



HAL
open science

Développement et réalisation de briques de base pour la conception de microrelais électromagnétiques et magnétostrictifs

Frédéric Lepoitevin

► **To cite this version:**

Frédéric Lepoitevin. Développement et réalisation de briques de base pour la conception de microrelais électromagnétiques et magnétostrictifs. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2001. Français. NNT: . tel-00599261

HAL Id: tel-00599261

<https://theses.hal.science/tel-00599261>

Submitted on 9 Jun 2011

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

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

N° attribué par la bibliothèque

--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--	--

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'INPG

Spécialité : Génie Electrique

préparée au Laboratoire d' Electrotechnique de Grenoble
dans le cadre de l'Ecole Doctorale « Electronique, Electrotechnique, Automatique,
Télécommunications, Signal »

présentée et soutenue publiquement

par

Frédéric LEPOITEVIN

le 07 Novembre 2001

Titre :

DEVELOPPEMENT ET REALISATION DE BRIQUES DE BASE POUR LA CONCEPTION
DE MICRORELAIS ELECTROMAGNETIQUES ET MAGNETOSTRICTIFS

Directeurs de thèse :

Gilbert REYNE
Philippe BENECH

JURY

M. D. BELLET , Président
M. B. NOGAREDE , Rapporteur
M. T. BOUROUINA , Rapporteur
M. G. REYNE , Directeur de thèse
M. Ph. BENECH , Co-encadrant
M. J. DELAMARE , Examinateur
M. P. GAUD, Examinateur

LE POITEVIN
9/2001

Remerciements

Pour ne pas déroger à la règle, c'est par cette première page que je vais essayer de remercier le plus habilement possible les personnes qui ont permis, contribué, soutenu ou tout simplement accompagné mes trois années de thèse. Des remerciements de convenance aux oublis involontaires et volontaires, elle ne contentera pas tout le monde. Je ne me fais toutefois pas de soucis, chacun s'y reconnaîtra.....

Non pas par contradiction, mais par logique, c'est à mes parents que s'adressent ces premières lignes. Je les remercie pour m'avoir non seulement permis de préparer cette thèse, mais également pour les années d'efforts et parfois de sacrifices qu'ils ont consentis durant toutes ces années d'études. De la récitation de la table des 7 (pas facile à cette époque) à la correction orthographique de ce mémoire (pas toujours facile non plus), ils trouvent largement place dans ma réussite scolaire. Qu'ils trouvent ici gage de ma reconnaissance.

Je remercie M. J.P. Rognon, directeur du LEG, et M. M. Ivanès, Responsable de la formation Génie Electrique, pour m'avoir accueilli au sein du Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Je remercie également l'ensemble du jury pour l'attention qu'il a bien voulu porter à ces travaux.

Je remercie Gilbert Reyne pour m'avoir proposé ce sujet, ainsi que pour avoir continué à s'intéresser, à participer, jusqu'au bout à ces travaux, malgré la distance, le temps, et parfois mon manque d'informations.

Je remercie chaleureusement Philippe Benech pour avoir encadré au plus près cette thèse. Je tiens à souligner ses qualités relationnelles et scientifiques, qui m'ont permis de mener à bien cette expérience. J'insiste particulièrement sur sa grande disponibilité, chose trop rare de nos jours chez les directeurs de thèse.

Dans le cadre de la collaboration avec le LETI/CEA, je tiens également à remercier Pierre Gaud, responsable du LCMI pour m'avoir accueilli au sein de son laboratoire. Ma reconnaissance va également à Claire Divoux, responsable du projet au LETI, qui a très largement contribué aux travaux présentés dans ce

mémoire, ainsi qu'à Christel Locatelli. Un merci tout spécial à Marie-Hélène Vaudaine pour son implication dans les réalisations technologiques.

Je tiens également à remercier l'ensemble des personnels du LEG et du LETI avec qui j'ai pu travailler, et tous ceux qui ont contribué à rendre cette thèse encore plus joviale.

Mais que serait ces remerciements sans le paragraphe dédié au bouillantissime Christophe Cartier-Million, plus connu du milieu scientifique sous le pseudonyme de CCM. De ses travaux sur la ceinture anti-gravitationnelle, à la rétro-fusée magnétostrictive, ses nombreuses heures de recherche ont souvent été perturbées par mes requêtes incessantes. Sans sa présence, vous ne seriez tout simplement pas en train de lire ces quelques lignes (j'en serai encore à ma 32^{ème} année de thèse !).

Ca y est. Presque la fin. Il me faut encore remercier tous ceux qui ont contribué à cette réussite, de quelque manière que ce soit : Fabien (expert en Kadett), Delphine, Olivier, JD, Stéphane, Buzz, Alain & Anne-Claude, Charlu Trash et sa partenaire Sandrine, Pil-Poil, Sam & Magalie, La Truffe & Fredo, Rex, Coco & Maman, M'sieur L'conte,... et tous ceux que j'ai oublié...

TABLE DES MATIERES

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION.....	5
CHAPITRE I : Etat de l’art – Bibliographie	8
1.1. Généralités – Microsystèmes et microtechnologies.....	9
1.1.1. L’essor des microtechnologies.....	9
1.1.2. Les domaines d’applications.....	10
L’industrie automobile.....	10
Aérospatiale, Aviation et Militaire	11
Informatique, télécommunications.....	11
Domotique, électronique grande consommation.....	12
Autres domaines	12
1.2. Les micro-actionneurs	12
1.2.1. Les structures de bases	12
1.2.1.1. La poutre – Microcantilever beams	12
1.2.1.2. La structure en pont – Microbridge	14
1.2.1.3. La membrane	14
1.2.2. Les structures rotatives : les micromoteurs.....	15
1.3. Les microrelais	17
1.3.1 Introduction	17
1.3.2 Les relais électromécaniques et les relais statiques.....	17
1.3.3 Les microrelais électrostatiques.....	19
1.3.4 Les microrelais thermiques	20
1.3.5. Les microrelais magnétiques.....	21
1.3.5.1 La commande planaire.....	23
1.3.6 Domaines d’applications des microrelais	28
1.3.6.1 Microrelais pour la commutation de signaux à haute fréquence.....	29
1.3.6.2 Microrelais dans le domaine industriel.....	31
1.4. Conclusion et perspectives	32
[REFERENCES]	34
CHAPITRE II : Microrelais magnétostrictif.....	36
2.1. Introduction	37
2.2. La magnétostriction	37
2.3. La magnétostriction des couches minces	42
2.4. Cahier des charges du microrelais magnétostrictif	43
2.5. Structures bistables proposées	44
2.5.1. Principe de la bistabilité magnétique	44

2.5.2. Les différentes déformations et structures proposées	46
2.6. Dimensionnement du microrelais	48
2.6.1. Géométrie de la structure étudiée	48
2.6.2. Formulation analytique pour le dimensionnement	50
2.6.3. Calculs des différentes grandeurs du microrelais.....	54
2.6.4. Discussion sur les grandeurs calculées	57
2.7. Conclusion et perspectives	58
[REFERENCES]	59

CHAPITRE III : Etudes mécaniques et magnétiques de structures de microrelais.....60

3.1 Description et spécifications du microrelais RF	61
3.1.1 Enjeux des Microsystèmes Radiofréquences	61
3.1.2 Spécifications et choix de l'application du microrelais pour téléphone cellulaire	63
3.1.3 Organisation de l'étude du microrelais électromagnétique.....	64
3.2 Etude mécanique des structures envisageables	65
3.2.1 Objectifs des simulations mécaniques des structures.....	65
3.2.2 Calculs et dimensionnement analytiques	66
3.2.3 Simulations éléments finis des structures mécaniques	70
3.2.4 Conclusion sur l'étude des structures mécaniques.....	72
3.3 Etude magnétique des structures envisageables.....	73
3.3.1 Rappel sur les commandes magnétiques et les forces réluctantes.....	73
3.3.2 Description des circuits magnétiques étudiées.....	74
3.3.3 Dimensionnement analytique des conducteurs	75
3.3.4 Simulations électromagnétiques du circuit en E	78
3.3.5 Simulations électromagnétiques de la commande en U.....	80
3.3.6 Etudes de nouvelles structures pour microrelais.....	84
3.3.7 Etude d'une solution à guide de flux pour la poutre encastree-libre.....	89
3.4 Bilan et Conclusion des études sur les structures magnéto-mécaniques	91
[REFERENCE].....	93

CHAPITRE IV : Etude de microcontacts électriques.....94

4.1. Le contact électrique.....	95
4.2. Etudes et formulations analytiques de la résistance de contact.....	95
4-2-1 Rappel général sur les états de surface.....	95
4-2-2 Approche macroscopique.....	97
4-2-3 Outils d'évaluation de la résistance de contact.....	98
4.3. Les matériaux pour le contact électrique	100
4.3.1. Les matériaux de revêtement	100
4.3.2. Les matériaux conducteurs	101
4.4. Description de la brique de base.....	101
4.4.1. Principe du contact et de sa piste.....	101
4.4.2. Dimensions des pistes et des contacts.....	102
4.4.3. Autres motifs de test	103
4.4.4. Matériaux et technologies utilisés.....	104
4.5. Mesures et exploitation des résultats	106
4.5.1. Principe de la mesure.....	106
4.5.2. Mesures indirectes de la force	106
4.5.3. Etalonnage et détermination de la raideur mécanique des bras	107
4.5.4. Mesure de la résistance en fonction de la force de contact.....	109
4.5.4. Exploitation des résultats et problèmes de mesure	113
4.5. Conclusion et perspectives	115
[REFERENCES]	117

CHAPITRE V : Réalisation et Caractérisation des structures mécaniques.....117

4 Table des Matières

5.1. Introduction 118
5.2. Description des principales structures étudiées 118
5.3. Description de la filière technologique..... 120
5.4. Visualisation et contrôle des poutres réalisées..... 121
5.5. Banc de caractérisation des structures mécaniques..... 124
 5-5-1 Objectifs et solutions envisagées..... 124
 5-5-2 Etude et dimensionnement de la commande électromagnétique 124
5-6 Résultats et exploitation des mesures réalisées..... 128
 5-6-1 Répétabilité des mesures et protocoles de mesure 128
 5-6-2 Mesures sur les poutres encastées-libres..... 129
 5-6-3 Autres structures étudiées 137
5.5. Conclusion sur l'étude des structures mécaniques..... 139

CONCLUSION

GENERALE.....140

INTRODUCTION

INTRODUCTION

Réduire la taille des systèmes, améliorer leurs performances, diminuer les coûts, apporter de nouvelles solutions, etc... , les enjeux liés au développement des microsystèmes et des microtechnologies sont nombreux. Les applications visées sont multiples, et ce dans des domaines extrêmement variés : médical, militaire, électronique grand public, industrie automobile, etc. Après une longue période de croissance, les microtechnologies offrent désormais la possibilité de réaliser non plus seulement des prototypes de laboratoire, mais de vrais systèmes complets et opérationnels, pouvant être industrialisés.

Issus des techniques de la micro-électronique, les premiers procédés microtechnologiques ont permis, rapidement, la réalisation de microsystèmes électrostatiques, dont les géométries souvent planes (électrodes) étaient particulièrement bien adaptées. Nous avons ainsi pu voir apparaître les premiers moteurs électrostatiques, les premières micropompes, ou plus généralement tout une série d'actionneurs monostables et de capteurs.

La question de l'utilisation de l'électromagnétisme dans les microsystèmes s'est également posée. Mais de rapides calculs, basés sur de simples règles de réduction homothétiques, semblaient montrer que la réduction de systèmes électromagnétiques macroscopiques aux échelles microscopiques n'était pas favorable. Il était alors convenu que l'électromagnétisme était réservé aux grandes échelles, et l'électrostatique aux microsystèmes. Mais la réalisation de premiers microsystèmes électromagnétiques a montré les réelles potentialités de ce type d'actionnement. La possibilité, par exemple, de pouvoir imposer des densités de courant 200 fois supérieures à celles admissibles dans les systèmes macroscopiques, montre que les seules hypothèses de réduction homothétiques ne sont pas valables. C'est pourquoi, aujourd'hui, les microsystèmes électromagnétiques prennent une part de plus en plus importante dans le monde des microsystèmes. D'autres types d'actionnement seront également présentés dans le chapitre 1 de ce mémoire.

Cette thèse s'inscrit donc dans l'axe de recherche « microsystèmes électromagnétiques » menée au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble depuis plusieurs années maintenant. Plusieurs applications font aujourd'hui l'objet de demandes industriels (micromoteur, micropompe, etc.). Parmi elles, celle du microrelais est aujourd'hui clairement exprimée, et ce dans des domaines également très variés (industrie automobile, industrie des télécommunications, etc.). Ces travaux, menés en collaboration avec le LETI

(Laboratoire d'Electronique, de Technologie, et d'Instrumentation) du CEA Grenoble, sont donc consacrés à l'étude des microrelais électromagnétiques.

Dans le premier chapitre nous présenterons tout d'abord un état de l'art général sur les microsystèmes et ses applications phares (ex : micromoteurs). Puis nous nous focaliserons plus spécifiquement sur les microrelais.

Le chapitre II traitera de la première solution étudiée : le microrelais magnétostrictif bistable. Nous avons premièrement orienté nos recherches vers cette solution à la fois novatrice et prometteuse. Le potentiel des matériaux magnétostrictifs (forte densité de puissance) est déjà utilisé dans des applications comme des micropompes. En collaboration avec le Laboratoire Louis Néel (CNRS) de Grenoble, nous avons ainsi proposé une solution de microrelais magnétostrictif bistable pour des applications de faible puissance. Un premier modèle analytique a été réalisé, montrant les avantages et la faisabilité d'une telle solution. D'autres étapes, nécessaires pour la réalisation d'un prototype final (développement des matériaux en couches minces, caractérisation, réalisation de démonstrateurs, etc.), n'ont pas été entreprises, ces recherches ne faisant pas l'objet de cette thèse. Ces travaux ouvrent toutefois la voie à de nouvelles applications magnétostrictives basées sur ce principe de bistabilité qui reste un avantage considérable.

Après avoir exploré la voie magnétostrictive, nous avons rejoint le LETI dans un projet commun : l'étude d'un microrelais électromagnétique pour application RF. Basée sur un cahier des charges très précis, l'application visée concerne le monde de la téléphonie mobile, très intéressé par la possibilité de remplacer certains relais statiques (semi-conducteurs) par de « vrais » relais électromécaniques, et ce pour des tailles réduites et des coûts très faibles (technologies collectives).

Le chapitre III est ainsi consacré à l'étude et au dimensionnement de ce microrelais électromagnétique. La réalisation d'un tel microsystème, devant répondre à un cahier des charges très précis, est assez complexe. La maîtrise de ses différents aspects (mécaniques, électriques, électromagnétiques, etc.) nous a amené à étudier les problèmes séparément. Ainsi nous avons divisé nos recherches selon 3 axes :

- étude et dimensionnement mécanique des structures envisageables
- étude et dimensionnement électromagnétique des circuits magnétiques proposés
- étude et dimensionnement des conducteurs électriques de la commande magnétique

Le chapitre IV abordera l'étude plus spécifique des microcontacts électriques. Maîtrisé aux échelles macroscopiques, le dimensionnement de contacts ohmiques de petites dimensions est aujourd'hui mal connu. L'objectif est ici de réaliser, par des procédés microtechnologiques, des microcontacts électriques afin de pouvoir caractériser l'évolution de la résistance de contact en fonction de la force/pression exercée sur ceux-ci. Cette étude doit ainsi nous permettre de dimensionner les contacts électriques nécessaires au microrelais.

Après avoir dimensionné les structures mécaniques au chapitre 3, nous aborderons leur réalisation par les procédés microtechnologiques dans le chapitre V. Nous y présenterons également le banc de test mis en place pour la mesure des fréquences de résonance ainsi que l'exploitation des mesures ainsi réalisées.

Chapitre 1

Etat de l'art – Bibliographie

1.1. Généralités – Microsystèmes et microtechnologies.....	9
1.1.1. L'essor des microtechnologies.....	9
1.1.2. Les domaines d'applications.....	10
L'industrie automobile.....	10
Aérospatiale, Aviation et Militaire	11
Informatique, télécommunications.....	11
Domotique, électronique grande consommation.....	12
Autres domaines	12
1.2. Les micro-actionneurs	12
1.2.1. Les structures de bases	12
1.2.1.1. La poutre – Microcantilever beams	12
1.2.1.2. La structure en pont – Microbridge	14
1.2.1.3. La membrane	14
1.2.2. Les structures rotatives : les micromoteurs.....	15
1.3. Les microrelais	17
1.3.1 Introduction	17
1.3.2 Les relais électromécaniques et les relais statiques.....	17
1.3.3 Les microrelais électrostatiques.....	19
1.3.4 Les microrelais thermiques	20
1.3.5. Les microrelais magnétiques.....	21
1.3.5.1 La commande planaire.....	23
1.3.6 Domaines d'applications des microrelais	28
1.3.6.1 Microrelais pour la commutation de signaux à haute fréquence.....	29
1.3.6.2 Microrelais dans le domaine industriel.....	31
1.4. Conclusion et perspectives	32
[REFERENCES]	34

Chapitre 1

Etat de l'art - Bibliographie

1.1. Généralités – Microsystèmes et microtechnologies

1.1.1. L'essor des microtechnologies

Soucieuse et nécessiteuse de voir réduire la taille des systèmes développés, l'industrie horlogère a permis de faire évoluer les procédés de réalisations des « microsystèmes ». Mais ces recherches se sont bornées, et pour cause, à la miniaturisation des systèmes mécaniques. Il a fallu attendre l'apparition de la « microélectronique » pour voir se développer des microsystèmes incluant d'une part un aspect mécanique et d'autre part un aspect électronique. La montre dite "électronique" en est un parfait exemple.

Dans cette première définition, aucun ordre de grandeur n'a été donné car dans sa définition, un microsystème n'est pas, comme nous pourrions le penser un système d'ordre micrométrique mais un système de petite dimension (micro vient de la racine grecque *mikros* qui signifie *petit*).

Le concept de Microsystème a émergé au cours des dernières années sous l'incitation d'une nouvelle stratégie visant à intégrer ou assembler des circuits microélectroniques avec diverses fonctions non électroniques. Les raisons qui ont provoqué cette évolution sont multiples : miniaturisation, diminution de la consommation d'énergie, accroissement de la fiabilité, développement de nouvelles fonctionnalités dans un contexte de plus haute complexité, diminution des coûts par la mise en œuvre de méthodes de fabrication collectives. H. Martinot (CNRS - GDR Microsystèmes) donne une définition générale du microsystème : *"Un Microsystème se définit comme un système miniaturisé de type « à l'état solide » qui assure plusieurs des fonctions suivantes : perception de l'environnement, mise en forme et traitement des données recueillies, prise de décision, transmission des données, action sur l'environnement. Il doit comporter par suite des capteurs, des actionneurs, des circuits de traitement de l'information ou de contrôle de l'énergie, éventuellement une source d'énergie autonome."* [MAR95].

La Microélectronique a vu une progression rapide ces dernières années, et ce pour plusieurs raisons : miniaturisation des composants électroniques, réduction des distances de parcours des porteurs de charges et donc accroissement des fréquences de fonctionnement des composants, et enfin augmentation de la densité de composants dans les circuits intégrés. [AND92].

Les microsystèmes ont connu un essor important avec l'utilisation de structures mécaniques en silicium. C'est dans le début des années 50 que les propriétés piezorésistives du silicium et du germanium sont mises en évidence. Sous l'action d'une contrainte mécanique, les matériaux semi-conducteurs voient leur résistivité se modifier. Cet effet sera utilisé pour réaliser les premières jauges de contraintes en silicium sur un capteur de pression muni d'une membrane collée sur le métal. Cette première application a mis en évidence les problèmes suivants : faible sensibilité, dépendance en fonction de la température, faible stabilité. Un nouveau pas fut franchi dans les années 60 avec la réalisation d'une jauge de contrainte "tout silicium" qui supprimait du coup les problèmes liés à l'interface silicium / colle / métal. Le procédé sera continuellement amélioré avec l'apparition des techniques de gravures (meilleure sensibilité, procédés de fabrication collective et donc diminution des coûts, réduction de la taille des jauges). Apparaîtra un peu plus tard (années 80) les premiers micro-actionneurs de types micromoteurs et micropompes. Si les microsystèmes ont longtemps dû se contenter des procédés issus de la microélectronique, ils bénéficient aujourd'hui d'une véritable spécialisation leur offrant des technologies spécifiques qui ne se limitent plus aux techniques planes du silicium. Ils expriment désormais clairement leurs besoins en terme de matériaux (caractéristiques mécaniques, électromagnétiques, thermiques) ou en terme de réalisations (structure 3D, empilement de couches, contrôle des contraintes de dépôts, etc...). Les microtechnologies sont aujourd'hui une vraie stratégie pour les industriels qui y voient là la réponse à des besoins spécifiques pour le remplacement de composants déficients, la réalisation de nouveaux microsystèmes, ou l'ajout de nouvelles fonctionnalités aux composants existants.

