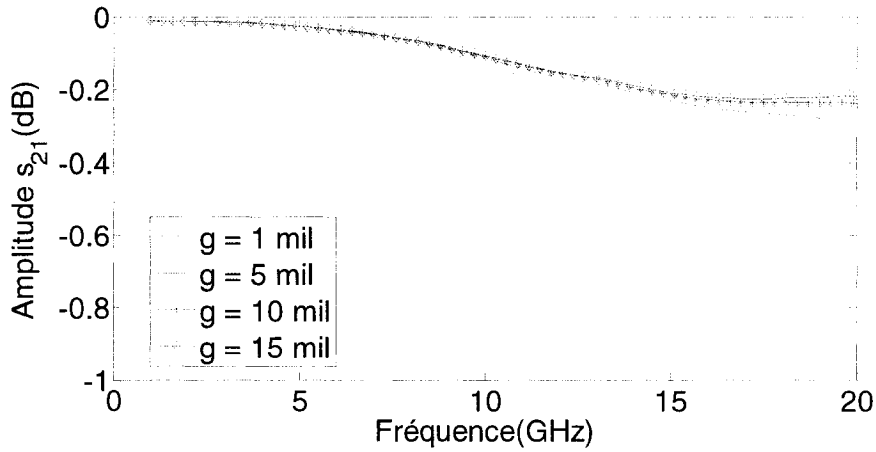


Figure 4.17 : Comparaison des pertes d'insertion dépendamment de la longueur de fente g avec w_1 = 60 mils, w_2 = 40 mils, pour w_f = 3 mils, L_f = 25 mils, L_T = 470 mils et d = 40 mils

Tous les paramètres de conception sont listés dans le tableau 4.3.

Tableau 4.3 : Paramètres de conception de la ligne microruban (mils)

Paramètre	Longueur (mil)	Paramètre	Longueur (mil)
L_T	430	L_2	214
w_1	60	w_2	40
L_f	25	L_m	90
w_f	3	w_m	40
d	40	L_S	40
g	10		

4.2 Éléments de contact et d'isolation et intégration sur lignes de transmission

Les éléments de contact et d'isolation sont des composants majeurs du système d'interrupteur. L'élément de contact assure la connexion entre les segments de la ligne conductrice tandis que l'élément d'isolation permet d'éviter le contact.

4.2.1 Élément d'isolation

L'élément d'isolation est une languette diélectrique dont la constante diélectrique relative est ε_r = 2.2. Pour déterminer l'épaisseur de la languette d'isolation, il faut évaluer l'impact de la présence de bilames sur le fonctionnement de l'interrupteur. Habituellement la présence d'une plaque métallique sur un circuit va produire une résonance à une fréquence qui dépend des dimensions de la plaque. Les bilames sont faits d'une couche de cuivre qui pourrait avoir les mêmes conséquences qu'une plaque sur la ligne microruban. La languette d'isolation permet de garder le bilame à une distance minimale de la ligne microruban.

Une simulation permet d'évaluer les effets de la présence des bilames près de la ligne conductrice. Dans la simulation, tout le bilame est à une hauteur h_C. À défaut d'être tout à fait fidèle à la réalité, cette approche permet de donner une idée des conséquences des bilames sur le comportement de la ligne et une estimation de la hauteur de la languette d'isolation nécessaire.

La figure 4.18 montre les variations de pertes d'insertion pour une ligne microruban. La hauteur h_I = 50 mils permet des pertes d'insertion inférieures à 0.3dB sur la plage de fréquences 0 – 20GHz.

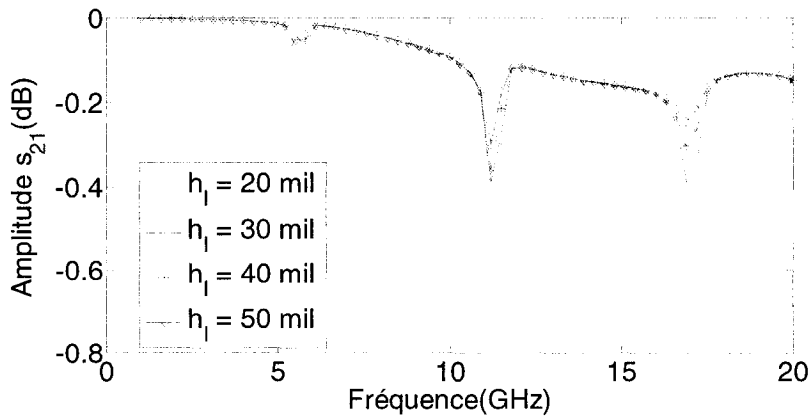


Figure 4.18 : Variation des pertes d'insertion en fonction de la hauteur de la languette d'isolation.

Dans le cas du bilame de 980mil x 120mil, la première résonance est due à la longueur L = 980 mil. La fréquence de résonance f_L peut être approximée par :

$$f_L = \frac{c}{2L} \tag{4.10}$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide.

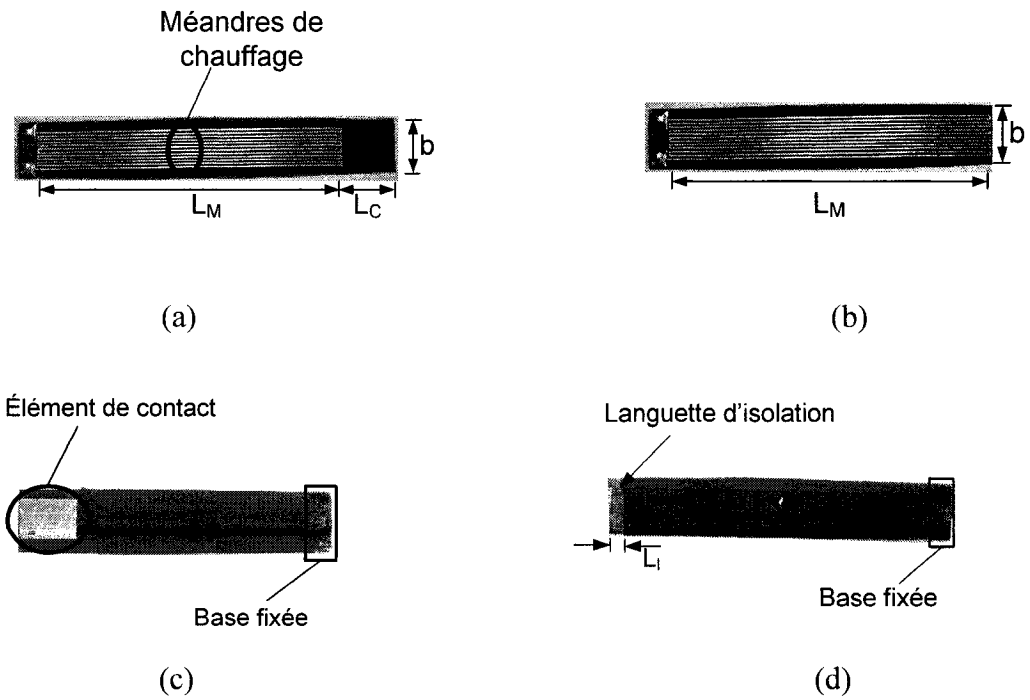
Pour L = 980mil, f = 5.90 GHz. Ceci concorde bien avec les simulations. Pour écarter la résonance de la bande de fréquence d'intérêt, il faudrait diminuer la longueur du bilame.

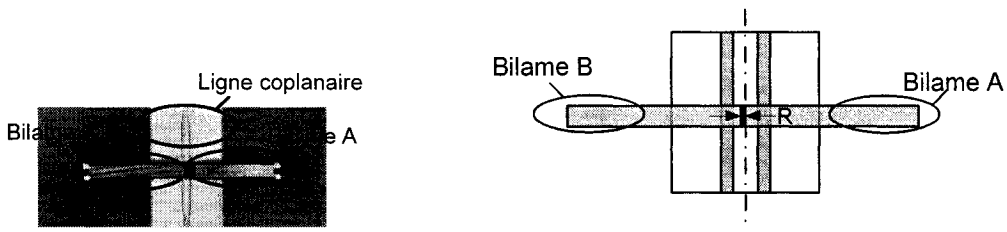
Ceci aurait une incidence sur les performances mécaniques. La minimisation des effets de la résonance demeure la meilleure alternative.

4.2.2 Lignes coplanaires et bilames à deux faces métallisées

Le bilame A (voir figure 4.19) qui permet de faire le contact est une variation de ceux décrits précédemment. Il est métallisé sur les deux faces de part et d'autre de la couche de polyimide. Au recto, se trouvent les méandres qui permettent de chauffer le bilame et au verso, une surface métallique de longueur L_C destinée à réaliser le contact entre la ligne conductrice et une masse.

Les bilames utilisés ont pour dimensions : L_M = 980 mils, L_C = 300 mils et b = 250 mils et R = 15 mils. La largeur de bilame est déterminée par les performances en isolation désirées pour l'état OFF tel que décrites par le paragraphe 4.1.1.





(e) (f)

Figure 4.19 : a) Photographie recto du bilame A. b) Photographie recto du bilame B. c) Photographie verso du bilame A. d) Photographie verso du bilame B. e) Photographie d'assemblage. f) Schéma décrivant la position des bilames de part et d'autre de l'axe de la ligne conductrice.

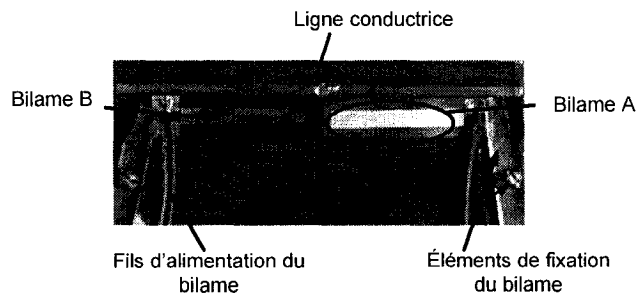
Les bilames sont placés de part et d'autre de la ligne médiane de la ligne tel qu'indiqué par la figure 4.19(f). L'assemblage des différents éléments de l'interrupteur se fait grâce à une couche de colle. La colle utilisée est du type 7951 de 3M d'épaisseur 2 mils. Une pression de 4lbs/po^2 est utilisée pour assurer l'adhérence de la colle. La couche de colle est utilisée entre les bilames et la ligne de transmission et entre le bilame B et la languette d'isolation.