1.1.2. Les domaines d'applications

Les domaines aujourd'hui existants et à venir sont nombreux et à fort potentiels. Malgré des marchés dominants, les microsystèmes devraient s'intégrer à terme dans la vie quotidienne à des degrés plus ou moins complexes. Qu'il s'agisse d'objets fabriqués à bas coût et en grand nombre (technologies collectives) ou de systèmes plus complexes nécessitant des technologies pointues plus coûteuses, les marchés s'étendent par exemple de l'électronique grande consommation aux dernières technologies spatiales et militaires en passant par le médical (biopuces).

Nous nous proposons ici de citer quelques domaines très actifs dans la recherche, le développement et l'utilisation de microsystèmes.

L'industrie automobile

L'automobile est un domaine d'applications très prometteur aux vues des différents microsystèmes déjà embarqués à son bord [BOT01] [ILL01]. La fiabilisation des véhicules, la détection des pannes et le

contrôle de ses différents organes offrent une voie royale au monde des microcapteurs. L'actionnement de divers organes mécaniques permet également de faire une place non négligeable aux micro-actionneurs.

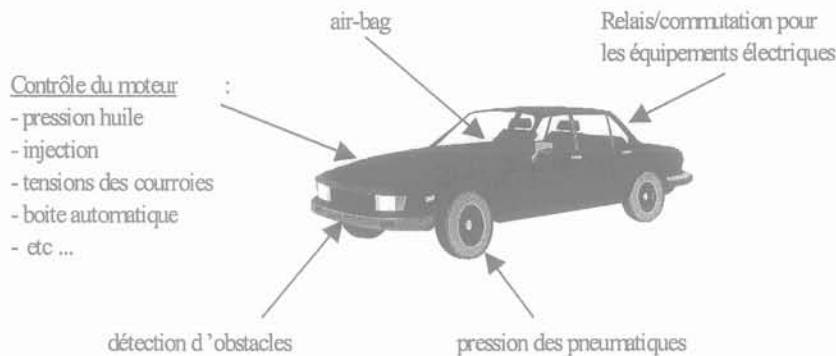


Figure 1-1. Les microsystèmes dans l'automobile

Le secteur automobile est très attractif car les volumes mis en jeu sont considérables. La concurrence induite impose des coûts de production très bas ainsi qu'une grande fiabilité dans le temps. Les plages de température de fonctionnement, les vibrations, et la longévité/fiabilité sont des contraintes très importantes dans ce domaine.

Aérospatiale, Aviation et Militaire

Très souvent à la pointe de la technologie, ces domaines sont très demandeurs de nouvelles solutions à haute précision et de faible volume. Tout comme l'automobile, nous retrouvons aussi bien des capteurs (pressions, altimètre, baromètre) que des actionneurs (compensation de vibrations, guidage de missiles) [PLE01],[JUR01]. Les combinaisons « intelligentes » des années à venir devraient intégrer un nombre important de microsystèmes : détection de gaz nocifs, système de localisation, visualisation infrarouge, etc... . Les volumes de fabrication sont plus faibles et le coût moyen de réalisation plus élevé que dans des secteurs grands volumes comme l'automobile, qualité et performance obligent.

Informatique, télécommunications

Réduire la taille des systèmes est un des objectifs permanents du monde informatique. Tout en conservant les principes de bases, ils ont su augmenter les caractéristiques tout en réduisant les dimensions : les disques durs en sont un bon exemple. Les micro-actionneurs sont aujourd'hui les plus représentés : têtes d'impressions, têtes de disque dur, périphériques de pointage. Les télécommunications sont également très demandeurs : commutateurs optiques pour la transmission par fibres optiques [LOG01], microphones et microrelais [JAS01] pour les téléphones cellulaires. Les volumes sont importants avec des coûts variables.

Domotique, électronique grande consommation.

Les applications actuelles visent essentiellement la sécurisation des appareils, et donc l'emploi de microcapteurs. Nous pourrions citer les capteurs de température, de fuites de gaz, de mouvements, de présence. Une demande spécifique de microcapteurs pour les équipements ménagers s'exprime : analyse de propreté, sélection de produits lavant, analyse de cuisson, etc...

Autres domaines

Qu'il s'agisse de la chimie, de l'optique, de l'électronique, ou encore de la mécanique, faire une liste exhaustive des besoins et des microsystèmes déjà utilisés serait impossible. Des biopuces pour l'analyse des structures ADN en passant par l'intégration de microcapteurs dans un « nez électronique » pour l'analyse des états de fraîcheurs (industrie agroalimentaire), les demandes sont diverses et nombreuses. Ces domaines semblent donc très prometteurs, et ce pour deux raisons : d'une part l'instrumentation et plus généralement le contrôle des procédés a besoin de capteurs offrant une plus grande « intelligence » (fonction électronique intégrée), et d'autre part la demande des capteurs toujours plus performants et plus précis est continuelle, améliorations qui ne peuvent être parfois apportées que par les microsystèmes. Bien qu'éloigné de nos préoccupations, nous pouvons également citer l'essor important que subit actuellement le monde des « bioMEMS » (bio-microsystèmes). Ces derniers, qui doivent permettre de lever un certain nombre de verrous technologiques, sont promis à un avenir très prometteur. Nous citerons en exemple les travaux qui sont menés sur le thème de la transgénèse : de par l'inefficacité des techniques actuelles d'insertion de gènes (traitement des cancers par exemple), les recherches portent sur la réalisation d'un bioMEMS permettant de manipuler localement les gènes (optimisation du taux de transfert).

1.2. Les micro-actionneurs

1.2.1. Les structures de bases

Si les nouvelles technologies permettent aujourd'hui la réalisation d'objets en trois dimensions plus ou moins complexes, les microsystèmes se développent encore autour de quelques structures de base. Ces dernières sont géométriquement simples mais leurs réalisations ne sont pas toujours faciles. Elles ont l'avantage de pouvoir servir à divers types d'actionneurs, mais aussi de capteurs. Leur simplicité, toutes relatives, offre l'avantage de pouvoir fournir des premiers modèles analytiques traduisant leurs comportements physiques. Les structures les plus couramment utilisées sont présentées dans la suite. Dans chaque cas, un exemple d'application permet d'illustrer le principe de fonctionnement de ces structures.

1.2.1.1. La poutre – Microcantilever beams

La poutre est une des structures la plus utilisée. De géométrie simple, elle fut particulièrement bien adaptée aux premiers microsystèmes électrostatiques où l'application d'un potentiel électrique entre celle-ci

et la masse suffisait à induire une flexion sous l'effet de la force électrostatique. Mais la réalisation pratique de tels objets n'est pas toujours simple (maîtrise des contraintes mécaniques après dépôt, techniques de gravure pour la libération des poutres).

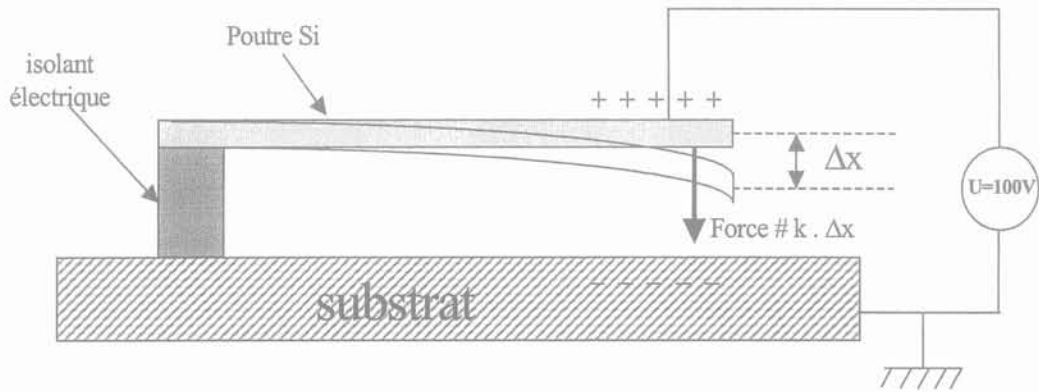


Figure 1-2. Exemple de structure avec une poutre (encastrée-libre) et actionnement électrostatique

La poutre travaille dans le domaine élastique (loi de Hooke), c'est pourquoi la flexion est directement proportionnelle à la force appliquée. Ce type de structure a été utilisé pour réaliser une microvalve électrostatique (figure 1-3) [OHN90].

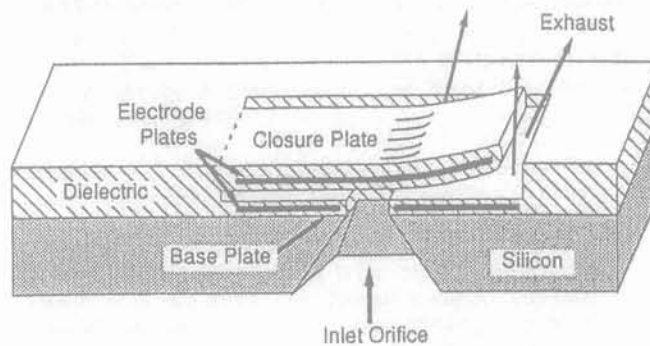


Figure 1-3. Microvalve électrostatique [OHN90]

Le plus souvent basé sur un mouvement de flexion, il est également possible de travailler en torsion (cf chapitre sur le microrelais magnétostrictif).

1.2.1.2. La structure en pont – Microbridge

La structure en « pont » (microbridge) peut également être assimilée à une poutre encastrée-encastrée. Sa réalisation reste, elle aussi, simple et les modèles analytiques sont bien connus. Tout comme la poutre, cette structure se retrouve dans un très grand nombre d'applications : micropompe, microvalve, microrelais, etc...

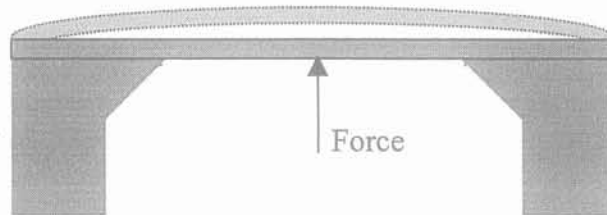


Figure 1-4. Structure en pont (poutre encastrée-encastrée)

Dans le cas où il est possible de maîtriser les contraintes intrinsèques à la poutre et celles induites par l'actionnement, il est possible de travailler près du flambage mécanique, ce qui apporte une fonction bistable souvent recherchée dans les systèmes où les fréquences d'actionnement sont faibles et où la consommation énergétique est un critère essentiel (ex : microrelais bistable). La figure suivante illustre une application de ce type de structure : il s'agit d'une mémoire bistable à actionnement électrostatique [HAL90]. L'état de cette dernière se fait par la détection de la capacité électrique entre la poutre et le substrat.

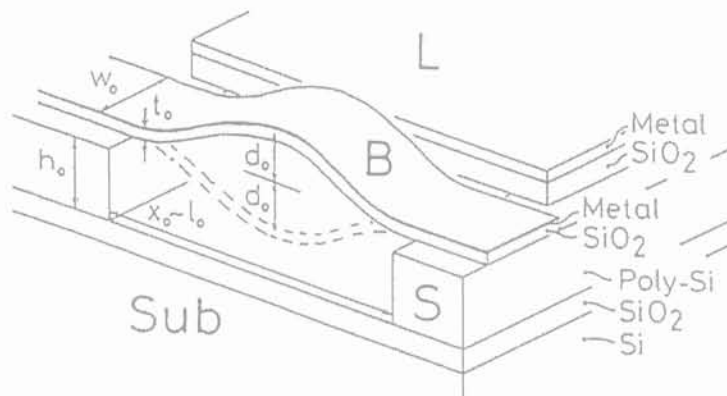


Figure 1-5. Mémoire bistable électrostatique [HAL90]

1.2.1.3. La membrane

La membrane est plus complexe à réaliser car la libération de cette dernière doit être maîtrisée pour garantir, par exemple, dans le cas d'une micropompe, une étanchéité totale. La figure suivante représente une micropompe à actionnement piézoélectrique [STE96].

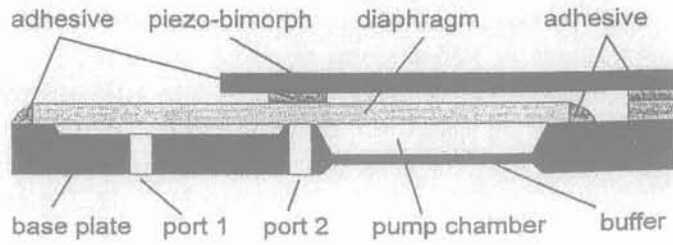


Figure 1-6. Structure de la membrane [STE96]

1.2.2. Les structures rotatives : les micromoteurs

Mis à part les moteurs linéaires qui utilisent le plus souvent les structures classiques que nous avons déjà mentionnées [WAG92] [AKI95], les micromoteurs rotatifs utilisent des structures particulières. Ils sont sans conteste les actionneurs qui ont connu le plus d'intérêt et de réalisations. Exclusivement électrostatiques à leurs débuts, ils sont aujourd'hui piézoélectriques, magnétostrictifs ou encore électromagnétiques. Nous retrouvons dans ces actionneurs les principes, le vocabulaire et les structures de réalisation des moteurs classiques (moteurs macroscopiques).

Le moteur électrostatique est basé sur la conversion d'une énergie électrostatique en une énergie mécanique : il s'agit de moteur à capacité variable. Se distingue aujourd'hui 2 grandes familles de micromoteurs électrostatiques, différenciés par leur type d'excitation :

- moteurs à capacités latérales, dit **Side-Drive** [MEH90]
- moteurs à capacités horizontales, dit **Top-Drive** [MEH90]

Nous trouvons également, basés sur ces principes, des moteurs excentriques où le rotor est également attiré, par des forces électrostatiques, vers les pôles du stator. Nous parlons alors de moteurs Wobble. Ils sont plus performants en matière de couple (centaines de $\mu\text{N.m}$) que les Side-Drive et Top-Drive (dizaines de nN.m) et l'excentricité du rotor offre une fonction intrinsèque de réducteur de vitesse.

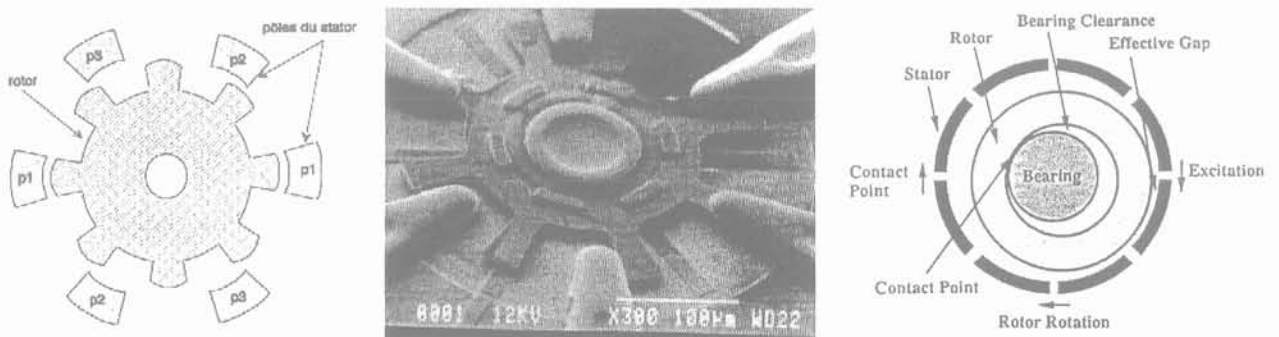


Figure 1-7. Moteur side-drive (à gauche), top_drive (au milieu) et Wobble (à droite)

La rotation est conservée par l'alimentation successive des phases du stator. Le rotor suit donc, au synchronisme, les pôles du stator dans leurs alimentations successives (machine synchrone). Dans les moteurs dits ultrasonores, qui peuvent être piézoélectriques, magnétostrictifs, électrostatiques, voire magnétique, il faut alterner successivement la polarisation qui est appliquée au matériau actif, ce qui génère une onde de flexion. Nous trouvons ainsi des moteurs à onde progressive (le stator utilise la propagation d'ondes de flexion dues à l'effet transversal pour entraîner par friction le rotor qui est plaqué contre lui), des moteurs à conversion de modes (l'entraînement du rotor est obtenu par une trajectoire elliptique des particules de matière du stator vibrant par un transducteur piézo-électrique, plusieurs méthodes de réalisation sont possibles) et des moteurs multi-modes (ils font intervenir simultanément 2 modes de vibration du stator, créés à l'aide de 2 transducteurs de même nature, pour "construire" le mouvement elliptique)[FLE89].

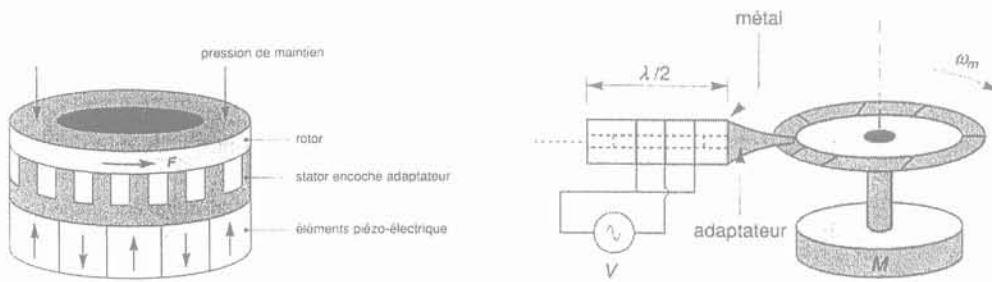


Figure 1-8. Moteur à onde de flexion (à gauche) et à conversion de modes (à droite)

Si les vitesses de rotation sont moins grandes que celles des micro-moteurs électrostatiques, les micro-moteurs ultrasonores offrent de meilleurs couples en fonctionnement ainsi qu'un couple de maintien à l'arrêt. Nous pouvons citer l'exemple d'un micromoteur piézo-électrique [UDA91] qui tourne entre 100 et 300 tr/mn en fournissant un couple de 40pN.m sous 5 volts.

Enfin les micromoteurs électromagnétiques, qui se sont totalement imposés dans le monde macroscopique, pourraient aussi se révéler être très prometteurs, tant en terme de vitesse que de couple. Liés aux progrès des microtechnologies dans le domaine des matériaux magnétiques, des bobinages et des aimants, la solution électromagnétique permet aujourd'hui la réalisation de moteurs synchrones [GUC93] (150.000 tr/mn pour un couple de 1nN/m) et asynchrones [WIL97] (1000 tr/mn pour un couple de 3pN.m). Nous trouvons aujourd'hui essentiellement des micromoteurs d'ordre millimétrique incompatible avec les procédés de technologies collectives actuelles. L'avenir des micromoteurs pourrait être fortement influencée par ces percées en électromagnétisme.

1.3. Les microrelais

1.3.1 Introduction

Fonction ancestrale du monde de l'électricité, le relais a évolué au fil du temps et remplit maintenant un très grand nombre de fonctions. Si le terme de relais s'est d'abord attaché à désigner l'endroit où s'échangeait les chevaux ou les diligences (poste de relais), Samuel Morse est souvent associé au premier relais électrique avec la conception de son télégraphe imprimeur en 1837 (à partir d'un électro-aimant). Définir de façon exhaustive les fonctions remplies par le microrelais semble assez difficile tellement ses applications et ses tâches sont nombreuses. Ces travaux de thèse ont été consacrés au relais magnétiques de petites dimensions, aux relais dits de troisième génération : les microrelais. Issus des progrès de la microélectronique et des microtechnologies, ils se classent en deux catégories : les relais statiques et les relais électromécaniques. Le microrelais n'est pas juste un déficit technologique mais bel et bien un besoin industriel et ce dans un grand nombre de domaines : télécommunications, industrie automobile, équipements de test automatiques, etc... .

1.3.2 Les relais électromécaniques et les relais statiques

Les relais magnétiques, les plus anciens, sont largement utilisés depuis longtemps pour un grand nombre d'applications comme les circuits de contrôle pour l'automobile, les équipements industriels, les disjoncteurs. Ils sont fabriqués par assemblage séquentiel de différents constituants et sont produits à des centaines de millions de pièces par an. L'actionnement magnétique permet notamment une commutation rapide sous faible tension et des forces de contact importantes. Pendant plusieurs années, de nombreuses recherches ont été menées visant à réduire la taille des systèmes fournissant la fonction de relais. Un grand pas fût franchi avec l'apparition de la microélectronique. Cette fonction de commutation fut alors réalisée à l'aide de composants dits « statiques » à base de semi-conducteurs. Cette terminologie est due au fait que la fonction relais est assurée par des composants électroniques (diodes, transistors, thyristors, etc.) où aucun mouvement, déplacement, déformation de pièce ne se produit. Ils utilisent les méthodes éprouvées de fabrication par lots. Cependant leurs performances électriques, comme la résistance à l'état ouvert, la dissipation à l'état fermé, restent inférieures aux relais électromagnétiques et incompatibles avec certaines applications (basse tension en particulier). Le besoin de miniaturisation, de fiabilité, de coût, a cependant conduit les microrelais électroniques (statiques) à prendre le dessus sur les relais électromécaniques .

Le choix entre un relais statique ou un relais électromécanique est guidé par les avantages et les inconvénients distincts des deux technologies. Le tableau 1-1 mentionne les principaux critères de sélections retenus.

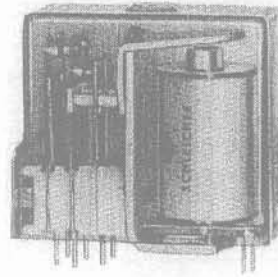


Figure 1-9. Relais électromécanique de deuxième génération

<u>Relais électromécanique</u>	<u>Relais statique</u>
<ul style="list-style-type: none"> → privilégier les niveaux d'isolation entre la commande et la charge → garantir de faibles courants de fuites → commuter de fortes puissances sous faible volume 	<ul style="list-style-type: none"> → durée de vie quasi-infinie → résistance aux chocs → faible épaisseur → production collective possible

Tableau 1-1. Principaux critères de sélection

Outre ces avantages propres à chacune de ces deux technologies, les relais électromécaniques (EMR : Electro-Mechanical Relay) ont l'avantage par rapport aux relais statiques (SSR : Solid State Relay) d'avoir de vrais contacts métalliques qui permettent d'obtenir de meilleures caractéristiques électriques. Le tableau suivant renseigne sur les avantages et inconvénients des EMR sur les SSR du fait de leurs contacts métalliques.

EMR > SSR	EMR < SSR
<ul style="list-style-type: none"> → Faible impédance à l'état passant → Commutation des signaux HF → Capacité parasite plus faible 	<ul style="list-style-type: none"> → Durée de vie fonction de l'utilisation → limitation en fréquence de commutation → Miniaturisation difficile avec la technologie d'assemblage

Tableau 1-2. Avantages et inconvénients des EMR sur les SSR

Il est aujourd'hui possible d'utiliser les microtechnologies pour réaliser des microrelais électromécaniques. Les avantages liés à l'intégration sont à la fois d'ordre dimensionnel et électrique. La taille réduite doit permettre d'abaisser le coût unitaire et autoriser le regroupement de plusieurs relais dans un même boîtier. La maîtrise des microtechnologies et l'absence d'assemblage permettent de garantir une grande reproductibilité des caractéristiques électriques et mécaniques ainsi que de faibles tolérances de

fabrication. La commutation à fréquence plus élevée devient possible car les masses mobiles mises en jeu sont plus faibles et leurs déplacements réduits. La commutation des signaux à fréquence élevée et faible courant n'engendre pas de pertes prohibitives. Enfin, dans un effort plus important d'intégration, ces microrelais peuvent être fabriqués en surface des circuits intégrés car les procédés mis en œuvre restent compatibles avec la réalisation de transistors.

Souvent utilisé pour justifier d'une fonction spécifique, le microrelais a surtout servi de prétexte au développement d'actionneurs. C'est pourquoi dans un grand nombre de réalisations, seule la partie commande est réellement étudiée, laissant en marge l'étude et le dimensionnement de la partie contact électrique. C'est ainsi que sont apparus des microrelais électrostatiques à contact polysilicium offrant une résistance à l'état fermé de 10 k Ω . Le nombre de microrelais potentiellement utilisables est donc encore trop restreint aujourd'hui.

1.3.3 Les microrelais électrostatiques

Les premiers actionneurs étant issus des procédés de la microélectronique, l'actionnement électrostatique s'imposa très rapidement comme le moyen le plus facile pour générer des forces. De simples électrodes étaient nécessaires pour parvenir à générer un champ électrique entre deux surfaces. De plus, à ses débuts, les microtechnologies offraient principalement des structures planes (surface micromachining : usinage de surface) particulièrement bien adaptées aux problèmes électrostatiques 2D.

En 1995 un microrelais électrostatique RF est proposé par l'industriel Rockwell [JAS95]. Basé sur une structure de type poutre encastré-libre, les performances sont assez bonnes puisqu'ils obtiennent une isolation de -50dB à l'état ouvert et des pertes d'insertion de 0,1dB à 4GHz.

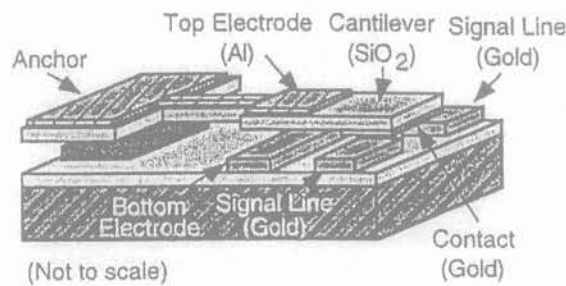


Figure 1-10. Vue en perspective du microrelais électrostatique RF [JAS95]

Comme tout microsystème électrostatique la tension d'actionnement est relativement élevée : 28 volts. Le courant est, par contre, très faible (50nA), soit une puissance de 1,4 μ W pour un mouvement de fermeture.

La force variant en première approximation en $1/D^2$ (D : épaisseur du diélectrique) la principale difficulté réside dans le fait qu'il faut pouvoir conserver une distance inter-électrode d'une part suffisamment faible pour obtenir une force suffisante avec de faibles tensions d'actionnement, et d'autre part suffisamment

grande pour pouvoir supporter une tension à l'état ouvert qui ne dépasse pas la tension de claquage (signaux basse-fréquence ou continu). La difficulté rencontrée avec les relais électrostatiques est la nécessité d'une tension d'actionnement très élevée afin que les forces électrostatiques puissent l'emporter sur les forces de rappel mécaniques. Ce besoin de tension élevée réduit le champ d'application car la tendance dans l'industrie électronique est de diminuer les tensions d'alimentation, notamment dans les systèmes autonomes.

1.3.4 Les microrelais thermiques

Outre les solutions magnétiques, que nous allons aborder, et électrostatiques, une troisième voie a été explorée : l'actionnement thermo-mécanique . Principalement basée sur le phénomène de dilatation thermique, cette méthode semble particulièrement bien adaptée aux microstructures car leurs petites dimensions ne nécessitent que peu d'énergie (effet Joule) pour voir apparaître une déformation significative. En contrepartie, la fragilité mécanique , les problèmes liés aux vieillissements des structures déformées ou encore les difficultés technologiques de réalisation sont les principaux inconvénients de ce type d'actionnement. Un premier prototype a été réalisé par le LETI [CHA00]. Le fonctionnement est basé sur une commande de type bilame, et le déclenchement se fait à partir d'un seuil. La structure est de type poutre encastrée-encastrée.

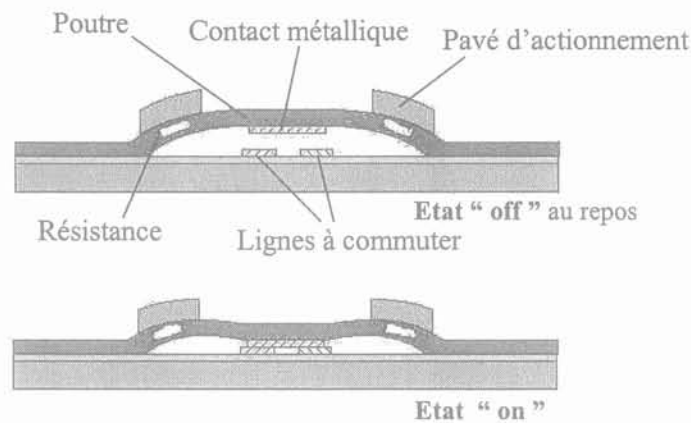


Figure 1-11. Principe du microrelais thermique [CHA00]

La longueur de la poutre est de $250\ \mu\text{m}$ pour une largeur de $50\ \mu\text{m}$ et une épaisseur de $1\ \mu\text{m}$. L'entrefer électrostatique est de $3\ \mu\text{m}$. La tension de commande est inférieure à 10 volts et le courant de commande inférieur à 10 mA pour une fréquence de fonctionnement de 250 Hz avec un temps de fermeture du contact de $300\ \mu\text{s}$. Le temps de retour de la poutre à son état initial est de $50\ \mu\text{s}$. La résistance de contact, d'environ $1\ \Omega$, est toutefois évolutive avec le nombre de cycles, ce qui reste un inconvénient majeur. Le dilemme reste dans le choix d'une structure qui soit suffisamment petite pour permettre une réduction d'énergie et une fréquence de commutation élevée, et inversement, une structure assez longue et épaisse pour autoriser des déformations importantes (isolation électrique) avec des forces suffisantes (résistance de contact faible et stable). Cette réalisation montre cependant les réelles potentialités d'un tel mode d'actionnement.

1.3.5. Les microrelais magnétiques

Les microtechnologies permettent aujourd'hui aussi d'envisager une fabrication collective de relais à actionnement magnétique. Parmi les solutions possibles (force réluctante, couple électromagnétique, force de Laplace, etc.), nous nous sommes, dans un premier temps, intéressés à la solution magnétostrictive qui permet également d'obtenir des forces importantes sous faibles champs magnétiques, ce grâce à une grande densité d'énergie volumique dans ce type de matériaux. Parmi les solutions magnétiques développées, nous dégagerons leurs principaux avantages et inconvénients, afin de mieux situer les systèmes magnétostrictifs ci-après étudiés et n'ayant, à notre connaissance, pas fait l'objet d'application pour des relais.

Dans le cas de commutation par action magnétique, les fonctions mécaniques (ouverture / fermeture de contacts) sont bien définies, de même pour la partie électrique (création d'un champ magnétique par une bobine traversée par un courant, voire un aimant permanent). Avant de décrire les spécificités des actionnements électromagnétiques, nous rappellerons ici brièvement les principes de base permettant de générer des forces magnétomécaniques. Le cas le plus fréquemment rencontré est celui du système réluctant : une source de création de champ magnétique (bobine parcourue par un courant ou aimant permanent) est placée dans un circuit magnétique ouvert qui guide le flux. C'est dans l'entrefer du circuit magnétique que se concentre la majorité de l'énergie du système vu les rapports de perméabilité entre l'air (entrefer) et le matériau magnétique (culasse). Afin de minimiser son énergie, celui-ci va avoir tendance à rapprocher les deux surfaces en vis-à-vis délimitant l'entrefer, diminuant ainsi le volume de l'entrefer et donc l'énergie du système. La figure 1-12 illustre ce principe, la solution avec bobine n'étant ni plus ni moins que la représentation d'un électro-aimant.

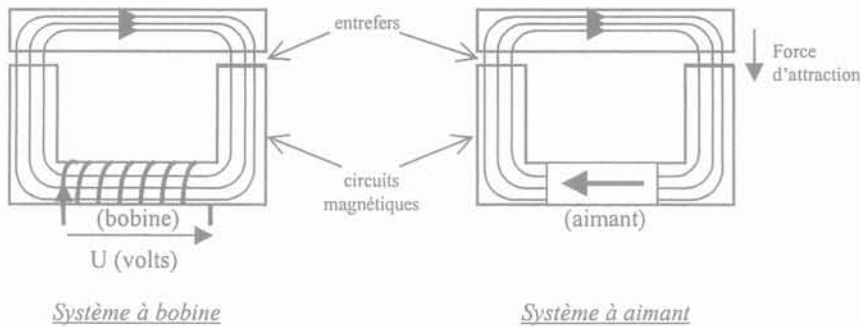


Figure 1-12. Principe des forces réluctantes

Dans le cas d'un système bobine/fer, la force est exclusivement attractive, mais est proportionnelle au carré de l'induction, alors que dans le cas d'un système bobine/aimant, nous disposons de forces bi-directionnelles proportionnelles à l'induction. L'avantage de la solution avec bobine est que la polarisation du champ varie simplement avec la polarité de la source d'alimentation électrique alors que celle de l'aimant ne peut changer. L'énergie rémanente de l'aimant confère au système un grand degré d'autonomie. Ces principes sont également applicables à des solutions avec plusieurs sources de champ magnétique, ce qui

permet non seulement d'obtenir des forces d'attraction mais également des forces de répulsion dans le cas de champs inversement polarisés.

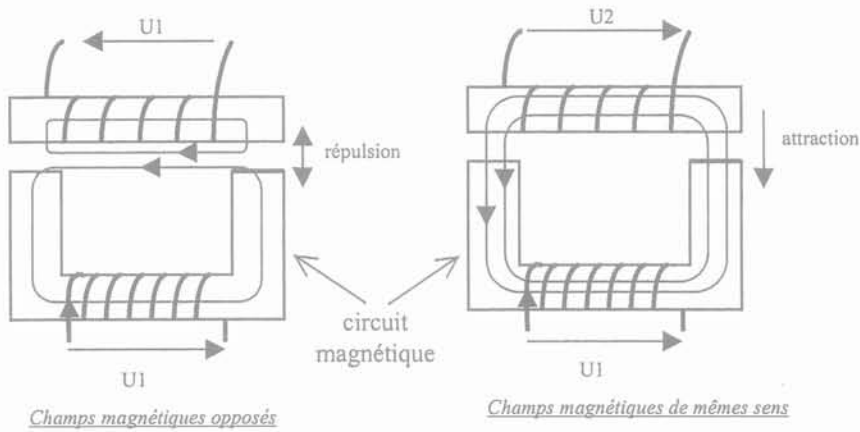


Figure 1-13. Principe du système à attraction/répulsion

Divers types de relais basés sur ces principes sont donc envisageables et élargissent le champ des applications. Nous pouvons citer notamment les fonctions suivantes :

- relais simple : contact avec un courant, ouverture sans courant.
- relais à impulsion : une impulsion pour fermer, une autre pour ouvrir.
- poussoir : une action mécanique déclenche le relais.
- relais de commande : le relais pilote un circuit de commande de puissance ou un relais statique de puissance.

Les technologies utilisées dérivent de celles des têtes magnétiques d'enregistrement, où sont utilisées soit des bobines en forme de spirale, soit des solénoïdes. Les solutions toutes intégrées utilisent des circuits réticulés exclusivement, avec principalement des alliages FeNi et CoFe obtenus par dépôt électrolytique, les aimants n'étant pas encore intégrés à des épaisseurs suffisantes pour permettre l'actionnement.

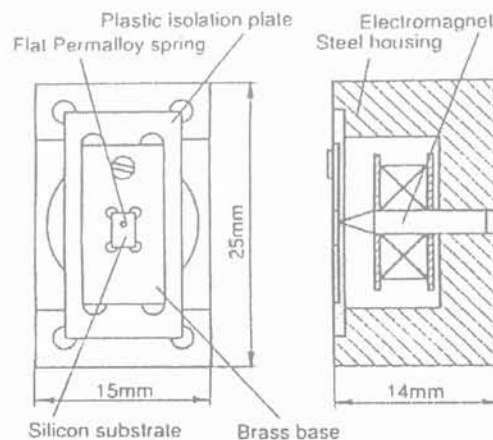


Figure 1-14. Principe du microrelais magnétique

En 1993, un article [HOS93] pose les concepts et les caractéristiques fondamentales des microrelais électromagnétiques. Le prototype réalisé (figure 1-14) a pour but principal l'étude des contacts électriques. L'étude portant sur 3 matériaux a mis en évidence la relation entre la force appliquée aux contacts et la résistance de ces mêmes contacts. La fermeture du contact est obtenue par des forces électromagnétiques (électro-aimant), alors que l'ouverture est assurée par la force de rappel mécanique. Nous classerons ici les diverses réalisations par leurs commandes magnétiques.

1.3.5.1 La commande planaire

La structure planaire de la bobine spiralisée s'adapte bien aux microtechnologies de dépôt de couches. Une seule couche de conducteur est nécessaire, mais il est possible d'en réaliser plusieurs de façon à augmenter le nombre de tours de la bobine. Cette structure présente néanmoins des inconvénients :

- La connexion électrique au centre de la bobine reste délicate (connexion face arrière)
- La résistance de la bobine n'est pas proportionnelle au nombre de tours, et les tours extérieurs ne sont pas aussi efficaces du fait des lignes de fuites (ce problème sera traité au chapitre 3 sur la modélisation de la commande magnétique.)
- A nombre de tours égal, le champ produit par une bobine spiralisée est moins important que celui produit par un solénoïde, du fait des champs de fuites.
- Le circuit magnétique autour de ces bobines est sujet à des pertes importantes du fait de sa forme aplatie par rapport à un circuit non intégré (solénoïde 3D non aplati).

Les diverses réalisations magnétiques sont le plus souvent basées sur des circuits magnétiques classiques, dont la forme est adaptée aux microtechnologies. Les réalisations de ce type établissent un contact électrique avec un mouvement perpendiculaire au plan du substrat. Nous pouvons citer ici quelques exemples de commandes par réluctance utilisant des bobines spirales :

Le circuit en U

Nous appelons circuit en U ce type de structure car la partie inférieure de la culasse, qui n'est pas mobile, est en forme de U. La figure 1-15 illustre un exemple de ce type de circuit magnétique.

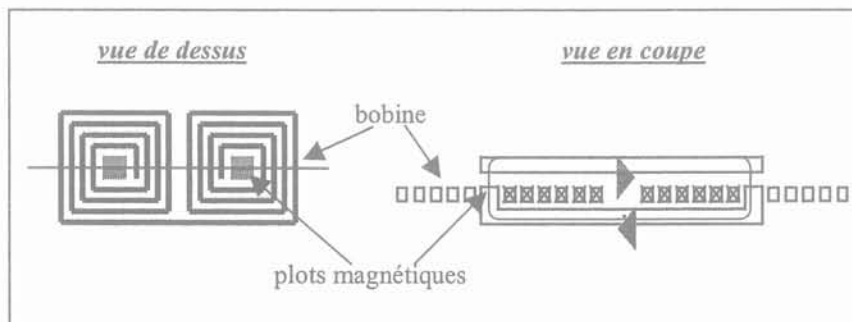


Figure 1-15. Exemple de structure de circuit en U

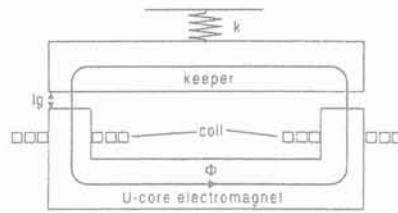


Figure 1-16. Exemple de réalisation de circuit en U

En 1998, une nouvelle structure de microrelais dans la réalisation de micro-actionneurs électromagnétiques est proposée. Cette méthode permet de réaliser des électro-aimants avec un noyau en forme de U sur un substrat ferromagnétique. Ce procédé a ensuite été appliqué à la réalisation d'un microrelais [FUL98] [FUL99]. Les figures 1-17 et 1-18 montre le principe général de l'actionneur ; l'électro-aimant attire la plaque du dessus qui vient fermer les contacts.

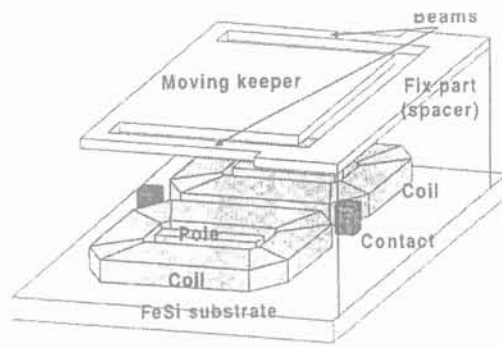


Figure 1-17. Vue en perspective du système en U avec la partie mécanique [FUL98].

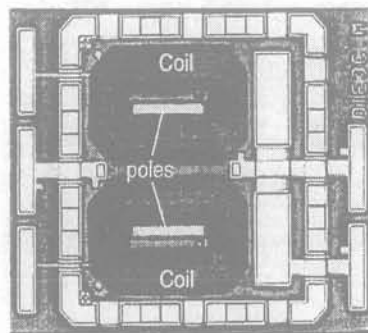


Figure 1-18. Vue de dessus du relais présenté dans l'article [FUL98]

Le circuit en E :

A nombre de tours égal, la commande en E présente une résistance plus grande. La partie mobile peut être par exemple soit une membrane, soit une poutre encastrée-encastrée.