4.2.3 Ligne microruban et languette métallique de contact

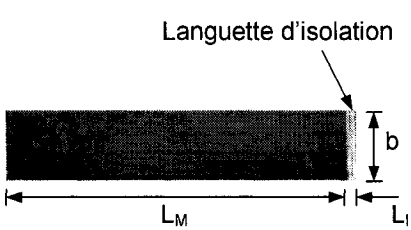
Dans cette configuration, l'élément de contact est une languette métallique. Elle est supposée compenser une caractéristique des bilames métallisés sur 2 faces. En effet, puisque les bilames sont faits dans un matériau flexible, il est possible que la surface destinée à réaliser un contact soit inégale. La languette, étant fabriquée dans un bloc de métal, a une surface plus uniforme. La languette est collée directement sur un bilame dont la deuxième n'est pas métallisée.

La languette de contact est faite en laiton et a une épaisseur h_C = 20 mils. Les autres dimensions nommées sur la figure 4.20 : L_M = 980 mils, $L_C = L_I$ = 20 mils et b = 120 mils.

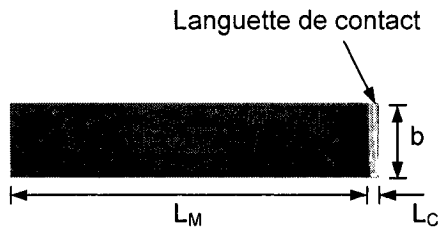
La figure 4.21 montre des dessins de l'interrupteur en 3 dimensions. Dans le montage final, il est à noter l'utilisation d'un dispositif mécanique fait par un morceau de plexiglas retenu par un écrou. Ce dispositif, en plus de la colle qui permet d'assembler les différentes pièces, permet de s'assurer la stabilité des bilames. Il pourrait aussi être ajouté aux autres configurations proposées plus haut.



(a)



(b)



(c)

Figure 4.20 : a) Photographie du montage final pour la ligne microruban. b) Photographie du verso de la lamelle B. c) Photographie du verso de la lamelle A.

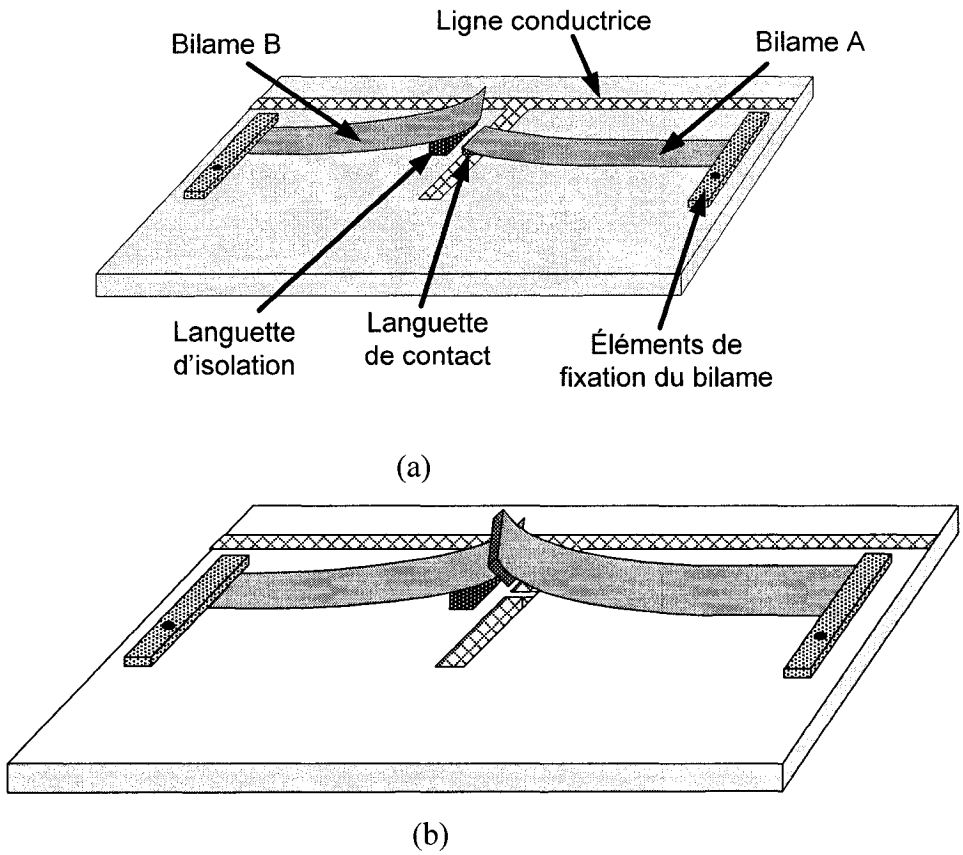


Figure 4.21 : Dessin en 3 dimensions de l'interrupteur a) État OFF. b) État ON.

4.2.4 Ligne microruban et système de contact avec feuille métallique flexible

Cette solution est une amélioration du modèle avec une languette métallique de contact. Une feuille de métal flexible est soudée à une section de la jonction en T. Le métal utilisé est un alliage à base de fer et de cobalt d'épaisseur 0.6 mils [51]. Cet alliage a été choisi pour sa raideur. Il est plus approprié que des feuilles d'acier ou de laiton qui ont été testées.

Le morceau de métal est soudé à la jonction T de telle façon que lorsqu'un bilame vient à s'y appuyer la feuille de métal établit la connexion nécessaire entre les segments de ligne sur la jonction.

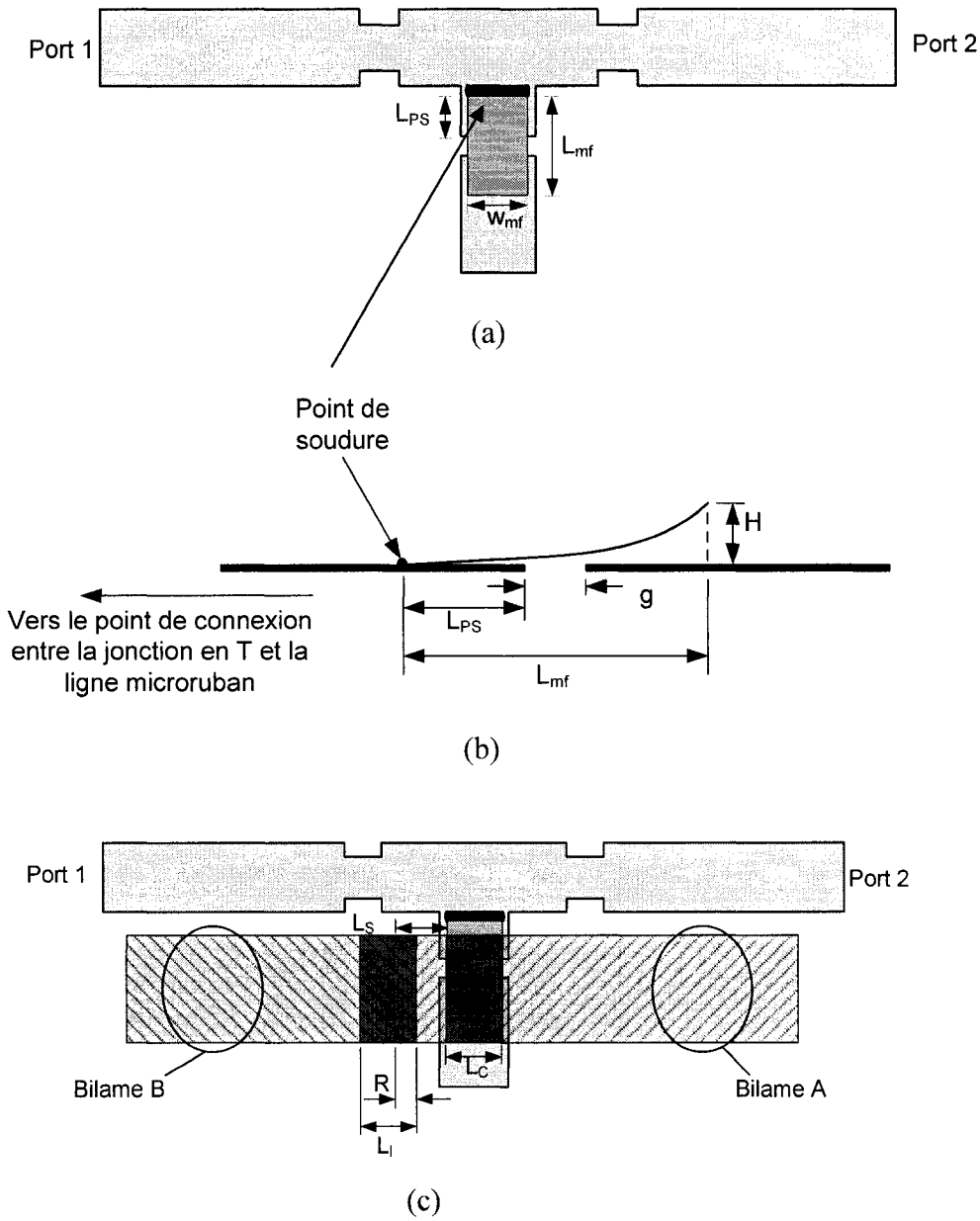


Figure 4.22 : a)Schéma d'une ligne microruban avec morceau de métal flexible. b) Schéma du profil du morceau de métal flexible. c) Schéma du montage final de la ligne microruban avec morceau de métal flexible.

Les dimensions sur les figures 4.22 et 4.23 sont: L_{mf} = 90 mils et w_{mf} = 40 mils, L_{PS} = 40 mils, L_C = 20 mils, L_I = 20 mils, L_S = 20 mils et R = 15 mils.