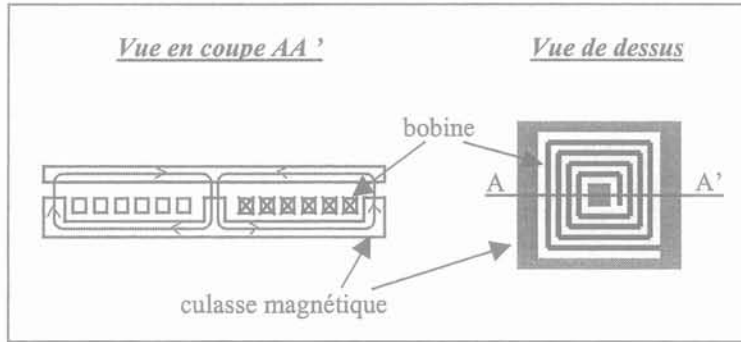


Figure 1-19. Structure du circuit en E

Un autre type de bobinage planaire en forme de motif grecque est utilisé. Il forme, grâce à une disposition du matériau magnétique, de petits circuits locaux, ces circuits permettant de limiter les fuites liées à la forme aplatie de la structure globale. Ces structures sont efficaces pour des entrefers très faibles, car la saturation intervient alors faiblement. Pour des entrefers importants, cette structure est défavorable, la force dans chaque circuit étant proportionnelle au carré du courant électrique. Ce type de structure peut être combiné à une autre structure de façon à être efficace à la fois pour de faibles entrefers et pour de grands entrefers.

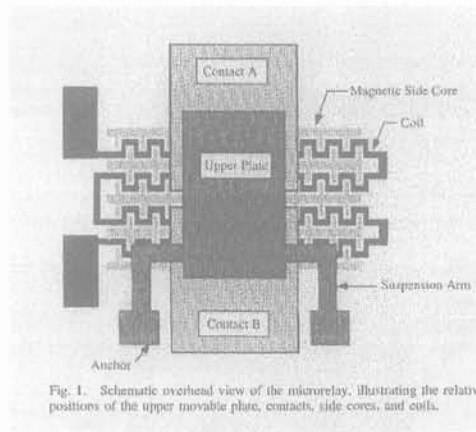


Fig. 1. Schematic overhead view of the microrelay, illustrating the relative positions of the upper movable plate, contacts, side cores, and coils.

Figure 1-20. Exemple de commande avec un bobinage en grecque [TAY98]

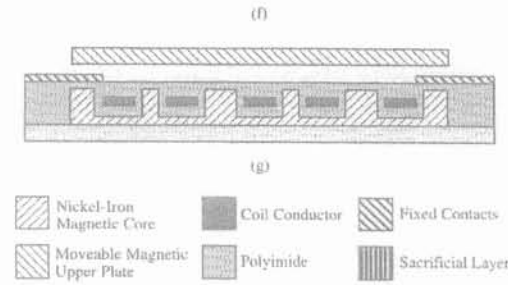


Figure 1-21. Vue en coupe. Exemple de commande avec un bobinage en grecque [TAY98]

Ce microrelais ci-dessus est proposé par Georgia Tech [TAY94] [TAY96] [TAY96bis] [TAY98]. Il permet la coupure d'un courant maximal de 1.2 A, avec une consommation, pour la partie commande, de 33 mW (courant minimum d'actionnement de 180 mA). La résistance de contact à l'état fermé est de l'ordre de 22 mΩ.

La commande à solénoïde

Le bobinage solénoïde semble a priori plus efficace que le bobinage spirale. La réalisation technologique nécessite par contre trois niveaux de conducteurs au moins. Les réalisations de ce type établissent un contact électrique avec un mouvement dans le plan du substrat. La surface de contact est limitée par l'épaisseur du matériau, et la qualité de la surface dépend de la gravure et du dépôt utilisés.

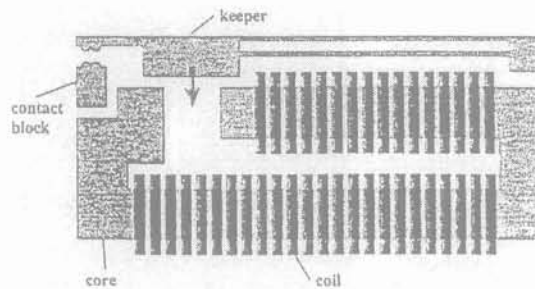


Figure 1-22. Exemple de bobinage en solénoïde [ROG95][ROG96]

Cette solution magnétique avait été proposée en 1995 [ROG95] [ROG96] en utilisant un solénoïde et des procédés LIGA X. La réalisation d'un tel système avec des résines sensibles aux ultraviolets est désormais possible. Lorsque la bobine est alimentée, le bras flexible vient fermer le circuit magnétique et provoquer la fermeture des contacts.

La commande bistable

La structure à aimants est très intéressante car elle permet potentiellement une grande économie d'énergie. Elle se base généralement sur la résultante de deux forces de même direction mais de sens opposés : une force magnétique due à l'aimant et variant avec l'entrefer entre ce dernier et la culasse

magnétique, et une force de rappel mécanique due aux déformations élastiques de la structure. La figure 1-23 illustre ce principe. Cette solution a l'avantage de ne nécessiter de l'énergie que pour passer d'un état stable à l'autre, d'où une faible consommation électrique si nous travaillons à des fréquences de commutation peu élevées ($<1\text{Hz}$) car le champ créé par l'aimant peut assurer la force de maintien en absence de courant.

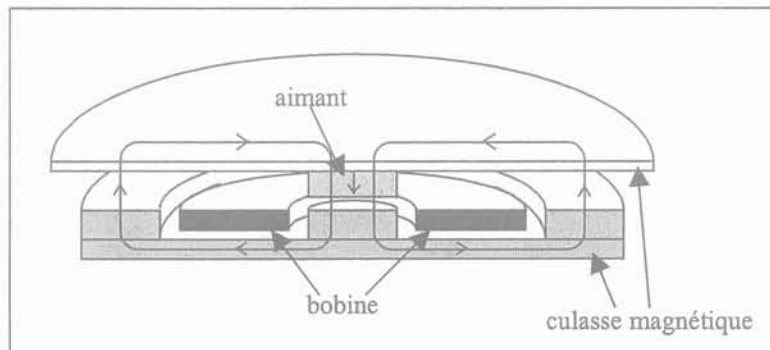


Figure 1-23. Exemple de commande bistable

Par exemple, il est possible d'ajuster la force mécanique de rappel d'une part et les forces magnétiques d'attraction et de répulsion d'autre part de façon à passer d'un état à l'autre à chaque impulsion de polarité opposée. A l'état ouvert, la force du ressort est supérieure à celle de l'aimant sur le noyau de fer doux : c'est le premier état stable. Lorsqu'une impulsion est appliquée dans la bobine de l'électro-aimant, la force d'attraction entre l'aimant et l'électro-aimant devient plus grande que la force de rappel du ressort, d'où la fermeture. A la fin de l'impulsion électrique, l'aimant reste collé sur le noyau grâce à sa force d'attraction qui est cette fois plus grande que la force de rappel du ressort : c'est le deuxième état stable. Nous repassons au premier état stable en alimentant la bobine par une impulsion de courant de sens inverse afin d'exercer une force de répulsion entre l'aimant et la bobine. Une matrice de 64 relais bistables [HOS94] a été réalisée sur la base de ce principe.

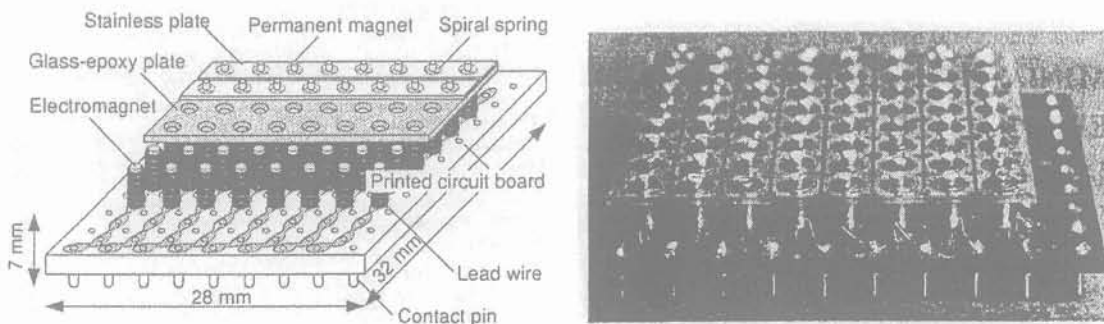


Figure 1-24. Exemple de relais bistable à aimant [HOS94]

Chaque relais est constitué d'un aimant permanent en terre rare (rémanence de 1,28 T) d'un diamètre de 1 mm et d'épaisseur 0,7mm. Cet aimant est ensuite collé sur un ressort plat réalisé par attaque chimique. Nous trouvons ensuite un électro-aimant réalisé avec un noyau de fer doux de 1 mm de diamètre, et 100 enroulements autour pour ce qui est de la bobine. Aucune performance électrique (résistance de contacts, tension de charge, etc...) n'est donnée.

Bien entendu, il est possible de réaliser un relais à deux états stables avec un aimant sur une structure mécanique, l'ensemble étant attiré alternativement d'un côté et de l'autre par 2 électro-aimants. Les deux états stables sont assurés par les forces magnétiques, ce qui relâche la contrainte mécanique de la rigidité du ressort. Du point de vue de la réalisation, un mouvement dans le plan du substrat est plus favorable dans ce cas.

1.3.6 Domaines d'applications des microrelais

Les relais électromécaniques sont utilisés largement dans l'industrie avec une multitude de références dans les catalogues des vendeurs démontrant le besoin de relais optimisés pour chaque application. Le marché mondial des relais électromécaniques et solides s'est élevé à 5M d'Euros. Rien que pour le marché Nord Américain, le chiffre d'affaires des relais est estimé à 1,4 M d'Euros. Certains rapports font état de la présence de 150 relais électromécaniques dans les voitures modernes (40 millions/an). Les marchés se comptent donc en millions de pièces avec des prix minimum de l'ordre de 0,1 Euro.

La tendance à l'utilisation de relais de petites dimensions se traduit dans les faits par une part croissante des relais montés en surface sur les cartes électroniques : de 1,2% en 93, la proportion du volume total est passée à 19,6% en 97. Le besoin de miniaturisation des relais a été satisfait grâce aux microrelais statiques pour des dimensions microscopiques et par les millirelais électromagnétiques pour des dimensions moins critiques, ces derniers pouvant par ailleurs commuter des signaux plus puissants.

L'émergence des technologies de microrelais correspond à un besoin industriel dans un grand nombre de domaines. L'industrie des cartes pour le test automatique (ATE Automatic Test Equipment) a été une des premières à manifester son intérêt pour ces micro-composants. Une carte peut contenir plusieurs milliers de relais servant à faire passer des signaux hautes fréquences avec des fréquences de commutation élevées. L'industrie des télécommunications est à l'heure actuelle fortement en demande car le marché de la téléphonie mobile est en pleine expansion. L'utilisation de microrelais permettrait alors d'améliorer globalement la qualité du relais (bonne isolation et pertes par insertion faibles, linéarité du composant, commande par de faibles tensions proche du volt, etc.).

L'intégration de ces microrelais est envisagée pour le marché de l'industrie automobile, grand consommateur de mini-relais. Le tableau suivant renseigne sur les spécifications demandées dans chaque domaine.

La croissance du marché devrait se faire en premier dans le domaine de la téléphonie mobile du fait de la difficulté d'obtenir des microrelais de puissance. Inexistant en volume actuellement, le marché des micros relais devrait représenter de plus de 100M d'Euros à l'horizon 2002 selon une étude menée par NEXUS.

<p>☞ cartes ATE et télécommunications :</p> <ul style="list-style-type: none"> → minimiser la taille du relais → capacité d'intégration de plusieurs relais sur un même boîtier → très faible courant (signal) <p>☞ Industrie automobile :</p> <ul style="list-style-type: none"> → courant supérieur à 1 A → haute isolation

Tableau 1-3. Spécifications retenus pour les domaines des cartes ATE et de l'industrie automobile

1.3.6.1 Microrelais pour la commutation de signaux à haute fréquence.

Le développement rapide de la téléphonie a suscité une forte demande de composants radio fréquence de divers types. L'augmentation des fréquences, la multiplication des bandes, la diminution de la consommation concomitante avec la diminution de la tension d'alimentation, l'intégration de plus en plus poussée de la chaîne RF sont les tendances directrices du domaine.

La commutation des signaux intervient à différents niveaux de la chaîne radio fréquence :

- Commutation émission/réception au niveau de l'antenne
- Modification du filtrage moyenne fréquence
- Sélection d'oscillateur
- Sélection de chaînes de réception

Aujourd'hui nous entendons par commutateur classique utilisé dans le domaine RF, les dispositifs suivants :

- Transistors à effet champ (FET)
- Diodes PIN
- Relais électromécaniques

La principale fonction du relais RF est la commutation émission / réception. Le relais est alors un assemblage de deux commutateurs élémentaires : l'un est normalement ouvert et l'autre est fermé. Ces relais

sont actuellement mécaniques, ou réalisés avec des transistors FET ou des diodes PIN. Les valeurs typiques que nous trouvons chez les divers fabricants sont listées dans le tableau 1-4.

Les spécifications principales sont :

- la perte en transmission qui doit être inférieure à 0,5dB
- l'isolation des voies, supérieure à 40dB
- la puissance maximum RF
- la bande passante d'au moins 3 GHz
- une tension de commande proche du volt

Type de relais	Mécanique	FET (Asga)	PIN
Isolation	60 dB min	30 à 40 dB	30 dB
Pertes en transmission	0,1 dB typ	1 à 2 dB	1 à 2 dB
Avantages	Isolation / Pertes Puissance acceptée > 10 W typ.	Tension de commande < 3v Peu SOP	Rapide Pmax > 10w
Inconvénients	Lent, volumineux Tension de commande (>5V)	Pmax < 1W BP d' environ 2GHz	Nécessite selfs et capacités pour le montage. Circuit accordé Bande passante Faible Tension de commande >5v.

Tableau 1-4. *Caractéristiques des relais actuels*

A titre d'exemple, les caractéristiques des deux types de commutateurs donnés ci-après montrent que des spécifications légèrement différentes peuvent amener à des microrelais avec un fonctionnement radicalement différent.

1.3.6.1.1. Caractéristiques des commutateurs de filtres ou de composants passifs

La fonction recherchée est la commutation d'éléments R,L,C permettant, par exemple, le changement de canal de transmission ou le réglage d'accord. Le tableau 1-5 ci-dessous résume les caractéristiques que devrait avoir ce type de micro-commutateur. La faible vitesse de commutation, le nombre de cycles faible, et la résistance élevée à l'état passant vont privilégier la conception d'un relais résistif à faible consommation.

CARACTERISTIQUES	VALEURS
Bande de fonctionnement	200 MHz à 3 GHz
R_{on}	< 10 Ω
Fréquence de commutation	1 Hz
Courant de commande	< 1 mA
Puissance commutée	< 1 mW
Temps de commutation	1 s
Nombre de cycles	10 ³ - 10 ⁴ (sauf réglage automatique)
Diaphonie	80 dB

Tableau 1-5. Caractéristiques des commutateurs de filtrage

La commande bistable basée sur la bipolarité des forces créées sur des aimants permanents ou sur des matériaux à hystérésis est alors très intéressante.

1.3.6.1.2. Caractéristiques des commutateurs de mode émission/réception

La fonction recherchée est la commutation du mode de fonctionnement soit en émetteur soit en récepteur de systèmes travaillant à l'alternat. Le tableau ci-dessous résume les caractéristiques que devrait avoir ce type de micro-commutateur.

CARACTERISTIQUES	VALEURS
Bande de fonctionnement	900 MHz à 6 GHz
Pertes d'insertion	<0,5dB
Isolation	>40dB
Fréquence de commutation	1000 Hz
Puissance de la commande	< 33mW
Puissance commutée	< 1 W
Temps de commutation	< 10 μ s
Nombre de cycles	10 ¹²

Tableau 1-6. Caractéristiques des commutateurs émission/réception

Le nombre de cycles élevé, le temps de commutation faible vont privilégier ici plutôt un microrelais rapide de type capacitif. La commande par réductance est adaptée dans ce cas. La force magnétique utilisée s'exerce dans l'entrefer d'un circuit magnétique, entre un électro-aimant et un volume de matériau doux. Elle est unidirectionnelle, en attraction. La force magnétique permet de passer à l'état passant et la force de rappel mécanique de la membrane permet de repasser à l'état non passant.

1.3.6.2 Microrelais dans le domaine industriel

Dans le domaine industriel et automobile, le niveau des puissances à commuter amène une limite à la miniaturisation. La vitesse n'est pas le facteur déterminant, mais les caractéristiques électriques le sont. A titre d'exemple, les performances à obtenir sont données dans la tableau 1-7.

Si les performances électriques des microrelais devaient rester médiocres, seules des niches de marché leur seraient accessibles. Par contre si de nouvelles fonctions sont réalisables grâce à un couplage avec un circuit électronique, l'ouverture du marché sera plus grande. Quelques pistes se dessinent :

- Fiabilité et sécurité améliorées par le contrôle de la durée de vie, soit par comptage du nombre de cycles, soit par mesure de l'évolution de la résistance à l'état passant
- Amélioration de l'isolation entre la commande et la puissance commutée en combinant un microrelais et un relais de puissance statique ou électromécanique.
- Association avec des capteurs de position dans les moteurs électriques afin d'en améliorer le fonctionnement (asservissement de position).

CARACTERISTIQUES	MICRORELAIS INDUSTRIEL (exemple)
tension d'alimentation	3V à 48V voir 240Vac
puissance d'alimentation	quelques dizaines de mW
Isolation OFF	1000 à 1500V
résistance ON	1m Ω
tension commutée	3V à 48V voir 240Vac
courant commuté	5 A à 16A
fréquence commutée	continu à 60Hz
temps de commutation	5ms
fréquence de commutation	2Hz
nombre cycles	quelques millions
Prix unitaire visé	0.2€ à 20€

Tableau 1-7. Caractéristiques des microrelais industriels

1.4. Conclusion et perspectives

A l'entrée de ce nouveau millénaire, les microtechnologies sont désormais en plein essor et les applications industrielles bien présentes. Le microsystème est passé du stade de prototype démontrant sa faisabilité et ses performances au stade de projet industriel.

Issus principalement d'un besoin de miniaturisation, les relais statiques (i.e. le transistor) sont aujourd'hui largement utilisés dans les systèmes de petites dimensions tels que les systèmes embarqués. S'ils peuvent, dans certaines applications, être tout à fait adaptés au besoin, leurs caractéristiques électriques sont souvent en dessous de celles des relais électromécaniques où un vrai contact électrique est établi. Mais les méthodes de fabrication de ces derniers ne permettent pas de réduire leurs dimensions à celles des relais statiques.

De part la définition même du microsysteme, les microtechnologies sont à même de permettre la réalisation de système mécanique à actionnement électrique et ce à des dimensions comparables à celles des relais statiques. La demande industrielle est alors très forte dans un grand nombre de domaines et pour un grand nombre de types de relais. Qu'ils soient de puissance pour le monde automobile ou RF pour les télécommunications, il ne s'agit plus d'un défi technologique mais bel et bien d'un besoin.

[REFERENCES]

- [AKI95] « *A quantitative analysis of scratch drive actuator using buckling motion* », T. Akiyama, H. Fujita, Proc. IEEE on MEMS'95, 1995, pages 310-315.
- [BOT01] « *Visions become true... revolution in the micro world – Microsystems Technologies for high tech products* », Bothof Alfons, VDI - VDE-IT, MinaTec Conference, Grenoble, 3rd April 2001.
- [CHA00] « *θSwitch : Micro-commutateur à déclenchement pour application puissance* », P.L. Charvet, B. Diem, M. Dufour, Electronique de Puissance du Futur 2000 (EPF'00), Lille, Novembre 2000.
- [FLE89] « *New type of piezoelectric ultrasonic motor* », M. Fleischer, D. Stein, H. Meixner, IEEE Transd. On U.F.F.C. 36(6), 1989, pages 614-619.
- [FUL98] « *A new basic technology for magnetic micro-actuators* », E. Fullin, J. Gobet, H.A.C. Tilmans, J. Bergqvist, Proc. IEEE on MEMS'98, 1998, pages 143-147.
- [FUL99] « *A fully-packaged electromagnetic microrelay* », E. Fullin, H.A.C. Tilmans, J. Bergqvist, H. Ziad, M.D.J. Van de Peer, J. Kesters, E. Van Geffen, M. Pantus, E. Beyne, K. Baert, F. Naso, Proc. IEEE on MEMS'99, 1999, pages 25-30.
- [HAL90] « *On a nonvolatile memory cell based on micro-electro-mechanics* », B. Hälg, Proc. IEEE on MEMS'90, 1990, pages 172-176.
- [HOS93] « *Electromagnetic Microrelay : Concepts and Fundamental Characteristics* », H. Hosaka, H. Kuwano, K. Yanagisawa, Proc. IEEE on MEMS'98, 1998, pages 12-17.
- [HOS94] « *Design and fabrication of miniature relay matrix and investigation of electromechanical interference in multi-actuators systems* », H. Hosaka, H. Kuwano, Proceedings of the MEMS'93, 1993, pages 12-17.
- [ILL01] « *Trends and Challenges for Automotive Microsystems* », Illing Mathias , BOSCH, Minatec 2001, Grenoble, 3 Avril 2001.
- [JAS95] « *A surface micromachined miniature switch for telecommunications applications with signal frequencies from up to 4 GHz* », J. Jason Yao, M. Frank Chang, Rockwell Science Center, Proc. TRANSDUCER'95 – EuroSensors IX, The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators , and EuroSensors IX, Stockholm, Sweden, June 25-29, 1995.
- [JUR01] « *Capteurs pour la défense* », Jurczak C., Journée Science et Défense, Minatec 2001, Grenoble, 2 Avril 2001.
- [LOS01] « *Microtechnologies for telecommunications* », Lösch Kurt , Alcatel, Minatec 2001, Grenoble, 3 Avril 2001.

[MAR95] « Microsystèmes », H. Martinot, Journée d'études de l'ENSIEG : Micromoteurs et Microactionneurs - Réalités et Perspectives, Février 1995.

[MEH90] « Operation of microfabricated harmonic and ordinary Side-Drive motors », Mehregany M., Nagarkar P., Senturia S.D., Lang J.H., Proc. IEEE on MEMS'95, 1995, pages 1-8.

[OHN90] « Micromachined Silicon Microvalve », T. Ohnstein, T. Fukiura, J. Ridley, U. Bonne, Honeywell Inc., Proc. IEEE on MEMS'90, 1990, pages 95-98.

[PLE01] « Capteurs pour le guidage et la navigation », Pleska E., Journée Science et Défense, Minattec 2001, Grenoble, 2 Avril 2001.

[ROG95] « Fully batch fabricated magnetic micro-actuators using a two layers LIGA process », Rogge B., Schulz J., Mohr J., Thommes A., Menz W., The 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, and Eurosensors IX, 1995, pages 320-323.

[ROG96] « Magnetic microactuators fabricated by the LIGA technique for large displacements or large forces », Rogge B., Schulz J., Mohr J., Thommes A., Menz W., ACTUATORS'96, 1996, pages 112-115.

[STE96] « A new micropump with bidirectional fluid transport and selfblocking effect », M. Stehr, S. Messner, H. Sandmaier, R. Zengerle, Proc. IEEE on MEMS'96, 1996, pages 485-490.

[TAY94] « An integrated electromagnet for use as a microrelay driving element », W. P. Taylor, M. G. Allen, Proc. ISHM'94, 1994, pages 524-529.

[TAY96] « A fully integrated magnetically actuated micromachined relays », W. P. Taylor, M. G. Allen, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, June 2-6 1996, pages 231-234.

[WAG92] « Linear and rotational magnetic micromotors fabricated using silicon technology », B. Wagner, M. Kreuzer, W. Benecke, Proc. IEEE on MEMS'92, 1992, pages 183-189.

[TAY96bis] « A packaging compatible fully integrated micromachined relays », W. P. Taylor, M.G. Allen, ISHM'96, 1996, pages 202-207.

Chapitre 2

Microrelais magnétostrictif

2.1. Introduction	37
2.2. La magnétostriction	37
2.3. La magnétostriction des couches minces	42
2.4. Cahier des charges du microrelais magnétostrictif	43
2.5. Structures bistables proposées	44
2.5.1. Principe de la bistabilité magnétique	44
2.5.2. Les différentes déformations et structures proposées	46
2.6. Dimensionnement du microrelais	48
2.6.1. Géométrie de la structure étudiée	48
2.6.2. Formulation analytique pour le dimensionnement.....	50
2.6.3. Calculs des différentes grandeurs du microrelais.....	54
2.6.4. Discussion sur les grandeurs calculées	57
2.7. Conclusion et perspectives	58
[REFERENCES]	59

Chapitre 2

Microrelais magnétostrictif

2.1. Introduction

Après un quasi-monopole des solutions électrostatiques, les microsystèmes accordent une place de plus en plus importante aux solutions électromagnétiques. Bien que très souvent basée sur le principe des forces réluctantes, la déformation de structures par l'application d'un champ magnétique peut cependant être due à d'autres effets magnéto-mécaniques. Parmi ceux-ci, nous nous sommes intéressés au phénomène magnétostrictif géant. Mis pour la première fois sur le marché en 1988, les matériaux à magnétostriction géante n'ont longtemps fait l'objet de développements qu'à l'état massif, barreaux de « Terfenol-D » en particulier. Avec l'évolution des techniques de dépôts, il est possible, désormais, de réaliser des couches minces magnétostrictives suffisamment épaisses et ce avec des matériaux suffisamment « performants » pour pouvoir envisager leur utilisation dans des microsystèmes. Les récents travaux effectués dans le cadre du contrat européen MAGNIFIT, avec le Laboratoire Louis Néel et le FZK de Karlsruhe, ont permis de mettre en évidence la possibilité de déformer de façon significative, sous très faible champ, des structures de type bilame. Solution novatrice et prometteuse, l'actionnement magnétostrictif pour microrelais a donc été étudié en collaboration avec le Laboratoire Louis Néel. La magnétostriction en couches minces étant encore dans une phase de développement, ces travaux ont surtout pour objet de démontrer l'intérêt des effets magnétostrictifs dans le monde des micro-actionneurs. Avant d'aborder l'étude et le dimensionnement du microrelais, nous nous attacherons à rappeler les quelques principes de base relatifs à la magnétostriction dans les matériaux massifs, puis plus spécifiquement dans les couches minces.

2.2. La magnétostriction

C'est en 1842 que le physicien Joule découvrit le premier effet : en appliquant un champ magnétique à un barreau de fer selon son axe longitudinal, il a pu observer un allongement de ce barreau sur ce même axe longitudinal ainsi qu'une contraction transversale. Il donna à ce phénomène le nom de « magnétostriction ». Ce terme englobe en fait plusieurs autres effets de déformation qui furent découverts un peu plus tard :

torsions, flexions, etc... . Nous pouvons définir d'une manière générale la magnétostriction comme suit : « *Magnétostriction : Déformation subie par certaines substances ferromagnétiques sous l'action des champs magnétiques* ».

Deux formes de magnétostriction se distinguent généralement : celle dite spontanée, liée à un état magnétique non nul, et celle induite par un champ magnétique extérieur. C'est cette dernière qui nous intéresse et qui pourrait être utilisée pour notre microrelais.

D'une façon simple, la magnétostriction peut être définie et expliquée par la variation de l'aimantation d'un corps. Les déformations s'expliquent par le fait que la structure du nuage électronique de valence de certains atomes comme les terres rares (figure 2-1) n'est pas sphérique. La variation de l'aimantation va ainsi induire une modification des distances inter-atomiques qui se traduira par un nouvel état de contrainte interne et donc une déformation du réseau cristallin.

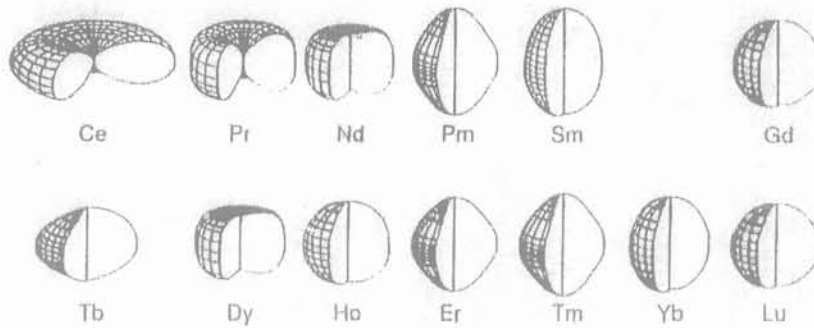


Figure 2-1. Structure du nuage électronique 4f de quelques terres rares

Deux cas possibles se distinguent : soit le corps s'allonge selon la direction du champ, nous parlerons alors de magnétostriction positive, soit il se rétracte dans ce même sens, et nous parlerons de magnétostriction négative.

A l'échelle macroscopique il est possible de quantifier la magnétostriction par un coefficient λ qui correspond à l'allongement relatif de la structure dans le sens et en fonction du champ magnétique appliqué.

$$\lambda = \frac{\Delta l}{l}$$

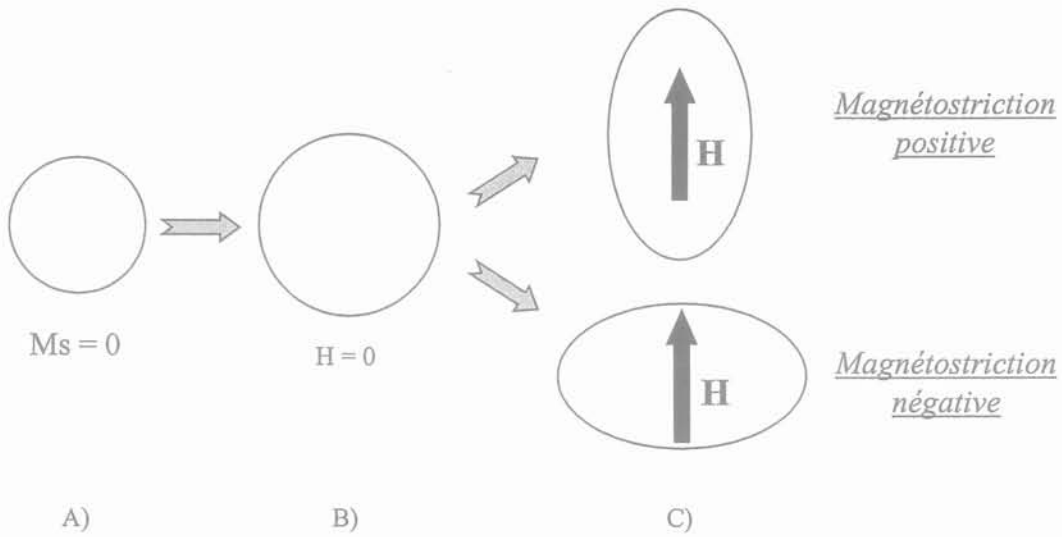


Figure 2-2. A) Etat fictif d'aimantation nulle, B) Variation de volume isotrope due à l'état magnétique, C) Déformation anisotrope du nuage électronique due à l'application d'un champ magnétique H extérieur.

Nous sommes ici dans le cas de la magnétostriction dite de Joule. La figure 2-3 illustre le principe de la mesure de λ . Les déformations se faisant à volume constant, l'allongement dans une direction induit un rétrécissement dans les deux autres.

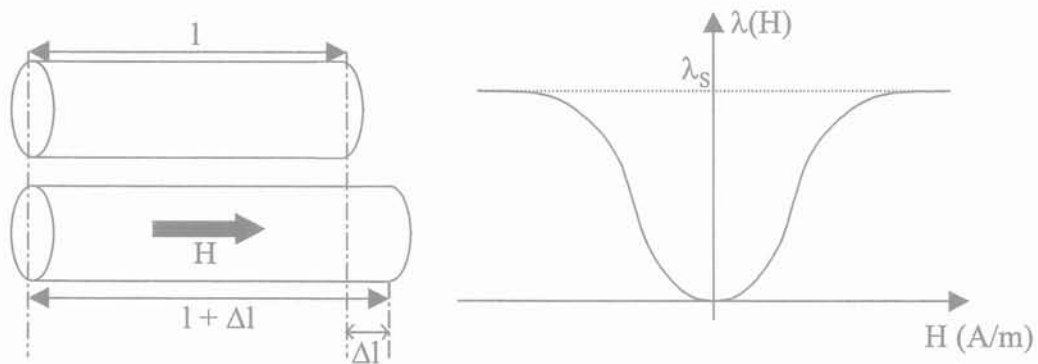


Figure 2-3. Magnétostriction de Joule : mesure de λ_s

En fait, le matériau est caractérisé par son coefficient de magnétostriction à saturation λ_s , qui correspond à la saturation magnétique du matériau. Nous notons, sur la courbe de la figure 2-3, que tout comme l'induction, la magnétostriction est un phénomène fortement non linéaire qui rend complexe sa modélisation. La fonction paire de la magnétostriction induit, dans le cas d'une excitation dynamique, un doublement de la fréquence des déformations par rapport à la fréquence d'excitation. D'autres effets peuvent être rappelés :

- Effet Joule transversal : il est associé à l'effet Joule longitudinal, et caractérise la contraction latérale qui accompagne l'allongement.
- Effet Villari : il correspond à l'effet inverse de l'effet de Joule, c'est-à-dire une variation de l'aimantation d'un barreau lorsque sa longueur est mécaniquement modifiée. Il fut découvert par Villari en 1865.
- Effet Guillemin : observé par Guillemin en 1846, il montre qu'un barreau fixé à une de ses extrémités et plongé dans par un champ magnétique longitudinal travaille en flexion. Ce phénomène tend à montrer le couplage entre grandeurs de cisaillement et champ magnétique.
- Effet Wiedemann : observé en 1883 par Wiedemann, si nous faisons traverser un courant électrique suivant l'axe longitudinal d'un barreau et que ce même barreau est polarisé dans ce sens, il apparaît une torsion du barreau, due au champ hélicoïdal résultant.
- Effet de variation de volume : l'application de champs magnétiques de faibles valeurs autorise à faire l'hypothèse de la conservation de volume. Mais sous l'action de champs magnétiques très élevés, nous observons une variation relative de volume linéaire en fonction du champ : nous parlerons de *magnétostriction forcée*.
- Effet de variation du module de Young (effet ΔE) : lorsque, du fait de la magnétostriction, le réseau cristallin se déforme, l'ensemble des constantes élastiques changent également, et donc le module de Young varie.

Le développement de matériaux dits « à magnétostriction géante » au début des années 80 (Terfenol-D) a relancé l'intérêt de cette solution. Si des matériaux comme le Terfenol-D peuvent atteindre des déformations relatives proches des 2000 ppm aux températures ambiantes, ces performances se font au détriment de la perméabilité magnétique qui chute à seulement quelques unités. Il est à noter que des déformations plus importantes (jusqu'à 7000 ppm) peuvent être atteintes aux très basses températures. C'est pourquoi il est préférable, parfois, d'utiliser des matériaux ayant un plus faible coefficient λ_s mais une meilleure perméabilité. La figure 2-4 illustre ces caractéristiques par des courbes de magnétostriction pour des matériaux à forte perméabilité (courbe de gauche) et à forte magnétostriction (courbe de droite).

Le fait d'avoir des perméabilités faibles rend délicate la magnétisation du matériau et nécessite des énergies magnétiques supérieures. La qualité d'un matériau magnétostrictif n'est donc pas exclusivement limitée à son coefficient λ_s .

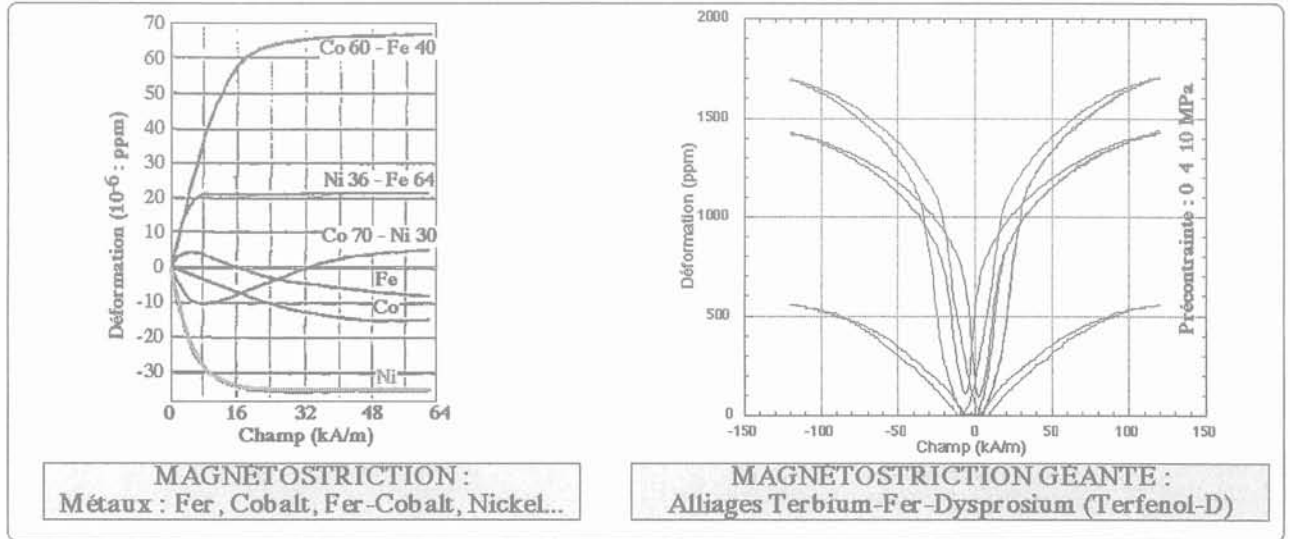


Figure 2-4. Courbes de magnétostriction de matériaux métalliques et à magnétostriction géante

Dans le cadre du contrat MAGNIFIT, des micromoteurs et des micro-actionneurs ont été réalisés, démontrant la faisabilité et les avantages uniques de telles solutions (actionnement à distance, sans fil). Sur la figure 2-5 est illustré le principe d'un micromoteur linéaire magnétostrictif : la déformation de plaques magnétostrictives permet de faire vibrer les « pattes » du micromoteur selon une trajectoire d'arc d'ellipse. Posé sur un support, les pattes entraînent le micromoteur. Basé sur un moteur à onde stationnaire (cf. Chapitre 1), un micromoteur rotatif magnétostrictif a également été développé.

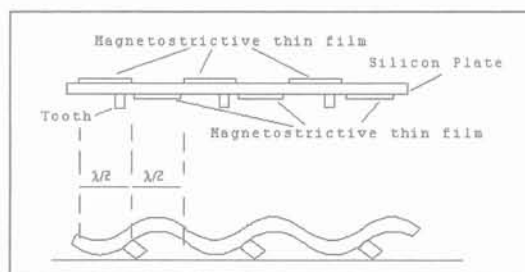


Figure 2-5. Principe du micromoteur magnétostrictif linéaire développé dans le cadre du contrat MAGNIFIT

2.3. La magnétostriction des couches minces

L'utilisation des effets directs de la magnétostriction dans des applications microsystèmes est difficile à exploiter. Les coefficients de magnétostriction restant inférieurs à 1000ppm [DUC96], les allongements seraient trop faibles ou les forces insuffisantes. C'est pourquoi, tout comme pour les matériaux piézoélectriques, ces matériaux sont utilisés sous forme de couches minces [LIM98] [FUK91]. Cette solution permet de réaliser des structures de type « bilame » qui permettent d'amplifier les déformations du matériau actif. La déformation différentielle du bilame magnétostrictif entre le substrat et la couche mince permet non seulement d'obtenir des flexions (déplacements normaux au plan de la couche mince), mais également des torsions. A l'échelle industrielle, nous pouvons citer l'exemple d'une pompe magnétostrictive, développée dans le cadre du projet MAGNIFIT [MAG95]. D'autres travaux importants ont également été menés au LIMMS de Tokyo, avec, par exemple, la réalisation d'un scanner 2D magnétostrictif [BOU01].

La magnétostriction de Joule se faisant à volume constant, la déformation magnéto-élastique d'un bilame est anisotrope. La figure 2-6 représente la couche et son substrat ainsi qu'un exemple de déformation anti-clastique, dite « en selle de cheval », due à l'allongement de la couche magnétostrictive suivant l'axe Ox et un raccourcissement suivant les deux autres axes.