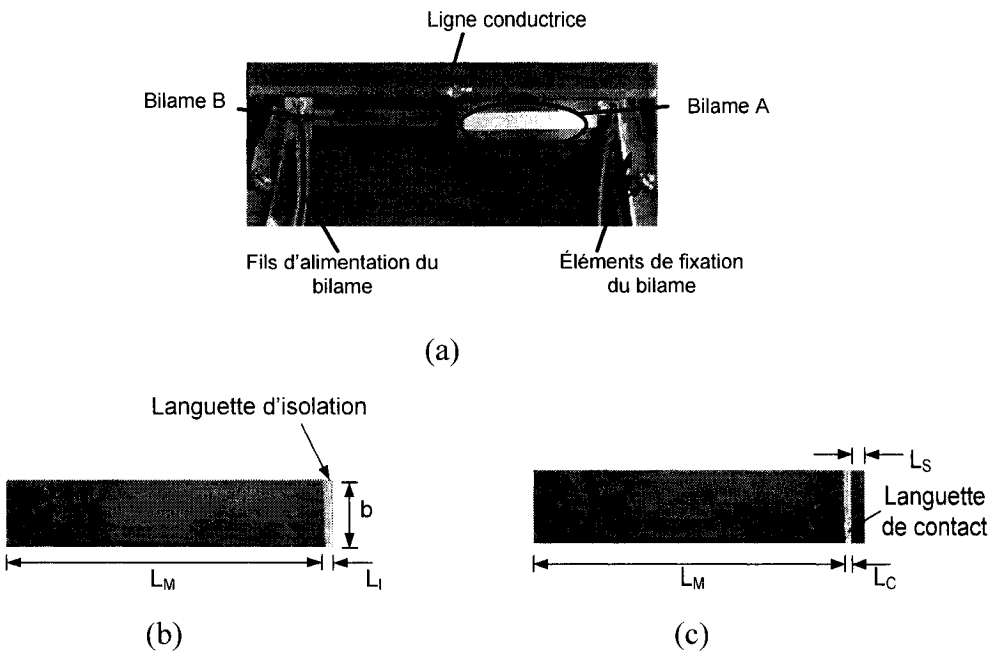


Figure 4.23 : Photographie du montage final de la ligne microruban avec morceau de métal flexible. b) Photographie du verso du bilame B. c) Photographie du verso du bilame A.

La hauteur H de l'extrémité du morceau de feuille de métal flexible est d'environ 5 mils. Cette hauteur a été déterminée après des essais en laboratoire. En effet, pour des hauteurs inférieures, le morceau détériore le signal dans l'état ON et pour des hauteurs supérieures, il est difficile de faire le contact entre les segments de ligne dans l'état OFF.

4.3 Conclusion du chapitre

Ce chapitre évalue les performances électriques de quelques lignes de transmission intégrant les actionneurs électromécaniques en vue de concevoir un interrupteur

radiofréquence. Par ailleurs, les détails de ces configurations, en particulier les dimensions requises, ont été donnés. Le chapitre 5 montre les résultats obtenus avec chacune des configurations. De plus, les performances pour des cycles multiples ont été caractérisées.

CHAPITRE 5 - Résultats et techniques de mesure

Les chapitres précédents ont traité l'interrupteur sur un cycle unique ON-OFF-ON. Toutefois, pour caractériser complètement l'interrupteur, il est nécessaire de connaître son comportement sur un nombre élevé de cycles. La mesure manuelle des paramètres est malaisée et non optimale. De plus, puisque les temps d'activation des bilames sont de l'ordre de la seconde, un traitement manuel manque de précision. Pour toutes ces raisons, une interface a été conçue grâce au logiciel LabVIEW [53]. La première partie de ce chapitre présente les moyens utilisés pour réaliser les mesures. La deuxième partie présente les résultats de même qu'une comparaison de ces résultats avec les simulations des chapitres précédents.

5.1 Techniques de mesure

Cette section présente les moyens utilisés pour mesurer les paramètres d'insertion de l'interrupteur et pour automatiser les mesures.

5.1.1 Analyseur de réseau et calibration TRL

Les paramètres de répartition des lignes de transmission sont mesurés grâce à un analyseur de réseau de type HP 8510. Pour connecter les lignes de transmission à mesurer à l'analyseur de réseau, des mâchoires de test de type Anritsu 36801K ont été utilisées.

La calibration TRL permet d'extraire des mesures brutes, prises par l'analyseur, les caractéristiques réelles du dispositif (i.e. l'interrupteur). Des pertes non désirées proviennent des mâchoires et des connecteurs qui relient ce dispositif à l'analyseur de réseau. De plus, pour des raisons de commodité, les lignes sont plus longues qu'il est

nécessaire. Par la calibration, les plans de référence peuvent être ramenés aux ports physiques du dispositif..

La calibration TRL utilise un ensemble de trois étalons nommés *Thru*, *Reflect* et *Line*.

L'échatillon *Thru*, de longueur L_{Th}, est la longueur de ligne de référence. Pour cette longueur de ligne, la phase et les pertes d'insertion sont nulles. Elle représente la longueur de ligne qui a été rajoutée pour des raisons de commodité.

L'échantillon *Reflect* est une ligne à réflexion totale. Elle est généralement réalisée grâce à un circuit ouvert ou un court-circuit. Ici, la réflexion totale a été réalisée grâce à un circuit ouvert de longueur égale à la moitié de celle de la ligne de référence.

Quant à lui, l'échantillon *Line* ou délai est une ligne de longueur égale à celle de la ligne de référence à laquelle est ajoutée la longueur de ligne L_D calculée grâce à des critères présentés plus tard dans la section.. Dépendamment de la plage de mesure désirée, les échantillons de délai peuvent être 2 ou plusieurs.

La plage de mesure est comprise entre f_1 = 1GHz et f_2 = 20 GHz. Pour le type d'analyseur utilisé, le déphasage entre la ligne de référence et chaque délai doit être compris entre 20 et 160 degrés pour éviter des indéterminations qui provoquent des discontinuités dans les mesures [52]. Étant donné que l'angle de déphasage est proportionnel à la fréquence, cela implique que le rapport entre la fréquence initiale et la fréquence finale doit être au maximum 8. La plage désirée a un rapport de 20. De ce fait, il est nécessaire d'avoir deux échantillons de délai de longueurs différentes. La bande de fréquence est alors partagée en deux avec comme fréquence médiane :

$$f_{12} = \sqrt{f_1 f_2} \tag{5.1}$$

Pour une bande de fréquences comprise entre fx et fy, le différentiel ΔL de longueur entre la référence et le délai peut être grâce à la formule empirique :

$$\Delta L = L_D - L_{TH} = \frac{15}{\left(f_x\,(\mathrm{GHz}) + f_y\,(\mathrm{GHz})\right)} \quad (\mathrm{cm}) \tag{5.2}$$

Ce faisant les différentielles de longueur de ligne sont $\Delta L_1 = 2.74$ cm pour la bande de fréquence comprise entre $f_1 = 1$GHz et $f_{12} = 4.47$ GHz et $\Delta L_2 = 0.61$ cm pour la plage de fréquence comprise entre $f_{12} = 4.47$ GHz et $f_2 = 20$GHz.

5.1.2 Interface graphique de paramétrage

Pour garantir la reproductibilité de l'activation des bilames, il faut contrôler les paramètres d'alimentation des bilames, notamment la puissance et la durée d'activation. L'interface permet de définir précisément ces paramètres.

Pour ce faire des sources tension programmables de marque Agilent et de type 6643 A ont été utilisées. Ces sources et l'analyseur de réseau sont reliés à l'ordinateur grâce au port GPIB. Les connexions entre les différents appareils sont identifiées à la figure 5.1.

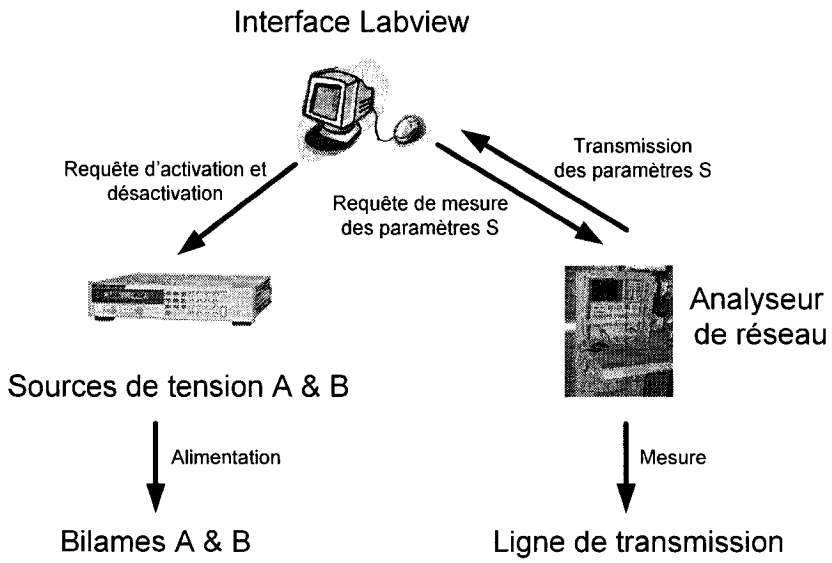


Figure 5.1 : Connexions entre appareils pour l'automatisation des mesures des paramètres d'insertion des interrupteurs

La figure 5.2 montre une capture d'écran de l'interface de contrôle sur LABVIEW. La programmation de LabVIEW est séquentielle. Cela signifie que les étapes lors de la prise des mesures s'effectuent une à la fois. La figure 5.3(a) montre les événements qui surviennent lors d'un cycle de mesures ON-OFF-ON. Les figures 5.3(b) et (c) illustrent les paramètres nécessaires pour configurer l'interface de contrôle des mesures.

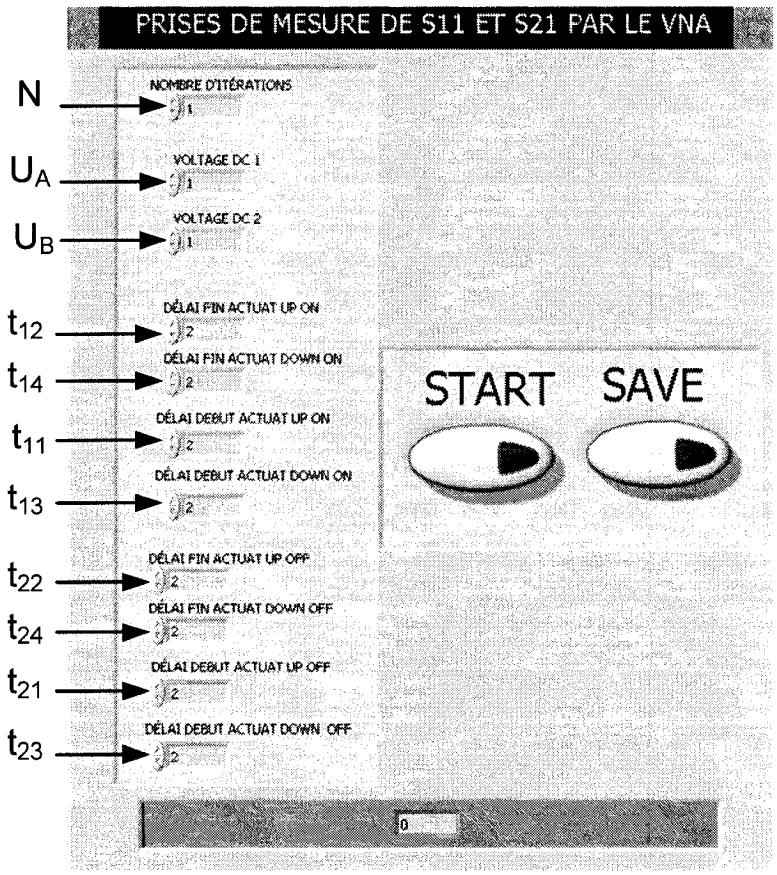
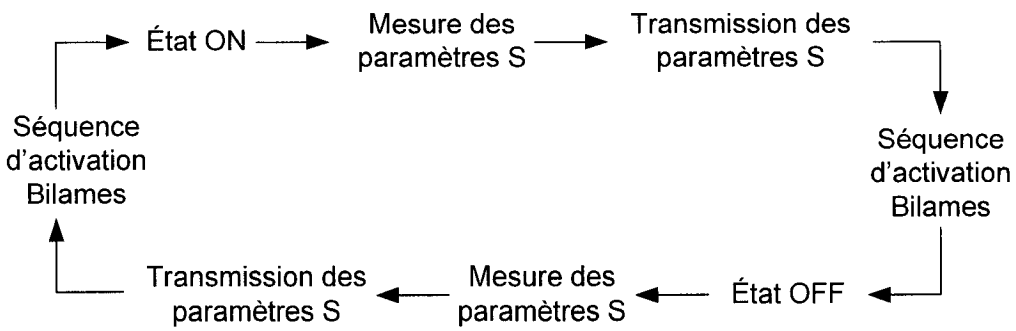
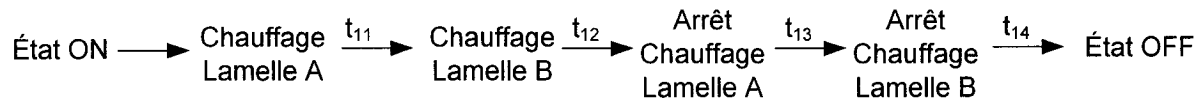


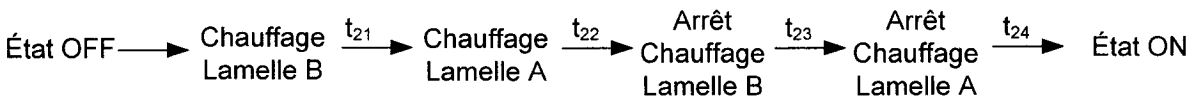
Figure 5.2 : Interface de contrôle des mesures.



(a)



(b)



(c)

Figure 5.3 : a) Séquence des événements lors d'un cycle complet ON-OFF-ON. b) Temps nécessaires pour chacune des étapes d'activation de bilames lors d'un passage ON à OFF. c) Durées nécessaires pour chacune des étapes d'activation de bilames lors d'un passage OFF à ON.

5.2 Activation des bilames

Cette section présente les paramètres d'activation des bilames tels qu'utilisés lors des mesures en laboratoire. Dans le chapitre 3, la température moyenne nécessaire pour atteindre la déflexion a été posée égale T_C =70° C. Cette égalité sera démontrée. Ensuite, les durées sont comparées avec les valeurs théoriques du chapitre 3.

5.2.1 Température moyenne d'activation des bilames

La déflexion critique du bilame est $d_C = \sqrt{\frac{3}{4}RL}$. Pour un recouvrement R = 15mils et un bilame de longueur L = 980mils, d_C = 2.7 mm. En revenant à la courbe de déflexion du bilame présenté à la figure 2.7, la température nécessaire pour atteindre une telle déflexion est 60° C. À cause des languettes qui sont ajoutées aux bilames, les déflexions nécessaires devraient être supérieures à celle ainsi calculée. Pour cette raison, la température critique utilisée est plutôt égale T_C =70° C.

5.2.2 Durée des étapes d'activation des bilames

Les tensions d'activation utilisés lors de l'activation des bilames sont $U_1 = U_2 = 2.5V$. La résistance des bilames étant R_S = 1.8Ω, la puissance DC est 4.5W comparativement au minimum de 3.5W calculé théoriquement.

Le tableau 5.1 indique les durées de chacune des phases de l'activation des bilames pendant un changement d'état. Plusieurs conclusions peuvent être faites à partir de ces valeurs.

En premier lieu, puisque les bilames A et B sont identiques, le temps d'activation t_1 devrait être nul. En effet, pour deux bilames identiques, la vitesse de déflexion devrait être pareille et de ce fait, en les alimentant en même temps, le changement de position relative devrait pouvoir s'effectuer. Toutefois, des languettes se trouvent au bout des bilames. À cause de leur présence, lorsque les deux bilames sont activés en même temps (t_1 = 0), les bilames s'entravent dans leur mouvement respectif. Du fait de cette contrainte, t_1 a une valeur non nulle.

En second lieu, pour des changements d'état ON à OFF et OFF à ON identiques, il faudrait : $t_{11} = t_{21}$, $t_{12} = t_{22}$, $t_{13} = t_{23}$, $t_{14} = t_{24}$. Tel n'est pas le cas. t_{12} et t_{22}, t_{14} et t_{24} sont identiques. t_{11} et t_{21} sont légèrement différents. La différence la plus marquée est entre les valeurs t_{13} et t_{23}. La raison de cette différence est la présence des languettes ajoutées

aux bilames.

Tableau 5.1 : Valeurs des temps requis pour configurer l'interface de contrôle de l'interrupteur.

Dénomination	Valeur (s)
t_{11}	2
t_{12}	2.2
t_{13}	1.4
t_{14}	8
t_{21}	1.8
t_{22}	2.2
t_{23}	1
t_{24}	8

Les durées théoriques de chauffage et de refroidissement des lamelles sont : $t_{chauffe} = 2s$ et $t_{refroidi} = 6s$.

- Lors du changement ON à OFF

$t_{chauffe}$ se compare à :

- $t_{11} + t_{12} = 4.2s$ pour le bilame A
- $t_{12} + t_{13} = 3.6s$ pour le bilame B

$t_{refroidi}$ se compare à :

- $t_{13} + t_{14} = 9.4s$ pour le bilame A
- $t_{14} = 8s$ pour le bilame B

- Lors du changement OFF à ON

$t_{chauffe}$ se compare à :

- $t_{21} + t_{22} = 4s$ pour le bilame B
- $t_{22} + t_{23} = 3.2s$ pour le bilame A

$t_{refroidi}$ se compare à :

- $t_{23} + t_{24} = 9s$ pour le bilame B
- $t_{24} = 8s$ pour le bilame A

Ainsi, les valeurs théoriques donnent de bonnes indications des durées mais ne sont pas suffisantes pour les déterminer avec exactitude à cause des insuffisances du modèle et des différences entre les bilames théoriques et pratiques.

5.3 Mesures des paramètres S

Les mesures ont été effectuées sur les modèles d'interrupteurs parallèles sur ligne coplanaire et sur ligne microruban avec languette métallique et avec feuille de métal flexible. L'analyse des résultats est faite en les comparant avec les simulations réalisées dans le chapitre 4.

5.3.1 Interrupteur parallèle avec ligne coplanaire et bilames métallisés sur 2 faces

Les mesures ont été réalisées uniquement pour un interrupteur en parallèle sur ligne coplanaire avec un court-circuit sur un seul plan de masse. Les résultats ne ressemblent pas à la forme prédite par simulation.

Lorsque la fréquence décroit, les pertes d'insertion diminuent. Habituellement, comme le suggère les simulations du chapitre précédent, les pertes d'insertion devraient plutôt croître avec la fréquence. Une modélisation circuit (voir figure 5.4) d'un interrupteur capacitif [1] permet de comprendre les résultats des mesures.

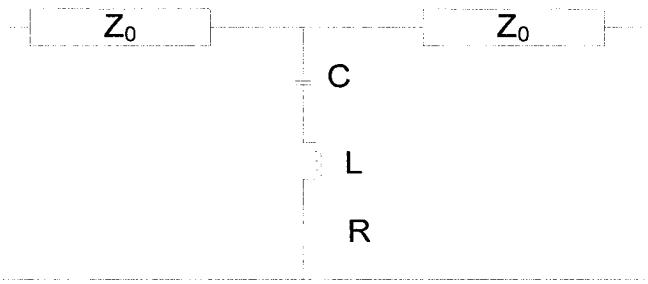


Figure 5.4: Modèle circuit d'un interrupteur capacitif

La figure 5.5 présente les résultats mesurés grâce à l'analyseur de réseau et ceux simulés avec le modèle circuit pour C = 2.3pF, R = 6.6 Ω et L = 82 pH. Pour ces valeurs, le modèle circuit approxime bien les mesures.

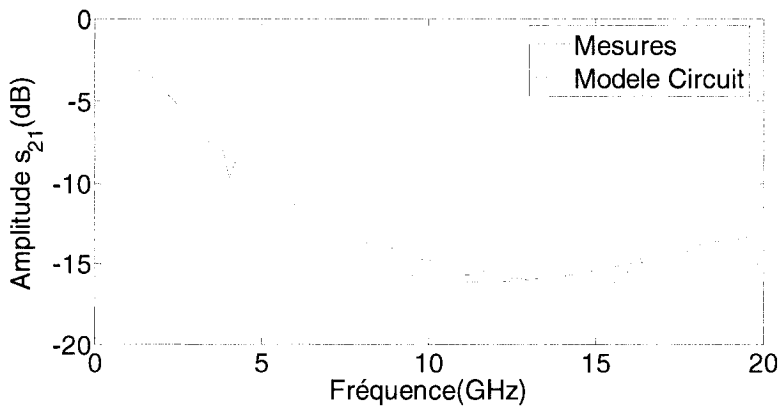


Figure 5.5 : Isolations mesurées et simulées avec le modèle circuit dans l'état OFF.

Dans ce circuit, la présence d'une capacité implique qu'il n'y a pas de court-circuit entre la ligne conductrice et la masse de la ligne. Ceci parce que la surface qui est supposée effectuer le court-circuit ne fait pas contact avec soit la ligne conductrice soit la masse. Ainsi, même si ce dispositif permet d'obtenir une certaine isolation, elle ne donne pas le comportement escompté.