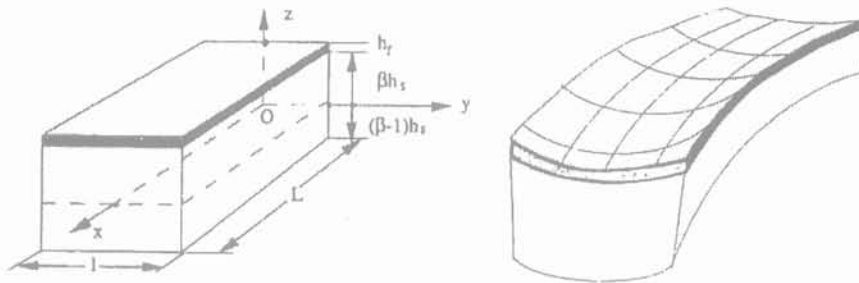


Figure 2-6. Bilame magnétostrictif et déformation anisotrope (anti-clastique)

Dans le cas du bilame, il n'est plus possible de considérer que le matériau subit un allongement linéaire suivant un axe principal : nous ne pouvons plus caractériser le matériau ou le bilame par le coefficient de magnétostriction à saturation λ_s . Il est alors d'usage d'utiliser le coefficient magnéto-élastique $b^{\gamma,2}$ qui peut être calculé par la relation suivante :

$$b^{\gamma,2} = \frac{C_S^\gamma}{3} \frac{(D// - D\perp)}{L^2} \frac{h_s^2}{h_f}$$

où $D//$ représente la déflexion du bilame lorsque le champ magnétique est suivant l'axe longitudinal de la couche magnétostrictive (parallèle à la longueur), et $D\perp$ la déflexion du bilame lorsque le champ magnétique est perpendiculaire à celle-ci. Cette mesure différentielle permet de s'affranchir de l'aimantation

initiale du matériau qui induit une déformation initiale. Dans la pratique, c'est une méthode optique qui est utilisée ; elle ne donne pas directement les déflexions mais plutôt l'angle de flexion de la poutre [BET92]. C_s^y représente le module de cisaillement du substrat, h_f l'épaisseur de la couche magnétostrictive, h_s l'épaisseur du substrat, l la largeur du bilame et L sa longueur.

Avant de décrire le dimensionnement de notre microrelais, nous présenterons l'application retenue et le cahier des charges correspondant.

2.4. Cahier des charges du microrelais magnétostrictif

Les applications aujourd'hui retenues pour l'utilisation de microrelais permettent de classer en deux grandes catégories les cahiers des charges. Nous trouvons d'abord les applications dites « de puissance », dont l'objectif est de permettre l'interruption et l'établissement d'un courant électrique pouvant aller de quelques mA à plusieurs ampères. Nous trouvons ensuite les applications dites « RF » où l'objectif est de transmettre et d'isoler un signal électrique à plus ou moins haute fréquence. La solution magnétostrictive nous a naturellement amené à choisir l'application de puissance : la forte densité d'énergie disponible dans ces matériaux nous permet d'obtenir des forces importantes nécessaires à l'établissement de faibles résistances de contact. De plus l'application RF demande des déflexions importantes pour limiter l'effet capacitif entre les contacts, déflexions limitées dans le cas des matériaux magnétostrictifs.

Des divers cahiers des charges présentés par des industriels (automobiles, ATE), nous en avons retenus deux pour le dimensionnement dont les caractéristiques sont très proches. Le tableau 2-1 indique ces grandeurs.

	CARACTERISTIQUES 1	CARACTERISTIQUES 2
Tension d'alimentation	5 volts	12 volts
Courant d'alimentation	6 mA	2,5 mA
Puissance d'alimentation	30 mW	30 mW
Résistance à l'état passant	$< 1\Omega$	$< 1\Omega$
Tension commutée	20 volts	50 volts
Temps de commutation	$t_{on} + t_{off} = 1 \text{ ms}$	$t_{on} + t_{off} = 1 \text{ ms}$
Nombre de cycles	Non spécifié	10^6

Tableau 2-1. Applications retenues pour le microrelais magnétostrictif

Les caractéristiques 1 et 2 ont été fournies par des utilisateurs potentiels dont nous devons garder les noms confidentiels.

2.5. Structures bistables proposées

Comme nous l'avons vu dans la partie bibliographie, la fonction bistable est très recherchée dans les actionneurs car elle permet une consommation réduite pour peu que la fréquence des commutations soit relativement faible. C'est dans cette optique que le Laboratoire Louis Néel a proposé de baser notre actionneur sur une bistabilité mécanique issue en fait d'une instabilité magnétique. Cette solution offre l'avantage d'être applicable dans des mouvements de flexion ou de torsion. Nous allons décrire ici le principe de cette bistabilité mécanique.

2.5.1. Principe de la bistabilité magnétique

Deux principes sont à considérer pour comprendre le principe de l'actionneur bistable proposé. Dans un premier temps, nous commencerons par présenter le principe de la bistabilité magnétique de l'aimantation du bilame (couche magnétostrictive), qui induit du fait du couplage magnéto-mécanique une bistabilité mécanique. Puis nous présenterons trois solutions permettant de mettre en œuvre cette bistabilité pour des déformations en torsion et en flexion.

Pour comprendre la bistabilité magnétique, nous pouvons raisonner sur une simple poutre magnétique possédant une aimantation spontanée selon son axe de facile aimantation (obtenue par exemple lors d'un dépôt sous champ). L'axe de facile aimantation ne définissant qu'une direction privilégiée, l'aimantation possède deux états stables, qui correspondent au deux sens opposés liés à cette direction (figure 2-7). De ce fait, lorsque l'aimantation est alignée sur l'axe de difficile aimantation, nous pouvons parler de position instable.

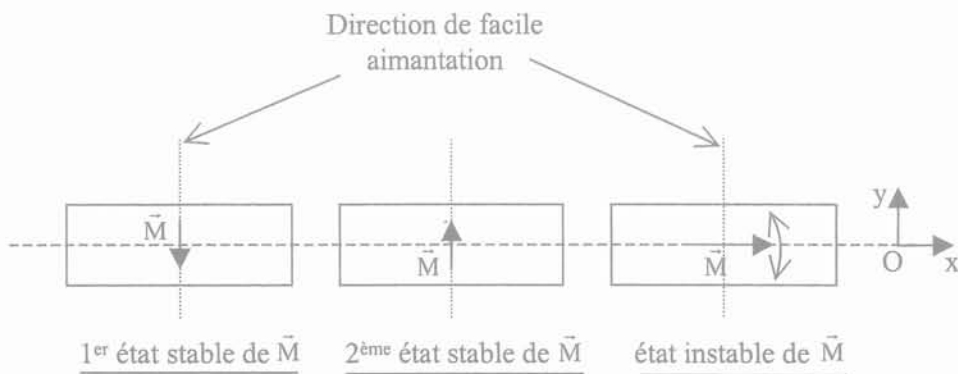


Figure 2-7. Principe de la bistabilité magnétique

La magnétostriction étant un phénomène pair, une rotation de 180° de l'aimantation M se traduirait par une déformation mécanique identique. De plus, l'énergie nécessaire à cette rotation serait importante. C'est pourquoi nous appliquons de façon continue un champ magnétique statique dit de « polarisation » $H_{\text{polarisation}}$, parallèle à la direction de difficile aimantation (nous parlerons des déformations obtenues juste après). Nous observons alors une rotation du vecteur aimantation M , formant un angle φ avec l'axe Ox . Les

deux positions stables de l'aimantation sont donc désormais définies pour un angle $+\varphi$ et $-\varphi$. Le passage d'un état stable à un autre peut alors être obtenu par l'application d'un champ magnétique statique H_e dit « d'excitation », qui permet de faire passer le vecteur aimantation M de 'l'autre côté' de l'axe Ox . Ce champ magnétique d'excitation doit donc être de sens opposé selon que l'on passe d'un stable à l'autre. La figure 2-8 illustre ce principe.

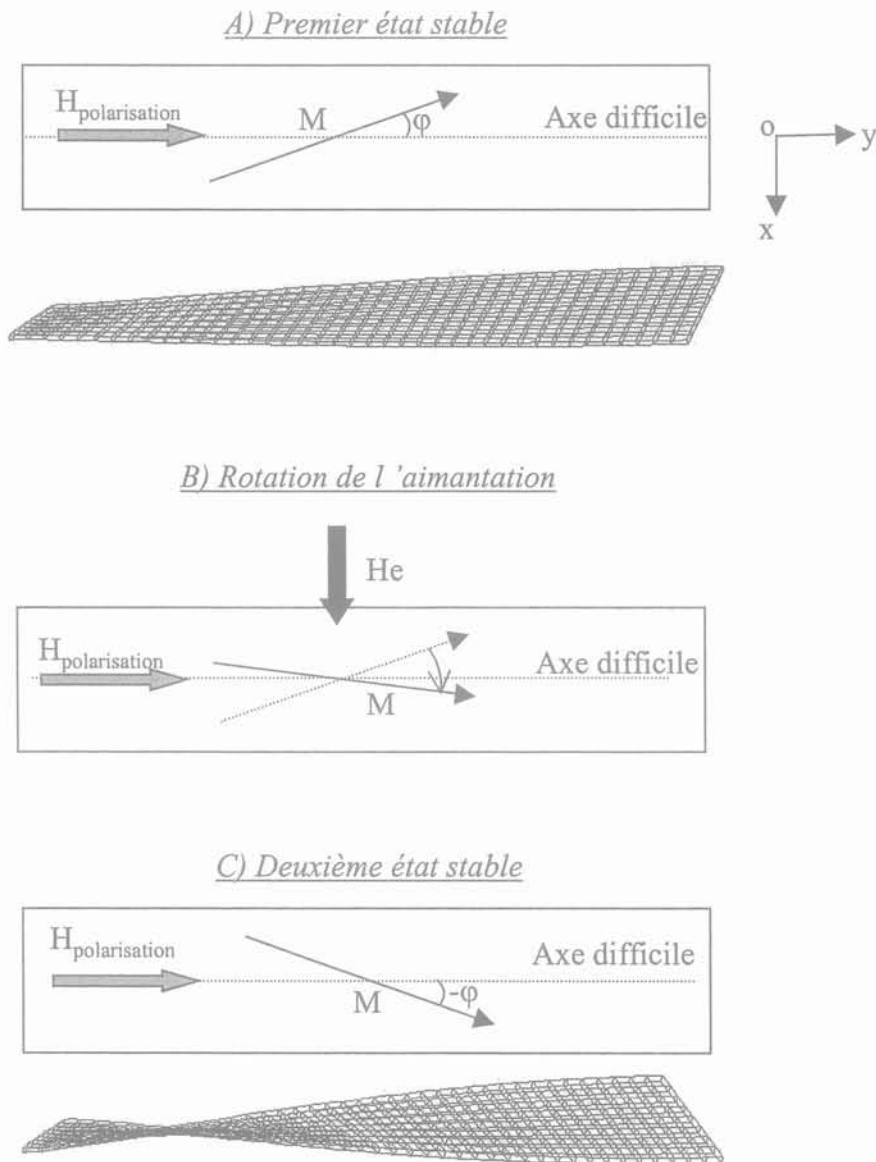


Figure 2-8. Principe de la bistabilité magnétique

Le fait d'appliquer le champ d'excitation suivant l'axe facile d'aimantation permet d'obtenir une rotation de l'aimantation avec un faible champ magnétique. Toutefois, cette bistabilité nécessite l'application continue d'un champ de polarisation qui en restreint la notion. Si ce champ est créé par une bobine, une énergie doit alors être fournie en permanence au système. Nous verrons quelles sont les solutions possibles et envisageables pour générer ce champ de polarisation.

2.5.2. Les différentes déformations et structures proposées

Les effets de la magnétostriction dans un bilame se traduisant par des déformations anisotropes dans le plan, les déformations se traduisent par des flexions et des torsions. Des mesures effectuées au LIMMS ont mis en évidence ces effets en fonction de l'angle de l'aimantation. La figure 2-7 montre les flexions et torsions obtenues en faisant varier θ qui est l'angle que fait l'aimantation M avec l'axe transversal de la poutre.

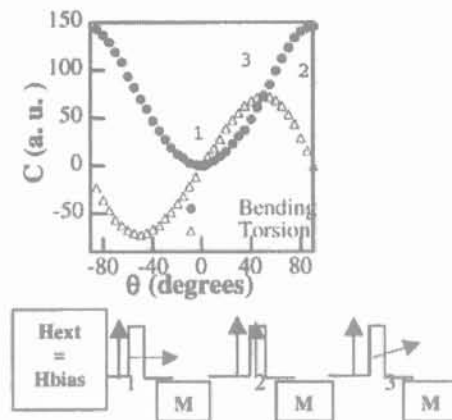


Figure 2-9. Déformations en torsion et flexion d'un bilame magnétostrictif en fonction de l'angle de l'aimantation M

Pour mieux appréhender les déformations mécaniques, il nous faut reprendre le principe de la déformation anti-clastique vue précédemment. Au lieu de garder fixe la position du bilame, et de faire tourner l'aimantation (et donc la selle de cheval), nous pouvons à l'inverse faire tourner le bilame en gardant fixe la selle de cheval. Ce principe est illustré à la figure 2-10. Dans cet exemple, nous partons d'une position initiale B) où la torsion est nulle. Si nous faisons tourner l'aimantation à droite (A) ou à gauche (B), nous observons alors une torsion du bilame. Cette torsion est prépondérante sur la flexion qui est ici une déformation du second ordre.

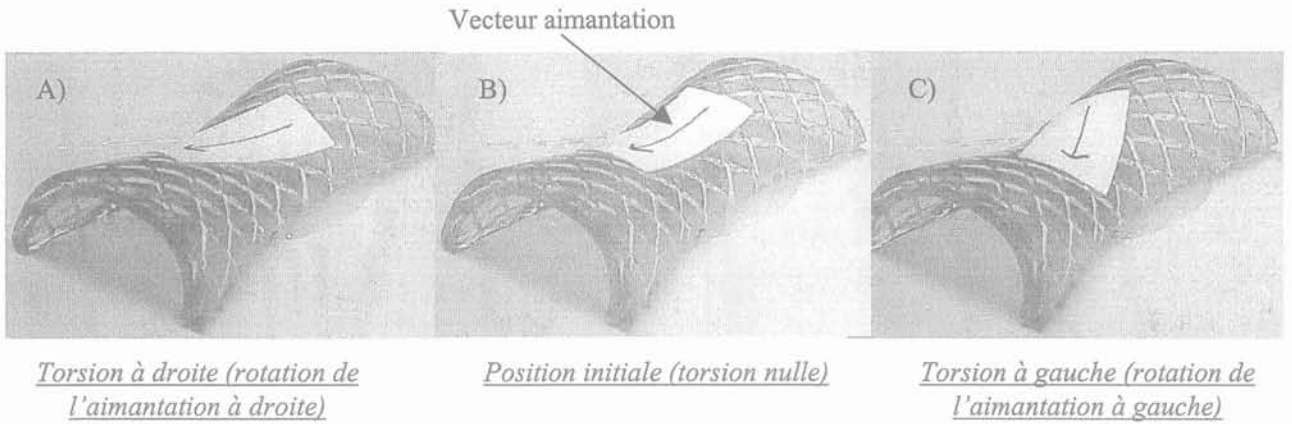


Figure 2-10. Déformations en torsion par rotation de l'aimantation suivant une déformation anti-clastique

Pour obtenir une flexion, il nous suffit de faire tourner l'aimantation de 90° en partant d'un état qui serait celui défini à la figure 2-10 en position B. Basées sur ces principes, nous avons proposé trois structures permettant d'obtenir un actionneur bistable. La figure 2-11 illustre les solutions possibles avec les déformations associées, A.F. représentant l'axe de facile aimantation.

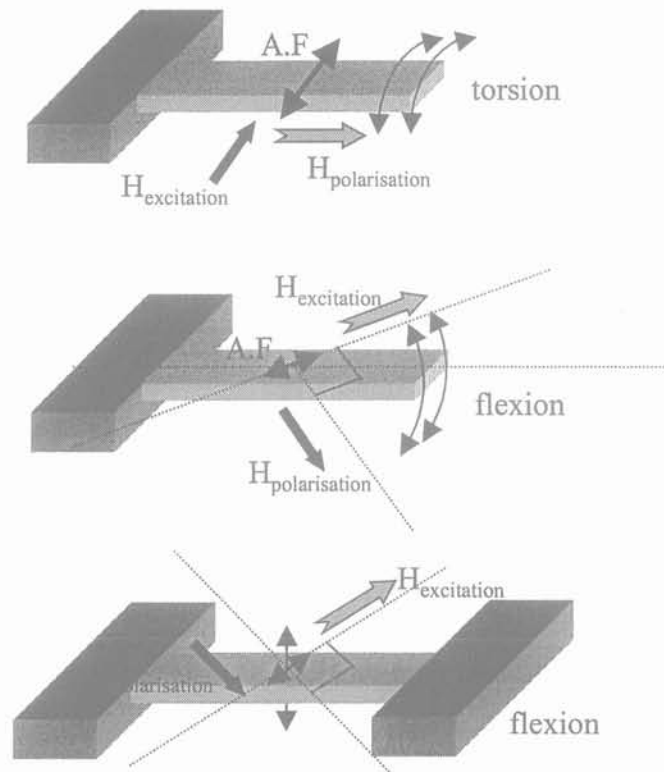


Figure 2-11. Structures bistables proposées

Nous avons choisi d'utiliser le premier cas de la figure 2-11, c'est à dire un mode de fonctionnement en torsion et ce pour plusieurs raisons. Tout d'abord il faut considérer le fait que la magnétisation des couches minces est souvent délicate aux vues des faibles perméabilités des matériaux magnétostrictifs à magnétostriction géante. Dans le cas de la flexion il faut pouvoir appliquer des champs à 45° par rapport aux axes transverses de la poutre pour la polarisation et l'excitation. Dans l'hypothèse d'une excitation par nappe de courant, nous pouvons imaginer la complexité d'une telle réalisation : longueur de conducteurs variables selon que nous nous situons au bord ou au centre de la poutre. De plus, les déformations en torsion permettent d'éviter les problèmes de dérives thermiques.

Afin d'améliorer les performances de notre actionneur, nous allons, en fait, modifier quelque peu cette structure de poutre « encastrée-libre » en essayant de concentrer les déformations sur un des coins de la poutre, les autres étant libres ou non selon les structures.

2.6. Dimensionnement du microrelais

2.6.1. Géométrie de la structure étudiée

La structure de base de la poutre encastrée-libre n'est pas, pour notre microrelais, complètement adaptée à nos exigences. Il convient en effet de considérer que la force développée par l'actionneur devra se concentrer sur une surface plus réduite que celle de la poutre : celle du contact électrique. C'est pourquoi, au lieu de laisser l'extrémité complète se déformer, il est préférable de concentrer la déflexion du bilame sur un des angles de la poutre, les trois autres devant seulement travailler en torsion.

La structure finale de notre microrelais est ainsi représentée sur les figures 2-12 et 2-13. La poutre n'est plus encastrée à une de ses extrémités mais elle est maintenue à un cadre en silicium par 3 charnières élastiques permettant un travail en torsion. Seule une des extrémités est laissée libre de tout mouvement, celle sur laquelle est placé notre contact électrique.

Les déformations sont ainsi concentrées sur la zone du contact électrique qui reste libre de tous mouvements. La figure 2-11 donne une vue de droite de la déformation avec les paramètres géométriques associés qui serviront aux calculs de dimensionnement.

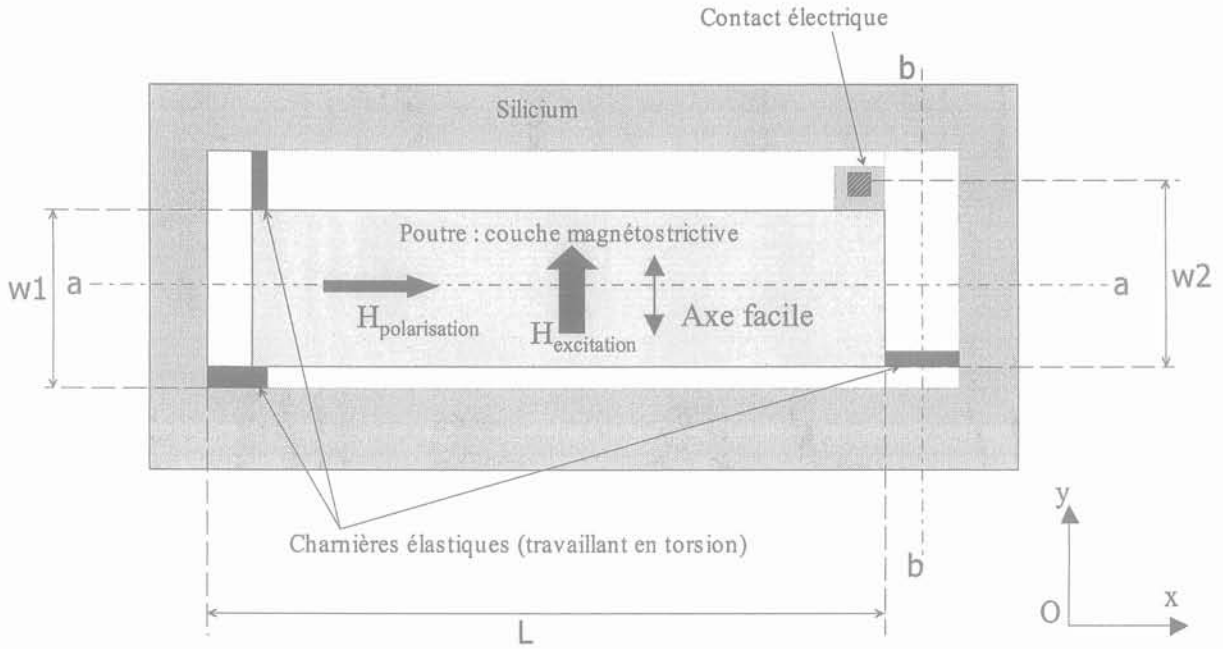


Figure 2-12. Vue du dessus de la structure bilame et cadre silicium



Figure 2-13. Vue en coupe de droite du bilame et de son cadre

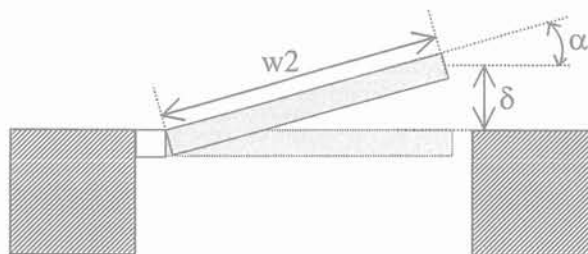


Figure 2-14. Vue de droite du microrelais

2.6.2. Formulation analytique pour le dimensionnement

La théorie du bilame magnétostrictif [PEU95] [PEU97] développée ici est un premier modèle qui prend en compte un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La simulation par éléments finis grâce à des logiciels tel qu'ATILA n'a pas été possible car elle suppose que nous connaissons un certain nombre de grandeurs magnétiques, mécaniques et magnétomécaniques propres aux matériaux utilisés. Or ces données sont encore aujourd'hui indisponibles puisqu'aucune caractérisation des couches minces n'a encore été réalisée. Un matériau magnétostrictif sous ATILA est caractérisé par 135 coefficients. De plus, ATILA travaille en mode linéaire autour d'un point de fonctionnement alors que notre problème est lui fortement non-linéaire. Nous avons donc dû proposer un modèle analytique pour obtenir un premier dimensionnement de microrelais magnétostrictif.