Toute autre configuration qui utiliserait un dispositif similaire, par exemple un interrupteur série avec une ligne coplanaire, ne serait pas efficace pour les mêmes raisons. En effet, dans un interrupteur série où il n'y a aucun contact dans l'état ON, les

pertes d'isolation seraient trop élevées. Pour cette raison, les bilames métallisés sur 2 faces n'ont pas été jugés efficaces pour créer les interrupteurs tels que désirés. Ils offrent une surface trop inégale pour réaliser un contact avec les lignes de transmission

5.3.2 Ligne microruban avec languette métallique de contact

La figure 5.6 compare les résultats des mesures et ceux des simulations électromagnétiques. Les paramètres d'insertion mesurés ont la même allure que ceux simulés. Dans l'état OFF, les points marqués sur la figure sont pour la courbe de mesure la fréquence centrale f_{0mes} = 8.4 GHz et les fréquences f_{1mes} = 7.6 GHz et f_{2mes} = 9.6 GHz limitant la bande à 10 dB d'isolation. Dans le cas de la courbe simulée, les points sont f_{0sim} = 9.7 GHz, f_{1sim} = 8.8 GHz et f_{2sim} = 10.6 GHz. Il faut noter un décalage de la fréquence centrale mesurée de même que des fréquences limitant la bande à 10dB d'isolation. Ce décalage de fréquence peut être dû à la modification de la longueur électrique de la jonction.

En effet, la languette qui réalise la connexion entre les segments de la ligne secondaire est conductrice. Étant donné la longueur de la languette, il est possible qu'elle augmente la longueur électrique de la ligne secondaire. Ceci expliquerait la fréquence centrale mesurée inférieure à celle simulée.

Par contre, la largeur de bande à 10 dB d'isolation mesurée de 2GHz est comparable à celle simulée de 1.8GHz.

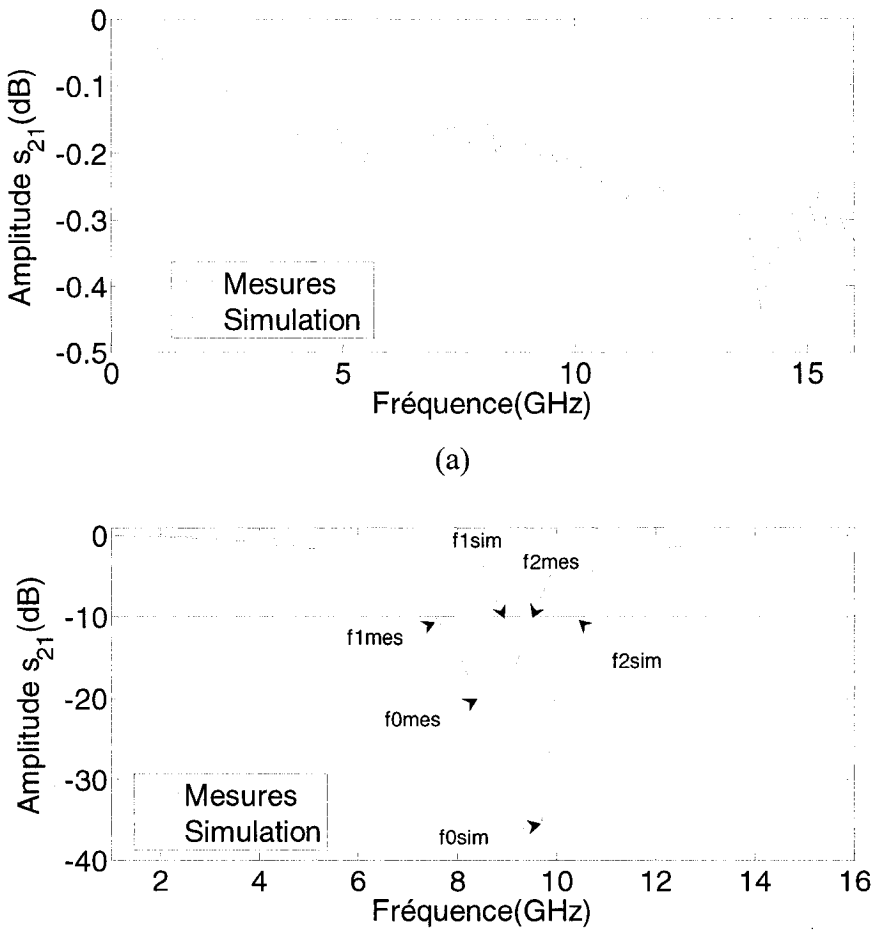


Figure 5.6 : Paramètres d'insertion mesurés et simulés. (a) Pertes d'insertion dans l'état ON. (b) Isolation dans l'état OFF.

Toutefois, avec ce système, il a été constaté un manque de reproductibilité des mesures. D'un cycle à un autre, le contact n'est pas assuré et ce faisant, le changement d'état ne s'effectue pas.

5.3.3 Ligne microruban et système de contact avec feuille métallique flexible

L'ajout de la feuille métallique flexible (voir figure 4.22) est supposé amoindrir les problèmes de connexion rencontrés éventuellement avec la languette métallique de contact.

La figure 5.7 montre les résultats obtenus par simulation et ceux obtenus en mesurant la ligne avec un morceau de feuille métallique flexible. Les points indiqués sur la figure sont f_{0mes} = 9 GHz, f_{1mes} = 8.58 GHz et f_{2mes} = 9.42 GHz et f_{0sim} = 9.7 GHz, f_{1sim} = 8.8 GHz et f_{2sim} = 10.6 GHz.

Plusieurs différences existent par rapport au modèle précédent avec languette métallique de contact. Ainsi, dans l'état OFF, la bande de fréquence avec une isolation supérieure à 10 dB est beaucoup plus étroite et dans l'état ON, les pertes d'insertion sont supérieures.

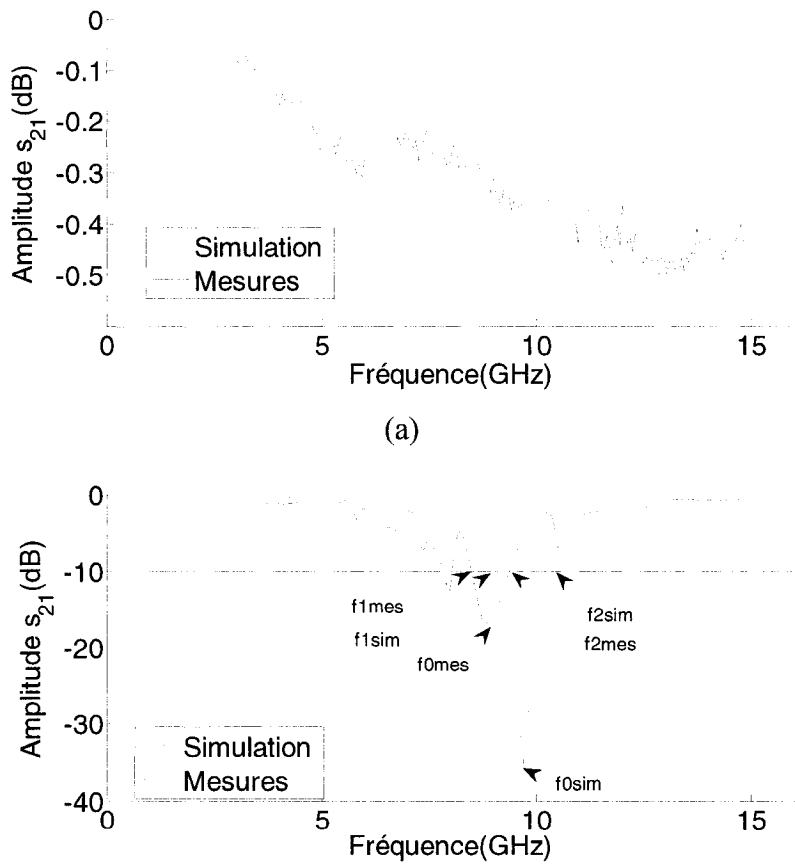


Figure 5.7 : Paramètre d'insertion simulée et mesurée d'un interrupteur avec feuille de métal flexible. (a) Pertes d'insertion dans l'état ON. (b) Isolation dans l'état OFF.

- Dans l'état ON

L'impédance de la ligne secondaire telle que décrite par l'équation 4.9 est :

$$Z_2 = -jZ_{02}\text{cotan}(\beta_2 d) \text{ avec } \beta_2 = \frac{2\pi}{c} f\sqrt{\varepsilon_{eff2}}$$

Avec la feuille métallique connectée au segment de ligne de longueur d, la longueur électrique de ce segment est modifiée. Dans l'état ON, la figure 4.13 montre que les pertes d'insertion augmentent lorsque la longueur d croit.

- Dans l'état OFF

$$Z_2 = -jZ_{02}\text{cotan}(\beta_2 L_2) \text{ avec } \beta_2 = \frac{2\pi}{c} f\sqrt{\varepsilon_{eff2}}$$

Le circuit peut être considéré ouvert si $Z_2 = 0$. Des capacités parasites en s'ajoutant à Z_2 augmenteraient la valeur de l'impédance et de ce fait la bande de fréquences où Z_2 peut être considérée nulle. Par conséquent, la bande de fréquences avec une isolation minimale définie serait plus restreinte. Les mesures confirment cette hypothèse puisque la bande de fréquence à 10dB est 0.84 GHz comparativement à 2GHz obtenu avec la configuration précédente. De même, l'isolation maximale possible serait moindre par rapport à l'interrupteur avec languette métallique.

Les résultats obtenus avec la jonction en T avec métal flexible sont moins bons que ceux obtenus avec une jonction en T simple. Toutefois, l'avantage majeur de la ligne avec métal flexible est la reproductibilité des résultats. Il est impossible de garantir cycle après cycle les résultats avec la ligne simple.

5.3.4 Comportements sur un nombre élevé de cycles

Il est intéressant de vérifier la reproductibilité des résultats en analysant la variation de certaines variables statistiques sur plusieurs cycles ON-OFF. Généralement, les tests de fiabilité pour les interrupteurs électromécaniques se font sur un nombre de cycles dans l'ordre de plusieurs de dizaines de millions.