Le bilame travaillant en torsion, il produit un mouvement vertical (perpendiculaire au plan du substrat) au contact. Nous pouvons ainsi relier en première approximation (faible déformation) l'angle observé par le bilame et la déflexion verticale ainsi obtenue (cf. figure 2-14) :

$$\delta = \alpha w_2 \quad \alpha = \frac{\delta}{w_2}$$

Le champ de polarisation est appliqué selon l'axe Ox et le champ d'excitation suivant l'axe Oy (axe de facile aimantation). Le fonctionnement est décrit dans l'approximation linéaire (aimantation M peu désorientée par rapport à l'axe difficile Ox, c'est-à-dire par rapport au champ de polarisation) et dans l'hypothèse où l'épaisseur h de la couche magnétostrictive est petite devant celle du substrat.

Nous pouvons alors exprimer l'énergie libre W par la relation suivante :

$$W = K_b v \left[(h-1+2k^2) \varphi^2 + \frac{1}{2} \frac{\gamma}{K_b} S_6^2 + \frac{b}{K_b} S_6 \varphi \right] \quad (2.1)$$

avec φ : angle que fait l'aimantation M avec l'axe Ox (supposé faible)

$$\gamma : \text{module de cisaillement équivalent du bilame} \Rightarrow \gamma = G_F + \frac{e}{4h} G_S \quad (2.2)$$

G_F = module de cisaillement de la couche magnétostrictive

G_S = module de cisaillement du substrat silicium

$$h : \text{champ de polarisation réduit} \Rightarrow h = \frac{\mu_0 M_S H}{2 K_b} = \frac{H}{H_b} \quad (2.3)$$

M_S : aimantation spontanée

H : champ de polarisation

K_b : constante d'anisotropie de la couche bloquée

H_b : champ d'anisotropie

$$k : \text{coefficient de couplage} \quad \Rightarrow \quad k^2 = \frac{b^2}{2 \gamma K b} \quad (2.4)$$

S_6 : déformation de cisaillement de la couche
 b : énergie ou constante de couplage magnéto-élastique
 v : volume de la couche magnétostrictive

Nous en déduisons alors les équations d'états suivantes :

$$\left. \begin{aligned} T_6 &= b \varphi + \gamma S_6 \\ h_y &= (h - 1 + 2 k^2) \varphi + \frac{b}{2 K_b} S_6 \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

avec h_y : champ d'excitation appliqué selon l'axe Oy.

Comme nous imposons, dans notre actionnement, le champ d'excitation h_y , nous pouvons alors exprimer l'énergie libre en fonction de la seule variable S_6 :

$$\xi = \left[\int T_6 dS_6 \right]_v \quad \text{avec} \quad \varphi = \frac{h_y - \frac{b}{2 K_b} S_6}{h - 1 + 2 k^2}$$

d'où l'expression de $\xi(S_6)$:

$$\xi(S_6) = v \left[\frac{1}{2} \gamma \frac{h - 1 + k^2}{h - 1 + 2 k^2} S_6^2 + \frac{b h_y}{h - 1 + 2 k^2} S_6 \right] \quad (2.6)$$

S_6 étant relié au déplacement δ du contact mobile par la relation suivante :

$$S_6 = \frac{4}{3} \frac{\delta}{w} \frac{e}{2 L} \quad (2.7)$$

L'interprétation du facteur $4/3$ est à prendre avec prudence car il vient du fait que nous observons que seuls les $3/4$, de la déformation de la couche sont absorbés par la torsion du bilame, le $1/4$ restant étant absorbé par la déformation purement planaire.

Nous pouvons finalement exprimer l'énergie libre en fonction de la déformation verticale δ :

$$\xi = \nu \left[\frac{1}{2} \gamma \frac{h-1+k^2}{h-1+2k^2} \left(\frac{4e}{3w2L} \right)^2 \delta^2 + \frac{b h_y}{h-1+2k^2} \left(\frac{4}{3} \frac{e}{w2L} \right) \delta \right] \quad (2.8)$$

Afin de créer la bistabilité, il est préférable de rendre le terme en δ^2 négatif. Le bilame tendant à minimiser son énergie libre, il basculera ainsi sur son profil d'énergie (figure 2-15) de la position $+\bar{\delta}$ à $-\bar{\delta}$ et vice versa par l'application d'un champ d'excitation h_y positif puis négatif. Le terme en δ^2 peut donc être rendu négatif en faisant :

$$h-1+k^2 = \varepsilon \quad ; \quad -k^2 < \varepsilon < 0 \quad (2.9)$$

Nous nous placerons a priori en milieu de plage, soit :

$$\varepsilon = -\frac{1}{2} k^2 \quad (2.10)$$

d'où :

$$\xi = \nu \left[-\frac{1}{2} \gamma \left(\frac{4e}{3w2L} \right)^2 \delta^2 + \frac{2\gamma \mu_0 M_s H_y}{b} \left(\frac{4}{3} \frac{e}{w2L} \right) \delta \right] \quad (2.11)$$

Afin de mieux comprendre le fonctionnement, il est intéressant de tracer le profil d'énergie libre ainsi calculé.

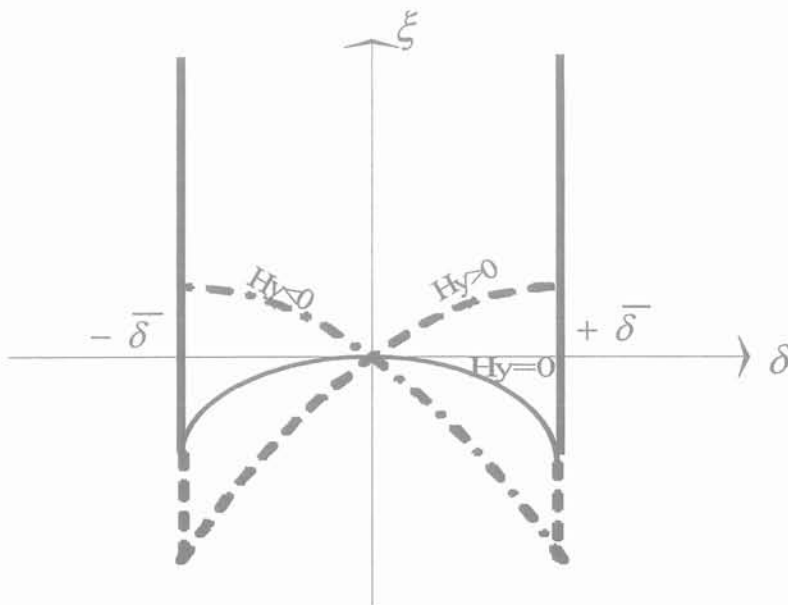


Figure 2-15. Profils d'énergie du bilame

A champ H_y nul, le système est instable en $\delta = 0$. Le bilame va donc se déformer jusqu'aux butés en $\pm \bar{\delta}$. Une fois la position stable établie, il faut pouvoir faire basculer à nouveau le bilame de l'autre côté. Ceci est possible en appliquant un champ magnétique d'excitation h_y de signe approprié. Si nous nous plaçons par exemple dans le cas où $\delta = +\bar{\delta}$, tant que ce champ reste inférieur à une certaine valeur \bar{H}_y , la seule position stable (minimum d'énergie) reste $+\bar{\delta}$. Au delà, nous faisons basculer le minimum d'énergie en $-\bar{\delta}$.

Le champ minimal \bar{H}_y est donc défini par la condition $\left. \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \delta} \right|_{\bar{\delta}} = 0$ soit :

$$-\gamma \left(\frac{4}{3} \frac{e}{w2L} \right)^2 \bar{\delta} + \frac{2\gamma \mu_0 M_s \bar{H}_y}{b} \left(\frac{4}{3} \frac{e}{w2L} \right) = 0$$

d'où :

$$\bar{H}_y = \frac{2}{3} \frac{b}{\mu_0 M_s} \frac{e}{w2L} \bar{\delta} \quad (2.12)$$

Dans chacune des positions stables, au repos ($H_y = 0$), la force de contact F est donnée par :

$$F = \left. \frac{\partial \mathcal{E}}{\partial \delta} \right|_{\bar{\delta}, H_y=0} = \nu \gamma \frac{4}{3} \left(\frac{e}{w2L} \right)^2 \bar{\delta} \quad (2.13)$$

Il est à noter que dans cette formulation, la distance δ est fixée dès le calcul de l'énergie libre. Ce paramètre n'est donc pas une variable de la fonction force.

Deux modes de fonctionnement sont alors possibles :

Fonctionnement en bistable :

Le seul champ de polarisation est le champ de polarisation principal selon Ox. Nous passons d'une position +/- δ à la position -/+ δ en appliquant un champ d'excitation au moins égal à \bar{H}_y , après quoi le relais reste dans cette position si H_y revient à zéro.

Fonctionnement en monostable :

Nous ajoutons une polarisation selon Oy. Il suffira pour cela de tourner légèrement le champ principal. Ce champ est choisi au moins égal à \bar{H}_y , de sorte qu'à excitation nulle il n'y ait qu'une seule position stable. Pour exciter le relais, il faut appliquer et maintenir un champ $2\bar{H}_y$. Noter que ce type de fonctionnement est analogue à celui d'un relais électromécanique classique : la force de contact est maximum précisément dans la position de travail (en présence de l'excitation).

2.6.3. Calculs des différentes grandeurs du microrelais

Nous partons en fait des limitations technologiques du bilame et des conditions de validité de la théorie (théorie linéaire, épaisseur du substrat très supérieure à celle de la couche mince magnétostrictive). De part l'expérience du Laboratoire Louis Néel en terme de dépôt de couches minces magnétostrictives, il semble raisonnable de pouvoir définir les grandeurs suivantes :

$$\begin{aligned}
 h &= 5\mu\text{m} \text{ (couche magnétostrictive)} \quad \text{et} \quad e = 20\mu\text{m} \text{ (substrat silicium)} \\
 &\text{couche magnétostrictive en TbDyFeCo} \\
 b &= 10 \text{ MPa} = 10^7 \text{ J/m}^3 \\
 2 K_b &= \mu_0 M_S H_b = 0,3\text{T} \times 2 \cdot 10^5 \text{ A/m} = 6 \cdot 10^4 \text{ J/m}^3 \\
 \overline{H}_y &\text{ à } 1000 \text{ A/m} \text{ (champ d'excitation)} \\
 \overline{\delta} &= 5\mu\text{m} \text{ (soit une déflexion totale de } 10 \mu\text{m)} \\
 F &= 1\text{mN} \text{ (force de contact)}
 \end{aligned}$$

Nous pouvons alors en déduire les autres grandeurs :

- module de cisaillement équivalent :

$$\gamma = G_F + \frac{e}{4h} G_S = G_F + G_S$$

cette quantité est estimée à $100 \text{ GPa} = 10^{11} \text{ J/m}^3 \Rightarrow \boxed{\gamma = 10^{11} \text{ J/m}^3}$

- coefficient de couplage magnéto-mécanique effectif :

$$\boxed{k^2 = \frac{b^2}{2 K_b \gamma} = 1,7\%}$$

La relation (2.12) donne :

$$w2L = \frac{2}{3} \frac{b}{\mu_0 M_S \overline{H}_y} e \overline{\delta} \Rightarrow \boxed{w2L = 2,2 \text{ mm}^2}$$

Ne disposant lors de ce dimensionnement que de peu d'études sur les contacts électriques, nous avons fixé la force de contact F à 1mN , force qui, selon la littérature, devrait être suffisante pour obtenir une résistance faible et stable. Nous pouvons alors calculer le volume de matériau magnétostrictif nécessaire :

$$\boxed{V = \frac{F}{\frac{4}{3} \gamma \left(\frac{e}{w2L} \right)^2 \overline{\delta}} = 0,018 \text{ mm}^3}$$

L'épaisseur de la couche étant fixée à $5\mu\text{m}$, nous en déduisons la surface de la couche :

$$wlL = 3,6 \text{ mm}^2$$

La déformation maximum de la couche ainsi que la rotation de l'aimantation définies par (2.7) et (2.12) valent alors :

$$\bar{S}_6 = \frac{4}{3} \frac{\delta}{w2L} \frac{e}{L} \quad \text{avec} \quad \frac{\delta e}{w2L} = \frac{3}{2} \frac{\mu_0 M_s H_y}{b} ; \quad \bar{S}_6 = 2 \frac{\mu_0 M_s H_y}{b}$$

$$\Rightarrow \quad \bar{S}_6 = 60 \text{ ppm}$$

$$\varphi = -\frac{\mu_0 M_s H_y \gamma}{b^2} \quad \Rightarrow \quad |\varphi| = \frac{300 \times 10^{11}}{10^{14}} = 0,3^\circ$$

Il reste maintenant à définir les grandeurs $w1$, $w2$, et L . Dans le cas d'une commande par nappe de courant (bobine planaire), le choix de ces grandeurs est très important car il conditionne la minimisation des pertes latérales. Si nous regardons la figure 2-16, nous voyons en effet qu' hormis la surface utile correspondant à la surface du bilame, nous perdons de l'énergie à magnétiser l'air. Nous pouvons toutefois minimiser les pertes dues aux côtés droit et gauche de la bobine, côtés dépendants uniquement de la largeur $w1$.

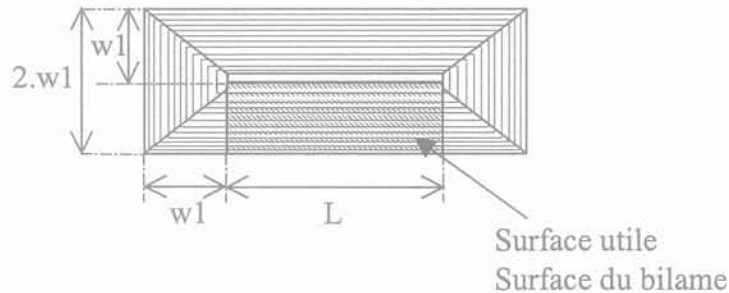


Figure 2-16. Vue de dessus de la nappe de courant (bobine planaire)

La surface utile, $w1L$, ayant déjà été calculée, il convient donc de minimiser le rapport $\frac{w1}{L}$. Nous donnerons deux exemples d'applications numériques :

$$1) \text{ si } \frac{w1}{L} = 0,1 \quad \text{alors} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} L &= 6000 \mu\text{m} \\ w1 &= 600 \mu\text{m} \end{aligned}$$

$$2) \text{ si } \frac{w1}{L} = 0,2 \quad \text{alors} \quad \Rightarrow \quad \begin{aligned} L &= 4200 \mu\text{m} \\ w1 &= 850 \mu\text{m} \end{aligned}$$

Les longueurs L calculées sont relativement élevées et posent le problème de leur faisabilité et de la fragilité mécanique de telles poutres. Nous retiendrons donc plutôt le deuxième cas pour les grandeurs finales.

Pour le calcul de la nappe de courant, nous nous fixons une hauteur de conducteur en cuivre de $10\mu\text{m}$. Ce qui amène à une puissance de commande de 70mW pour une section de bobine définie comme suit :

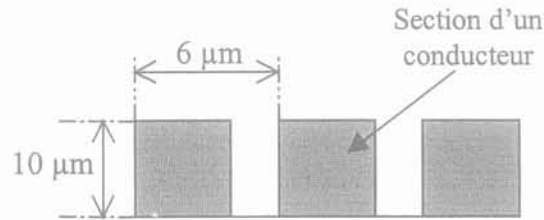
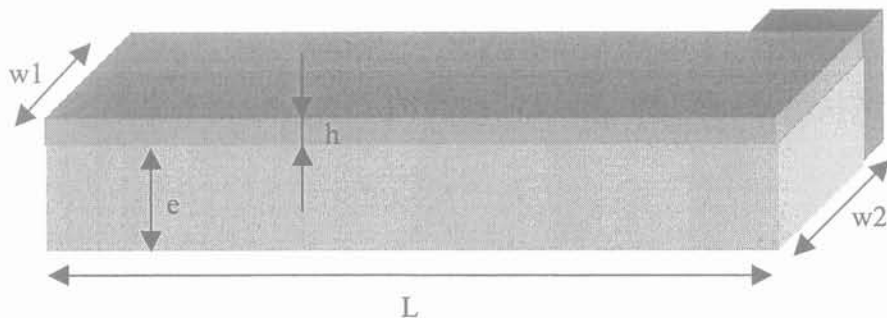


Figure 2-17. Vue en coupe de la nappe de courant

Même dans le cas où le coefficient de remplissage serait de 1, cela donnerait une densité de courant de $100\text{A}/\text{mm}^2$, ce qui reste réalisable puisque nous considérons que pour des microbobines sur substrat silicium nous pouvons imposer jusqu'à $1000\text{A}/\text{mm}^2$. Nous rappelons les grandeurs calculées pour un déplacement total de $10\mu\text{m}$ et une force de 1mN :

-Géométrie du bilame :

- paramètres imposés : - $h = 5\ \mu\text{m}$
- $e = 20\ \mu\text{m}$
- .
- paramètres calculés : - $L = 4200\ \mu\text{m}$
- $w1 = 850\ \mu\text{m}$
- $w2 = 510\ \mu\text{m}$



- Champs magnétiques :

champ imposé : - $H_{\text{polarisation}} = 20\,000 \text{ A/m}$

champ calculé : - $H_{\text{excitation}} = 1\,000 \text{ A/m}$
 - $|\varphi| = 17,2^\circ$

- Alimentation électrique :

paramètres imposés : - épaisseur des conducteurs = $10 \mu\text{m}$
 - courant de commande $I_{\text{excitation}} = 6 \text{ mA}$

paramètre calculé : - puissance électrique d'actionnement = 70 mW

2.6.4. Discussion sur les grandeurs calculées

Basé sur le principe de la torsion d'un bilame magnétostrictif, le dimensionnement de ce microrelais remplit en grande partie les cahiers des charges retenus. Les grandeurs calculées amènent toutefois un certain nombre de questions et de problèmes.

La première concerne la longueur de $4200\mu\text{m}$ de la poutre : la réalisation technologique reste délicate au vue de la fragilité mécanique d'une telle structure. Elle induit également une grande sensibilité aux vibrations extérieures que pourrait subir le bilame. Il semblerait donc préférable de pouvoir utiliser un bilame de longueur inférieure, au détriment d'une poutre plus large où la commande par nappe de courant serait moins favorable.