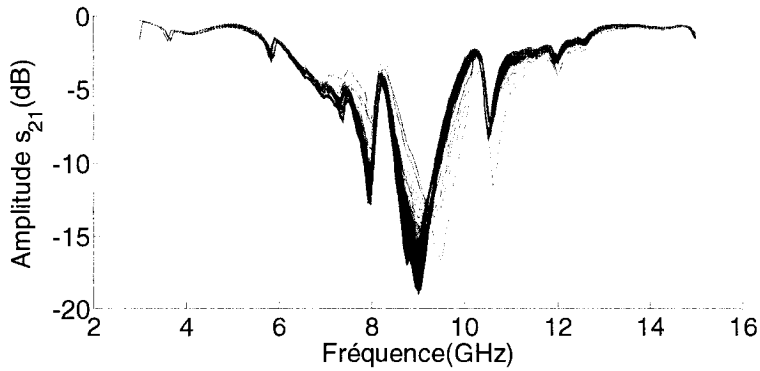
Avec l'interface conçue, les mesures sont faites après chaque changement d'état. Le temps total d'un cycle inclut alors le temps de transmission des données. Il est approximativement égal à 30 secondes. Pour cette raison, le nombre de cycles a été limité à N = 1000 cycles. En effet, ceci requiert un temps de simulation minimal de 7 heures. Pour faire un nombre de cycles plus significatif (par exemple 100.000 ou 1.000.000), il faudrait plusieurs jours voire semaines.

Il est possible de juger le comportement de l'interrupteur sur un nombre élevé de cycles en analysant la variation du paramètre d'insertion pour chacune des fréquences dans la bande considérée. De plus, dans l'état OFF, d'autres éléments peuvent servir à l'analyse. Ces éléments sont la fréquence centrale f_0 et les fréquences f_1 et f_2 limitant la bande de fréquence avec une isolation supérieure à 10 dB.

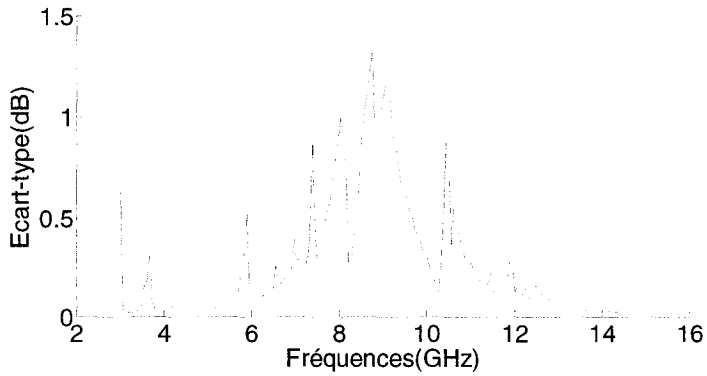
La figure 5.8 montre la variation des pertes d'insertion en fonction de la fréquence et l'écart-type en fonction des fréquences. L'écart-type $\sigma(X)$ demeure en deçà de 1 dB sauf aux environs de la fréquence centrale. Toutefois, l'écart-type relatif $\frac{\sigma(X)}{|\overline{X}|}$, rapport entre l'écart-type $\sigma(X)$ et la valeur absolue de la moyenne $\overline{X}$, indique que la variation moyenne des pertes d'insertion reste inférieure à 10% de la valeur moyenne sur l'essentiel de la bande de fréquences mesurée.

La figure 5.9 montre les variations des fréquences f_0, f_1 et f_2 et de la bande de fréquences pour une isolation supérieure à 10 dB. Elle montre que les fréquences varient peu. En effet, les écart-types des fréquences f_0, f_1 et f_2 sont respectivement $\sigma_0 = 0.05$ GHz, $\sigma_1 = 0.05$ GHz et $\sigma_2 = 0.06$ GHz.

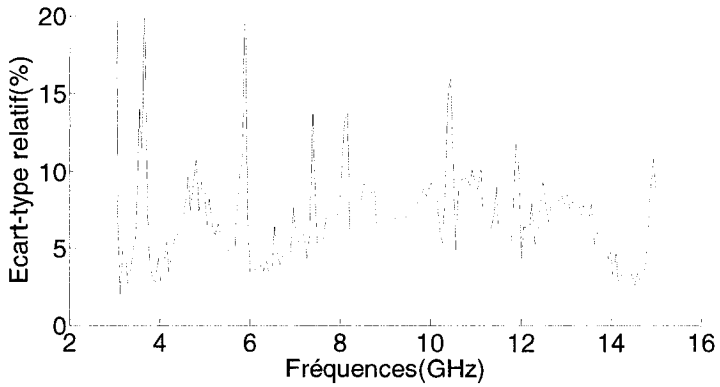
Les résultats pour l'état ON sont présentés dans la figure 5.10. Ils montrent des mesures qui se ressemblent beaucoup d'un cycle à l'autre. L'écart-type relatif $\frac{\sigma(X)}{|\overline{X}|}$ demeure inférieur à 5% sur l'essentiel de la plage de fréquences.



(a)

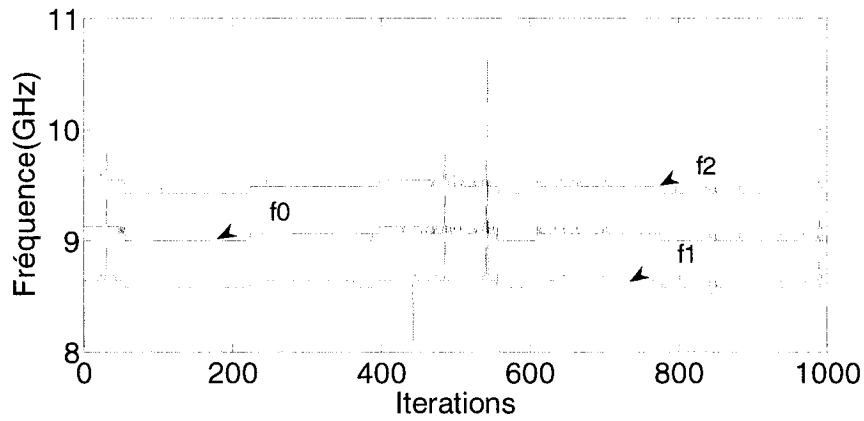


(b)

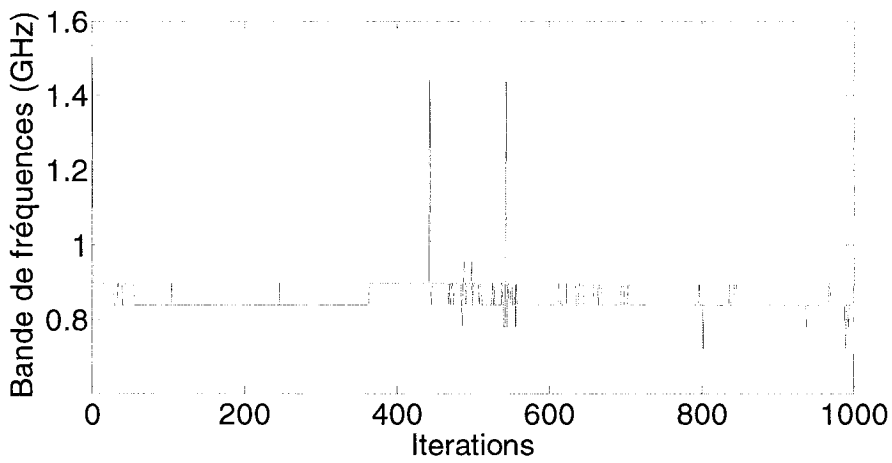


(c)

Figure 5.8 : (a) Pertes d'insertion dans l'état OFF sur 1000 cycles en fonction de la fréquence. (b)Écart-type des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état OFF. (c)Écart-type relatif des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état OFF.

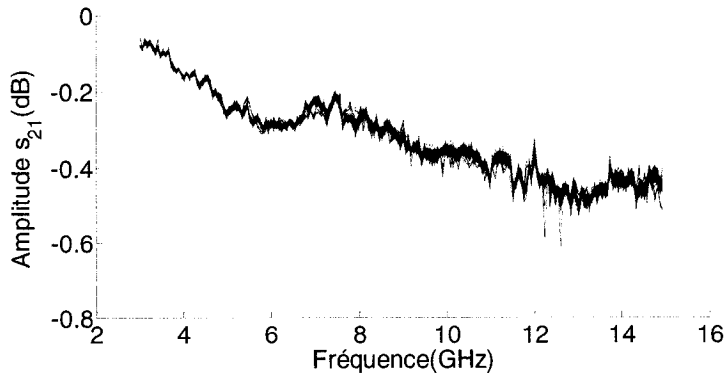


(a)

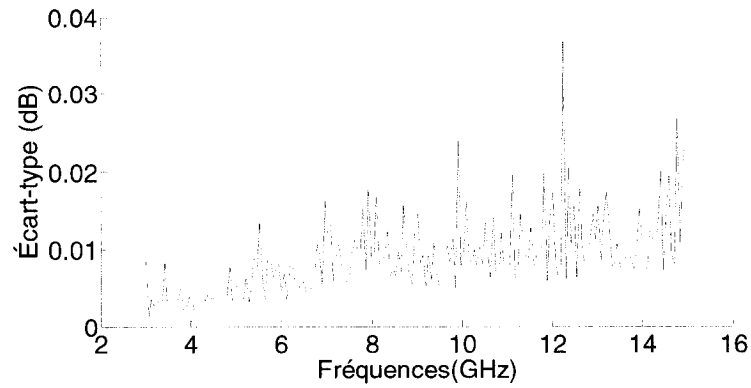


(b)

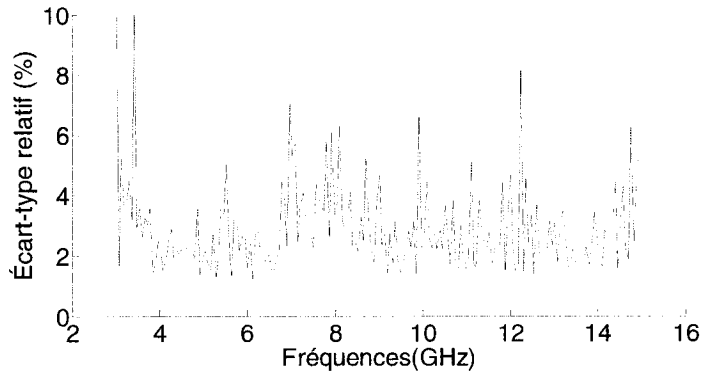
Figure 5.9 : (a)Variation de la fréquence centrale f_0 et des fréquences f_1 et f_2 limitant la bande avec des pertes d'insertion supérieures à 10 dB dans l'état OFF. (b) Variation de la bande de fréquences avec des pertes d'insertion supérieures à 10 dB dans l'état OFF.



(a)



(b)



(c)

Figure 5.10 : (a) Pertes d'insertion dans l'état OFF sur 1000 cycles en fonction de la fréquence. (b) Écart-type des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état ON. (c) Écart-type relatif des pertes d'insertion en fonction de la fréquence dans l'état ON.

5.4 Conclusion du chapitre

Le contact entre les morceaux de pièces mobiles et immobiles s'est avéré le plus grand défi dans la conception de l'interrupteur. De ce fait, la ligne coplanaire, qui est pourtant la ligne de transmission la plus naturelle pour cet interrupteur, s'est révélée non adaptée dans la configuration décrite. Quant à la ligne microruban, la configuration simple avec languette, malgré les bonnes performances potentielles, présentait un handicap. D'un cycle à l'autre, le contact ne se faisait pas efficacement. Ainsi, parmi les configurations d'interrupteur utilisées, seul le modèle sur ligne microruban avec morceau de métal flexible présente des résultats satisfaisants et reproductibles. Le principal paramètre affecté par l'ajout de la pièce de métal flexible est la largeur de bande avec une isolation déterminée dans l'état OFF. Ceci est dû aux capacités parasites créées par la pièce de métal. Il est difficile d'avoir un impact sur ces capacités étant donné qu'elles sont déterminées par la distance entre l'extrémité de la pièce de métal flexible et la surface du circuit imprimé tel qu'expliqué dans le chapitre 4. En augmentant significativement cette distance, il serait possible de diminuer les capacités mais les bilames n'exerceraient pas une pression suffisante pour établir le contact entre les segments de ligne de la jonction en T.

Les paramètres d'insertion de l'interrupteur ont été mesurés sur 1000 cycles. Ce nombre permet de tirer des conclusions primaires sur le comportement de l'interrupteur. Ainsi, il permet de constater que l'interrupteur a un comportement bien défini dans le temps et les paramètres varient peu tout au long des cycles. Notamment, il existe une variation moyenne maximale de 10% de l'isolation dans l'état OFF et une variation maximale de 5% des pertes d'insertion dans l'état ON.

Cependant, pour tirer des conclusions définitives sur la fiabilité il faudrait un nombre de cycles beaucoup plus grand. Les temps d'activation nécessaires ne permettent pas de mieux investiguer la fiabilité. Le dernier chapitre de ce mémoire aborde les conclusions finales à tirer sur la conception de l'interrupteur et les recommandations pour le développement ultérieur.

CHAPITRE 6 - Conclusions

6.1 Récapitulation

Ce projet a consisté en la conception d'un interrupteur utilisant des pièces mobiles et une activation thermique. Il présente une nouvelle alternative pour permettre la bistabilité avec une forme d'activation qui ne s'y prête pas de façon évidente en utilisant deux bilames qui se soutiennent à tour de rôle.

Le modèle présenté a des dimensions de l'ordre du centimètre. Cette taille a été choisie à dessein pour minimiser les problèmes relatifs aux limites de fabrication. Le mémoire s'est plutôt concentré sur le comportement de l'interrupteur et aux difficultés reliées à la flexibilité du matériau.

Plusieurs configurations de ligne de transmission ont été testées en vue d'intégrer l'interrupteur. Les lignes utilisées sont coplanaires et à microruban. La ligne coplanaire est la plus intuitive pour installer un tel interrupteur. Toutefois, les problèmes de contact empêchent de réaliser un interrupteur efficace. En effet, le contact entre les bilames et la ligne de transmission s'est révélé comme étant la principale limite à la réalisation de l'interrupteur. À cause de leur flexibilité, les surfaces en polyimide sont inégales. Pour cette raison, les lignes de transmission ne peuvent être fabriquées dans des matériaux flexibles à moins que ces matériaux soient étirés afin de rendre leurs surfaces plus uniformes. Pour cette première application, les lignes de transmission ont été réalisées dans un matériau rigide en vue de simplifier les problèmes de contact potentiels.

Par ailleurs, les mauvais contacts rendent non pratiques les interrupteurs séries. En effet dans ce genre d'interrupteurs, il faudrait faire un contact dans l'état ON. Les pertes d'insertion seraient élevées si le contact n'est pas de bonne qualité. Tous les interrupteurs testés sont plutôt en parallèle.

La ligne coplanaire est la plus pratique pour accueillir le système des bilames. Cependant, pour réaliser deux états bien distincts avec une telle ligne, la longueur de contact nécessaire est trop grande.

La ligne microruban n'a pas un plan de masse sur le même niveau que le niveau que la ligne conductrice. Une jonction en T sur la ligne conductrice permet de court-circuiter la ligne. L'interrupteur ainsi obtenu est à bande étroite.

Le contact a pu se réaliser parce que la largeur du contact nécessaire est beaucoup plus petite. Par ailleurs, un élément supplémentaire a pu être utilisé pour améliorer la reproductibilité des mesures. Une fois encore, la largeur du contact à réaliser est déterminante pour rendre effectifs les avantages d'un tel élément.

Un modèle a été créé pour prévoir la distribution thermique. Grâce à ce modèle, les durées d'activation peuvent être estimées. Étant donné la taille des bilames, les durées d'activation sont de l'ordre de la seconde. Le modèle donne une bonne approximation de ces durées.

Les mesures effectuées sur la ligne coplanaire donnent une isolation supérieure à 10 dB entre 5GHz et 20GHz. Toutefois, la courbe de variation indique un interrupteur capacitif plutôt qu'un interrupteur contact comme conçu. Dans le cas de la ligne microruban, le modèle simple avec languette métallique de contact permet d'obtenir une bande de 2GHz d'isolation supérieure à 10dB autour de la fréquence centrale 8.4GHz. Cette fréquence est plus basse que la fréquence simulée qui est 9.7GHz. Les pertes d'insertion demeurent inférieures à 0.4dB dans la bande de fréquence. Dans le cas du modèle de ligne microruban avec feuille métallique flexible la fréquence centrale est plutôt 9GHz et la bande d'isolation supérieure à 10dB est 0.8GHz. Les pertes d'insertion sont inférieures à 0.5dB.

Ce mémoire prouve qu'un interrupteur à activation thermique sur membrane est réalisable. D'ailleurs, des tests de fiabilité l'ont prouvé. Dans la section qui suit, quelques recommandations sont données pour guider le développement futur de l'interrupteur.

6.2 Recommandations

Ce travail est supposé ouvrir la voie pour une miniaturisation de l'interrupteur. Le premier défi d'un tel objectif est la compréhension des principes de micro-fabrication. Sur un tel modèle, les manipulations manuelles ne sont probablement pas possibles par conséquent, un procédé bien défini est nécessaire.

Par ailleurs, le modèle thermique peut être amélioré. Il permettrait de déterminer les dimensions maximales de bilames en vue d'atteindre des objectifs préétablis de temps d'activation.

Il est possible que le procédé de gravure utilisé contribue à augmenter les inégalités de la surface des bilames notamment en y laissant des tensions résiduelles. Il serait intéressant d'explorer cette hypothèse pour faciliter le contact.

Un travail systématique devrait aussi être fait pour établir une relation entre les dimensions de la ligne de transmission, des bilames et des largeurs de contact nécessaires. Ceci indiquerait quelle est la largeur de contact maximale réalisable pour des dimensions de bilame données.

Pour une application spatiale, il est nécessaire de tester l'interrupteur dans les conditions thermique d'un vol spatial. En effet, des conditions thermiques différentes du milieu ambiant utilisé dans ce mémoire pourraient avoir un impact important aussi bien sur les performances de l'interrupteur que sur sa longévité. Des tests de vibration sont aussi nécessaires pour simuler le stress subi lors d'un lancement de vol.

RÉFÉRENCES

[1] Rebeiz, G. M. (2003). RF MEMS Theory design and technology. New Jersey: John Wiley & Sons.

[2] Varadan V. K., Vinoy K.J., Jose, K.A. (2003). RF MEMS and their applications. New Jersey: John Wiley & Sons.

[3] Goldsmith, C., Randall, J., Eshelman, S., Lin, T.H., Dennistor, D., Chen, S., Norvell, B. (1996). Characteristics of micromachined switches at microwave frequencies. International Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S, San Francisco, USA (Vol. 2, pp. 1141-1144).

[4] Goldsmith, C., Yao, Z., Eshelman, S., Denniston, D. (1998). Performance of low-loss RF MEMS capacitive switches (1998). IEEE Microwave Guided Wave Letters, 8(8), 269-271.

[5] Hyman, D., Lam, J., Warneke, B., Schmitz, A., Hsu, T. Y., Brown, J., Schaffner, J., Walston, A., Loo, R. Y., Mehregany, M., Lee, J. (1999). Surface-micromachined RF MEMs switches on GaAs substrates. Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 9 (4), 348-361.

[6] Zavracky, P. M., McGruer, N. E., Morrison, R. H., Potter, D. (1999). Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications. Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 9 (4), 338-347.

[7] Mihailovich, R. E., Kim, M., Hacker, J. B., Sovero, E. A., Studer, J. Higgins, J.A., DeNatale, J.F. (2001). MEM relay reconfigurable RF circuits, IEE Microwave Wireless Comp. Lett., 11 (2), 53-55.

[8] Pacheco, S., Nguyen, C. T., Katehi, P.B. (1999). Microelectromechanical K-Band switching circuits. European Microwave Conference, Munich, Germany, (pp. 45-48).

[9] Ramadoss, R., Lee, S., Bright, V. M., Lee, Y. C., Gupta, K.C. (2002). Polyimide Film Based RF MEMS Capacitive switches. Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Seattle, États-Unis (Vol. 2, pp. 1233 – 1236).

[10] Blondy, P., Cros, D., Guillon, P., Rey, P., Charvet, P., Diem, B., Zanchi, C., Quoirin, J.B. (2001). Low voltage high isolation MEMS switches. Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems, IEEE Topical Meeting. Ann Arbor, USA (Vol. 1, pp. 47-49).

[11] Saias, D., Robert, P., Boret, S., Billard, C., Bouche, G., Belot, D., Ancey, P. (2003). An above IC MEMS RF switch. IEEE J. Solid-State Circuits, 38 (12), 2318 – 2324.

[12] Cho, I.-J., Song, T., Baek, S.-H., Yoon, E. (2005). A low-voltage and low-power RF MEMS series and shunt switches actuated by combination of electromagnetic and electrostatic forces. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 53 (7), 2450 – 2457.

[13] Liu, C., Tsao, Y.C., Liu, W., Will, P., Ho, C.M. (1995). A Micromachined Permalloy Magnetic Actuator Array for Micro Robotics Assembly Systems. International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, IEEE Transducers, Stockholm, Suède (Vol. 1, pp. 328-331).

[14] Ahn, C.H., Allen, M.G. (1992). A fully integrated surface micromachined magnetic microactuator with a multilevel meander magnetic core. IEEE J. Microelectromechanical Systems, 2 (1), 15-22.

[15] Ruan, M., Shen, J., Wheeler, C.B. (2001).Latching Micromagnetic Relays. IEEE J. Microelectromech. Systems, 10 (4), 511-517.

[16] Zhang, Y., Ding, G., Shun, X., Li, X. Cai, B. (2005). Design and Analysis of the Micromechanical Structure for an Electromagnetic Bistable RF MEMS Switch. Microwave Conference Proceedings, Asia-Pacific Conference, Suzhou, Chine, (Vol 1, pp. 4-7)

[17] Trimmer W. S. N. (1989). "Microbots and mechanical systems" Sensors and Actuators, vol. 19, pp. 267-287.

[18] Kanno, I.; Hironobu Endo; Suzuki, T.; Kotera, H. (2005). Piezoelectric micro-actuators for RF-MEMS switches. Lasers and Electro-Optics, Pacific Rim Conference, Tokyo, Japon, (Vol.1, pp. 1380-1381).

[19] Lee, H.-C. ; Park, J.-Y., Bu, J.-U. (2005). Piezoelectrically actuated RF MEMS DC contact switches with low voltage operation. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 15 (4), 202-204.

[20] Ressejac, I. (2003). Microactuateur électrothermique bistable: Étude d'implémentation avec une technologie standard CMOS. Thèse de doctorat. École Polytechnique de Montréal, Québec, Canada.

[21] Lin, G., Kim, C.-J., Konishi, S., Fujita, H. (1995). Design, Fabrication, and testing of C-Shape Actuator. International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, IEEE Transducers, Stockholm, Suède (Vol.2, pp. 416-419).

[22] Agrawal, V. (2004). A latching MEMS relay for DC and RF applications. Electrical Contacts, IEEE Holm Conference, Seattle, USA (Vol. 1, pp. 222-225).

[23] Comtois, J.H., Michalicek, M.A., Barron, C.C. Characterization of electrothermal actuators and arrays fabricated in a four-level, planarized surface-micromachined polycrystalline silicon process. Solid State Sensors and Actuators, Transducers '97, Chicago, USA (Vol. 2, 769-772).

[24] Wood, R., Mahadevan, R., Dhuler, V., Dudley, B., Cowen, A., Hill, E., and Markus, K. (1998). Mems microrelays. Mechatronics, 8 (5), 535-547.

[25] Streeter, R. D., Hall, C. A., Wood, R., Mahadevan, R. (2001). VHF high-power tunable RF bandpass filter using microelectromechanical (MEM) microrelays. Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 11 (5), 261-275.

[26] US Patent 5909078

[27] Dec, A., Suyama, K (1998). Micromachined electro-mechanically tunable capacitor and their applications to RF IC's. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 46 (12), 2587-2595.

[28] Dec, A., Suyama, K (2000). MEMS-based voltage controlled oscillators. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 48 (11), 1943-1949.

[29] Bakri-Kassem, M., Mansour, R.R. (2004). Two Movable-Plate Nitride-Loaded MEMS Variable Capacitor. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 48 (11), 1943-1949.

[30] Tsang, T.K.K., El-Gamal, M.N. (2002). Micro-electromechanical variable capacitors for RF applications. Circuits and Systems, Midwest Symposium, Cincinnati, USA (Vol. 1, pp. I 25-28).

[31] Feng, Z. et al. (1999). Design and modeling of RF MEMES tunable capacitors using electro-thermal actuators. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Anaheim, USA (Vol. 1, pp. 1507-1510).

[32] Park, J. Y., Yee, Y.J., Nam, H.J., Bu, J.U. (2001). MEMS-Based variable capacitor using piezoelectric actuators. IEEE Int. Microwave Symposium Digest, Phoenix, USA (Vol. 1, pp. 2111-2114).

[33] Yalcinkaya, A.D.; Jensen, S.; Hansen, O. (2003). Low voltage, high-Q SOI MEMS varactors for RF applications. European Solid-State Circuits Conference, Estoril, Portugal, (Vol.1 pp. 607-610).

[34] Yoon, J.-B., Nguyen, C.T. (2000). A high-Q tunable microelectromechanical capacitor with movable dielectric for RF applications. IEEE Int. Electron Devices Meeting, Technical Digest, San Francisco, USA, (Vol. 1 pp. 489-492).

[35] Rizk, J., Rebeiz, G.M. (2002). Digital-type RF MEMS switched capacitors. (2002). IEEE MTT-S Int. Symposium Digest, Seattle, USA, (Vol.1, pp. 1217-1220).

[36] Hoivik, N., Michalicek, A., Lee, Y.C., Gupta, K.C., Bright, V.M. (2001). IEEE MTT-S Int. Symposium Digest, Phoenix, USA, (Vol.1, pp. 2115-2118).

[37] Malczewski, A., Eshelman, S., Pillans, B.; Ehmke, J., Goldsmith, C.L. (1999). X-band RF MEMS phase shifters for phased array applications. Microwave and Guided Wave Lett, 9 (12), 517-519.

[38] Barker, S., Rebeiz, G.M. (1998). Distributed MEMS true-time delay phase shifters and wide-band switches. IEEE Trans. Microwave Theory Tech, 46 (11), 1881 - 1890.

[39] Barker, S., Rebeiz, G.M. (1999). Optimization of distributed MEMS phase shifters. IEEE MTT-S Int. Symposium Digest, Anaheim, USA (Vol.1, pp.299-302).

[40] Panaia, P., Luxey, C., Jacquemod, G., Staraj, R., Kossiavas, G., Dussopt, L., Vacherand, F., Billard, C. (2004). MEMS-based reconfigurable antennas. Industrial electronics, IEEE International Symposium, Ajaccio, France (Vol. 1, pp. 175-179).

[41] Jung, C.W., Lee, M.-J., Li, G.P., Flaviis, F. (2006). Reconfigurable scan-beam single-arm spiral antenna integrated with RF-MEMS switches. IEEE Trans. Antennas and Propagation, 54(2), 455-463.

[42] Chiao, J.-C., Cheng, S.-Y., Chang, J.J.L., Chio, I.M., Kang, Y., Hayasaka, J. (2001). MEMS reconfigurable antennas. Int. J. RF and Microwave Computer-Aided Engineering, 11 (5), 301-309.

[43] Baek, C.-W., Song, S.; Cheon, C., Kim, Y.-K., Kwon, Y. (2001). 2-D mechanical beam steering antenna fabricated using MEMS technology. Microwave Symposium Digest, IEEE MTT-S International, Phoenix, USA (Vol. 1, 211-214).

[44] Chu, W-H., Mehregany, M., Mullen, R.L. (1993). Analysis of tip deflection and force of a bimetallic cantilever microactuator. J. Micromechanics and Microengineering, 3(1), 4-7.

[45] ANSYS Inc, ANSYS 9.0, Canonsburg, USA.

[46] Agilent Technologies, ADS 2006, Palo Alto, USA.

[47] Holman, J.P. (1976). Heat Transfer. New York: Mc Graw-Hill.

[48] Eyglument, B. (1997). Manuel de thermique: théorie et pratique. Paris : Hermes.

[49] Edward, T. (1981). Foundations for microstrip circuit design. . New York: John Wiley & Sons.

[50] Silvester, P., Benedek, P. (1973). Microstrip discontinuity capacitances for right-angle bends, T junctions, and crossings. IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, 21(5), 341-346.

[51] Metglass, Magnetic Alloy 2714A, www.metglas.com/PRODUCTS/page5_1_2_6.htm. [Consulté le 8 Février 2007]

[52] Agilent Technologies, http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5091-3645E.pdf [Consulté le 20 Février 2007]

[53] National Instruments, LabVIEW 8.0, Austin, USA

[54] Itoh, T. (1989). Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures. New York: John Wiley & Sons.

[55] Huang, J., Feria, A., Lou, M. (2001). The Development of Inflatable Array Antennas. IEEE Aerospace Conference Proceedings, Big Sky, USA, (Vol.5, pp. 59-65).

[56] Horsley, D.A., Davis, W.O., Hogan, K.J., Hart, M.R., Ying, E.C. (2005). Optical and mechanical performance of a novel magnetically actuated MEMS-based optical switch. J. Microelectromechanical Systems, 14(2), 274-284.

[57] Ravariu, F., Ravariu, C., Nedelcu, O., Babarada, F., Manea, E., Podaru, C. (2006). International Semiconductor Conference, Siniaia, Romania, (Vol.1, pp. 193-196).

[58] Patton, S.T.; Cowan, W.D.; Zabinski, J.S. (1999). Performance and reliability of a new MEMS electrostatic lateral output motor. IEEE Int. Reliability Physics Symposium Proceedings, San Diego, USA. (pp. 179-188).

[59] Li, W.J., Ning X. (2004). Novel micro gripping, probing and sensing devices for single-cell surgery. IEEE EMBS Conference Proceedings, San Francisco, USA, (Vol.1, pp. 2591-2594).

[60] Aigner, R., Ella, J., Timme, H.-J., Elbrecht, L., Nessler, W., Marksteiner, S. (2002). Advancement of MEMS into RF-filter applications. Electron Devices Meeting, San Francisco, USA, (pp. 897-900).

[61] Daly, M., Whitefield, D., Bogan, Z., Bartle, D., Delconte, J. (1997). Low-Loss High-Power Ka-Band Multipole Multithrow MMIC PIN Switch. European Microwave Conference, Jerusalem, Israel, (Vol.1, pp. 442-447).

[62] Levy, O., Madjar, A., Kryger, D., Matarasso, S. (2003). Fully terminated Ka band high isolation, high power MMIC SPDT switch in GaAs PIN technology. MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Philadelphia, USA, (Vol. 3, pp. 2019-2022).

[63] Jung, S., Kang, K., Pak, J.H., Chung, K.-W., Kim, Y.-K., Kwon, Y. (2001). Micromachined frequency-variable impedance tuners using resonant unit cells. IEEE MTT-S Int. Microwave Symposium Digest, Phoenix, USA, (Vol.1, pp.333-336).

[64] Gere, J.M. (2001). Mechanics of materials. Canada: Brooks/Cole Thomson Learning.

[65] Dupont Electronics http://www2.dupont.com/Kapton/en_US/assets/downloads/pdf/summaryofprop.pdf. [Consulté le 7 Avril 2007].

[66] Mrad, R.B, He, S. (2004). A Novel MEMS Tunable Capacitor. Int. Conf. on MEMS, NANO and Smart Systems, Banff, Canada (Vol.1, pp. 550-554).