Le deuxième point, le plus délicat, concerne l'application du champ de polarisation. Il faut pouvoir contrôler de façon précise la valeur de ce champ de polarisation afin d'obtenir une variation de l'orientation de l'aimantation à mieux que $17,2^\circ$. Ceci semble a priori très difficile à réaliser et l'ajustement ultérieur à la réalisation du microrelais par la mesure de cet angle serait là aussi très difficile, et donc très coûteux. La question est donc de savoir s'il est possible d'imposer avec précision un angle si faible. Seule la réalisation de briques de base, dédiées à l'étude de ce problème, permettrait de connaître les limites et les possibilités de contrôle de l'orientation de l'aimantation dans une couche magnétostrictive. Cette étude, relativement longue, pourrait être réalisée par le Laboratoire Louis Néel qui possède une forte expérience dans la

caractérisation des bilames magnétostrictifs. Hors de l'axe de recherche de cette thèse, nous n'avons pas réalisé et étudié ces briques de bases.

2.7. Conclusion et perspectives

Ce premier dimensionnement a permis de mettre en évidence les potentialités de l'actionnement magnétostrictif dans des structures de type bilame. Outre les forces importantes disponibles, cette solution offre l'avantage de la bistabilité.

Mais il ne faut pas oublier les hypothèses émises ainsi que les simplifications faites. Le principe même du calcul est de ramener le problème du couplage de la couche et de son substrat peu rigide en flexion et en torsion à un problème d'élasticité plane. Les formulations proposées imposent alors que l'épaisseur du substrat soit grande devant celle de la couche active. Les calculs se basent sur un bilame qui serait initialement plan, or nous savons que les techniques de dépôt induisent inévitablement des contraintes internes qui ne sont parfois pas négligeables. Nous pouvons nous poser la question de l'importance des déformations statiques de la structure. Les calculs utilisent aussi des coefficients (b , H_b , etc...) mesurés par le Laboratoire Louis Néel sur des échantillons qui ne posséderont peut être pas tout à fait les mêmes caractéristiques que celles de notre bilame. Ces erreurs sont également à prendre en compte. Nous n'avons pas non plus pris en compte la réalisation des charnières élastiques et de leurs réels effets sur la structure.

Bien que prometteuse, cette solution magnétostrictive manque d'expérience et de maturité. La réalisation préalable de briques de base reprenant le principe de notre microrelais devrait permettre de répondre aux questions que nous venons de poser. Mais ce travail étant important et hors de l'axe de cette thèse, nous nous sommes arrêtés au dimensionnement.

[REFERENCES]

- [BET97] « *Magnétostriction géante de couches minces et micro-actionneurs magnétostrictifs pour des technologies intégrées* », J. Betz, Thèse de l'Université Joseph Fourier – Grenoble I, 1997.
- [BOU01] « *A Novel Optical Scanner with Integrated Two-Dimensional Magnetostrictive Actuation and Two-Dimensional Piezoresistive Detection* », T. Bourouina, E. Lebrasseur, G. Reyne, H. Fujita, T. Masuzawa, A. Ludwig, E. Quandt, H. Muro, T. Oki, A. Asaoka, TRANSDUCERS'2001, Munich, Germany, June 10-14 2001.
- [DUC96] « *Giant magnetostriction in amorphous $(Tb_{1-x}Dy_x)(Fe_{0.45}Co_{0.55})_y$ films* », N.H. Duc, K. Mackay, J. Betz, D. Givord, J. Appl. Phys. 79(2), 15 January 1996, pages 973-977
- [LIM98] « *Prototype microactuators driven by magnetostrictive thin films* », S.H. Lim, S.H. Han, H.J. Kim, Y.S. Choi, J-W. Choi, C.H. Ahn, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34, n°4, July 1998.
- [MAG95] « *Contrat Européen MAGNIFIT: Magnetostriction in Films for Integrated Technologies* » - Rapports internes – 1995 – 1997.
- [FUK91] « *Giant magnetostrictive alloy (GMA) Applications to micro mobile robot as a micro actuator without power supply cables* », T. Fukuda, H. Hosoaki, H. Hashimoto, F. Ohyama, IEEE MEMS'91.
- [PEU95] « *Retour sur l'interaction élastique entre une couche mince et son substrat – Application à la mesure de la magnétostriction* », J.C. Peuzin, Note interne, LETI/CEA Grenoble, 1995.
- [PEU97] « *Torsionnal resonances in magnetoelastic bimorphs* », J.C. Peuzin, K. Mackay, Appl. Phys. 81(4), 15 February 1997, pages 1833-1837.

Chapitre 3

Etudes mécaniques et magnétiques de structures de microrelais - Application à la téléphonie mobile -

3.1 Description et spécifications du microrelais RF	61
3.1.1 Enjeux des Microsystèmes Radiofréquences	61
3.1.2 Spécifications et choix de l'application du microrelais pour téléphone cellulaire	63
3.1.3 Organisation de l'étude du microrelais électromagnétique	64
3.2 Etude mécanique des structures envisageables	65
3.2.1 Objectifs des simulations mécaniques des structures	65
3.2.2 Calculs et dimensionnement analytiques	66
3.2.3 Simulations éléments finis des structures mécaniques	70
3.2.4 Conclusion sur l'étude des structures mécaniques	72
3.3 Etude magnétique des structures envisageables	73
3.3.1 Rappel sur les commandes magnétiques et les forces réluctantes	73
3.3.2 Description des circuits magnétiques étudiées	74
3.3.3 Dimensionnement analytique des conducteurs	75
3.3.4 Simulations électromagnétiques du circuit en E	78
3.3.5 Simulations électromagnétiques de la commande en U	80
3.3.6 Etudes de nouvelles structures pour microrelais	84
3.3.7 Etude d'une solution à guide de flux pour la poutre encastree-libre	89
3.4 Bilan et Conclusion des études sur les structures magnéto-mécaniques	91
[REFERENCE]	93

Chapitre 3

Etudes mécaniques et magnétiques de structures de microrelais

- Application à la téléphonie mobile -

3.1 Description et spécifications du microrelais RF

3.1.1 Enjeux des Microsystèmes Radiofréquences

Plusieurs milliards de systèmes radiofréquences seront utilisés dans quelques années. Alors que les opérateurs de téléphonie mobile et les équipementiers définissent des standards de plus en plus exigeants et éphémères, les industriels des semi-conducteurs tentent de suivre le mouvement en proposant des circuits intégrés toujours plus performants et moins onéreux. Pour ce faire, ils cherchent à assembler toujours plus d'électronique dans le volume limité des dispositifs radiofréquences. Les téléphones cellulaires aujourd'hui comptent encore environ cinq circuits intégrés et plusieurs dizaines de composants passifs discrets, bien que le nombre de ces éléments ait été divisé par quatre durant la dernière décennie. Pour réduire le nombre des composants, les industriels misent aujourd'hui sur la réalisation de MEMS (Micro-Electro-Mechanical Systems), offrant soit l'avantage de performances meilleures (microrelais pour la commutation), soit le remplacement de plusieurs composants par un seul microsystème (filtre à résonateur).

Le monde de la téléphonie mobile est un élément moteur dans la recherche de nouveaux composants RF. C'est pourquoi nous avons orienté l'application de notre microrelais vers ce domaine. Nous rappellerons brièvement les éléments de bases du téléphone cellulaire ainsi que le rôle des différents relais nécessaires. Un téléphone cellulaire peut être schématisé comme à la figure 3-1 [MIC00]. Aux interfaces telles que l'antenne, le clavier et le microphone viennent s'ajouter les batteries (et leurs circuits de contrôle), et les deux principaux blocs de circuits : l'ETBB (Etage de Traitement en Bande de Base) et l'étage radiofréquences (RF : 0,9 GHz à 2,5 GHz). La compatibilité des MEMS avec les procédés de fabrication des circuits intégrés devrait permettre la suppression de certains composants discrets des étages RF. Les commutateurs, les résonateurs, et les composants passifs intégrés sont les trois principales formes de MEMS pouvant apparaître dans les prochaines générations de circuits RF. Les applications potentielles du

microrelais dans un tel dispositif se concentrent sur les étages RF. Ceux-ci sont actuellement composés de quelques circuits intégrés et de nombreux composants passifs montés sur un même circuit imprimé. La figure 3-1, représentant le schéma de principe d'un téléphone cellulaire, permet de distinguer les deux commutateurs qui sont aujourd'hui susceptibles d'être remplacés par un microrelais, ou pour être plus exact, un microswitch (microcommutateur).

Nous distinguons ainsi deux commutateurs remplissant deux fonctions spécifiques :

- un commutateur émission-réception : le téléphone travaille alternativement en réception puis en émission. Ce commutateur assure donc l'aiguillage des signaux entre l'antenne et les deux circuits d'émission et de réception.

- Un commutateur d'antennes : les antennes adaptatives permettent de diriger un faisceau électromagnétique sans avoir recours à un quelconque balayage mécanique. Elles utilisent un réseau d'émetteurs dont les phases respectives sont décalées selon un profil pré-calculé afin de constituer une interférence constructive dans la direction voulue [MIC00].

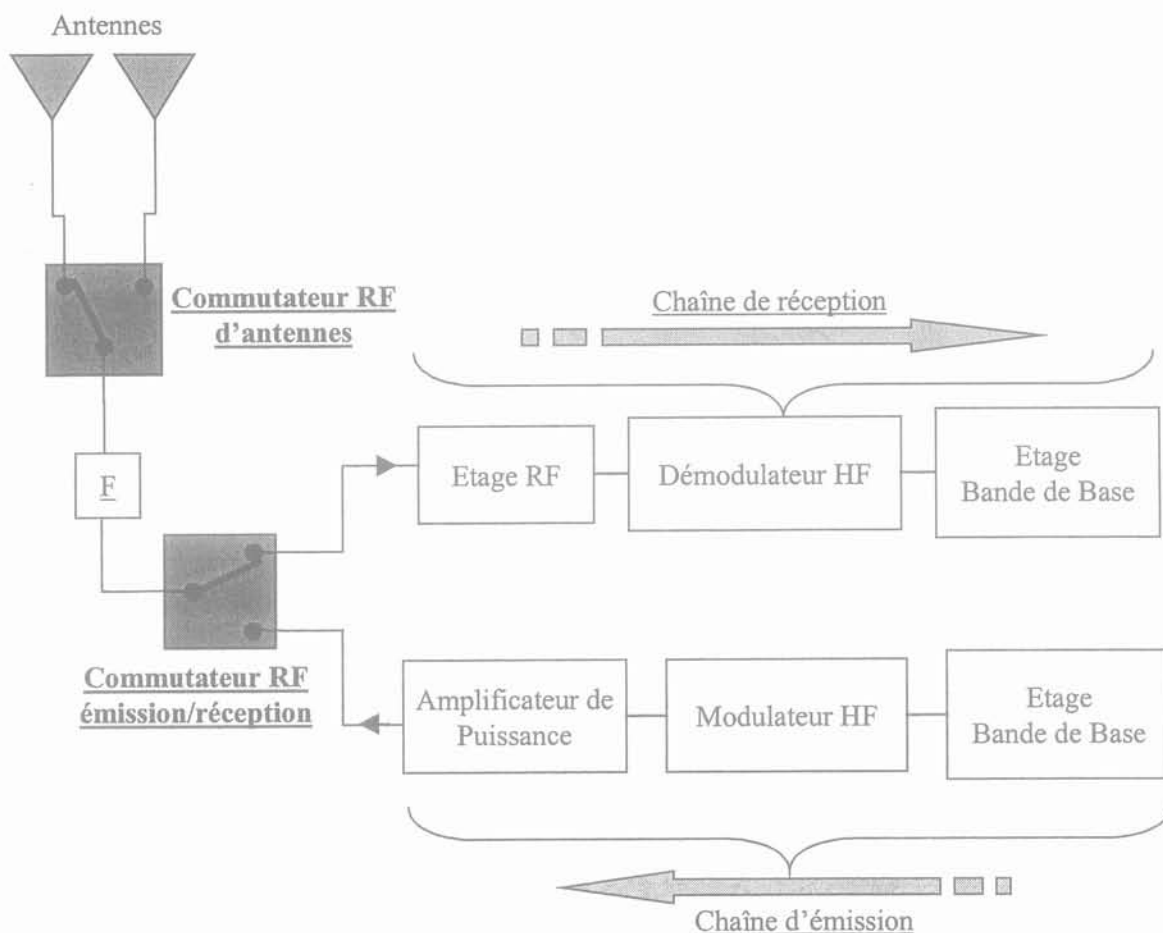


Figure 3-1. Structure schématique de l'étage RF d'un téléphone cellulaire avec ses deux microrelais potentiels

Nécessitant de faibles niveaux de bruit et une excellente linéarité pour préserver la qualité des signaux traités par les circuits placés en aval, les deux commutateurs présents dans cette chaîne sont habituellement réalisés à l'aide de transistors en arséniure de gallium. Fonctionnant comme de simples interrupteurs mécaniques, les commutateurs basés sur des MEMS possèdent intrinsèquement d'excellentes qualités nécessaires à cette fonction. La bonne isolation entre leurs contacts – lorsque le circuit est ouvert – leur procure un avantage supplémentaire sur les transistors. De même, en position fermée, les « vrais » contacts électriques permettent des résistances de contact faibles, ce qui est également un avantage important. Une troisième application concerne les commutateurs pour filtres qui permettraient, par exemple, le réglage et le changement de canaux de diffusions, le contrôle de phase des signaux, etc... .

Dans un premier temps, nous nous sommes donc concentrés sur deux de ces applications de la téléphonie cellulaire : le commutateur émission/réception et le commutateur pour filtres. L'application « antennes adaptatives » reste pour l'instant moins certaine et à échéance plus lointaine. Nous allons donc nous attacher dans un premier temps à spécifier les caractéristiques intrinsèques à la fonction remplie ainsi que les exigences liées à leur possible industrialisation.

3.1.2 Spécifications et choix de l'application du microrelais pour téléphone cellulaire

Les recherches menées par le LETI auprès des industriels de la téléphonie mobile ont permis de dégager des spécifications très précises pour les applications visées. Ces données sont fondamentales, puisque dans le cas du microrelais pour commutation émission/réception, elles seront les bases même des caractéristiques retenues pour l'étude et surtout le dimensionnement du microcommutateur. Le tableau 3-1 permet donc de synthétiser les exigences exprimées pour les deux applications retenues.

	Commutateurs pour filtres	Commutateur émission/réception
Puissance consommée	3 mW	33 mW
Tension d'alimentation	< 3,3 V	<3,3V
Isolation	-40 dB	-40 dB à 900 MHz (GSM)
Pertes par insertion	--	<0,2 dB à 2,2 GHz
Puissance commutée	< 1 mW	< 1 W
Tension commutée	3,3 V	3,3 V
Fréquence commutée	200 MHz à 6 GHz	200 MHz à 6 GHz
Temps de commutation	1 s	10 μ s
Fréquence de commutation	1 Hz	10 kHz
Nombre de cycles	10 ³ à 10 ⁴	10 ¹²

Tableau 3-1. Spécifications des microrelais pour commutation de filtres et émission/réception.

Dans le cas de la commutation émission/réception, le critère le plus important est le temps de commutation relativement faible (10 μ s) pour un système électromécanique. Nous noterons ensuite la

puissance de commande qui doit permettre de garantir au téléphone une autonomie minimale, critère essentiel pour la plupart des systèmes embarqués. Enfin nous soulignerons le nombre important de cycles que doit pouvoir garantir le microrelais. Celui-ci ne signifie pas seulement que le dispositif électromécanique doit rester opérationnel pendant ces 10^{12} cycles, mais que la qualité globale du contact doit être maintenue (résistance de contact, pertes par insertion, isolation...). Une première approximation nous a permis d'estimer que la résistance de contact, dans le cas de contacts ohmiques, ne devrait pas dépasser l'ohm pour pouvoir assurer des pertes par insertion maximales de 0,2dB. Pour un contact capacitif, une capacité supérieure à 8 pF serait à envisager.

Pour la commutation de filtres en vue du changement de standard (GSM, DCS, UMTS), c'est la puissance de commande qui semble être le critère le plus difficile à tenir. Le temps de commutation ainsi que la fréquence maximale de fonctionnement semblent moins problématiques aux vues des faibles masses mises en jeu dans les parties mobiles des microsystèmes. Les exigences en terme de résistance de contact sont plus larges puisqu'une résistance maximale de 10 ohms pourrait être suffisante. Un plus dans ce type d'application serait de pouvoir disposer d'une large panoplie de fréquences sélectionnables, c'est-à-dire un nombre de sorties supérieur à un. C'est pourquoi la demande industrielle porte aujourd'hui sur des microrelais à une entrée et plusieurs sorties.

La réalisation d'un microrelais à plusieurs sorties n'est pas la solution la plus simple car elle sous-entend un système mécanique à plusieurs états ou alors un microrelais intégrant plusieurs actionneurs électromécaniques séries ou parallèles. De plus, le LETI souhaitant répondre le plus possible aux demandes industrielles qui se sont exprimées dans le cadre de cette prospection, il a été décidé de donner la priorité à la réalisation du **microrelais à application émission/réception**.

Nous nous attacherons donc, dans la suite de ces travaux, à se conformer le plus possible au cahier des charges que nous venons de donner pour cette application.

3.1.3 Organisation de l'étude du microrelais électromagnétique

Le respect du cahier des charges nécessite une étude précise des diverses parties du microrelais afin de rendre le plus optimal possible le dimensionnement. Ainsi, nous pouvons décomposer les grands axes de recherche que nous mènerons. Pour commencer, et comme pour tout MEMS (Micro-Electro-Mechanical System), nous étudierons d'une part, l'aspect électromagnétique (la commande, le ou les circuits magnétiques associés, les matériaux, etc...), et d'autre part, l'aspect mécanique (déformations, forces, contraintes, etc...). Mais la spécificité de l'application microrelais nous amènera à étudier la fonction « contact électrique » qui est un point clé dans le respect du cahier des charges.

C'est pourquoi nous avons abordé l'étude et la conception du microrelais électromagnétique sous la forme de plusieurs briques de bases permettant de traiter séparément les divers problèmes tout en conservant la cohérence relative au cahier des charges. Le tableau 3-2 recense les briques de bases développées dans cette thèse, ainsi que celles mises en parallèle par le LETI.

Briques de Base de l'étude
Simulations électromagnétiques des structures envisageables
Simulations mécaniques des structures envisageables
Etude et réalisation des contacts électriques ohmiques
Simulation et mesure des signaux RF
Réalisation et caractérisation des structures mécaniques retenues
<i>Réalisation d'aimants en couches minces*</i>
<i>Bobinage en forte épaisseur*</i>

Tableau 3-2. Définitions des différentes briques de bases de l'étude du microrelais

* ces briques de bases ont été définies et réalisées exclusivement par le LETI.

La suite de ce chapitre sera consacré aux simulations électromagnétiques et mécaniques qui ont été réalisées en collaboration avec Claire Divoux, responsable du projet Microrelais au LETI. L'étude des contacts électriques et des signaux RF, ainsi que la réalisation et la caractérisation des briques de bases mécaniques seront traités dans des chapitres distincts.

3.2 Etude mécanique des structures envisageables

3.2.1 Objectifs des simulations mécaniques des structures

L'étude mécanique est un des points importants de l'étude et du dimensionnement de notre microrelais. Comme nous le verrons dans la partie consacrée à l'étude de la commande et du circuit magnétique, deux structures de base ont été retenues. Toutes les deux sont basées sur une poutre dont l'encastrement est modifié : nous étudierons le cas de la poutre encastree-libre ainsi que la poutre encastree-encastree. Ces deux structures, qui peuvent paraître simples en première approche, ne sont pas d'un point de vue technologique aussi faciles à réaliser. Le peu d'expérience dans la réalisation de systèmes mobiles nous oblige à rester prudents dans le choix des structures afin de ne pas complexifier la réalisation de l'actionneur. C'est pourquoi une brique de base sur la réalisation de structures « poutres » a été lancée et sera traitée plus loin.

L'objectif de ce dimensionnement est de prédire le comportement mécanique des poutres et d'assurer ainsi le respect du cahier des charges. Les paramètres qui entrent en jeu sont le temps de fermeture, ainsi que la fréquence de résonance. Au moment où nous commençons cette étude mécanique, se posait alors la question du choix du contact. Si jusqu'à présent, nous avons toujours parlé de contact ohmique, la fréquence élevée des signaux transmis pouvait laisser envisager l'utilisation d'un contact capacitif. Une étude spécifique a été menée par le LETI afin de déterminer laquelle de ces deux solutions semblait la plus avantageuse pour notre relais. Les résultats ont montré que dans le cas d'un actionnement magnétique, avec des entrefers inférieurs à 10 μm , le contact ohmique était meilleur que le contact capacitif, celui-ci étant

préférable pour des entrefers plus grands (ce qui permet également d'assurer une plus faible atténuation lors d'une position fermée).

Dès lors que le choix d'un contact ohmique était fait, la question de la force de contact se posait. La brique de base sur l'étude des contacts électriques n'était pas terminée au moment du dimensionnement. Dans les quelques publications traitant du problème des résistances de contact, il semblait qu'une force maximale de 1 mN était suffisante pour obtenir une résistance faible et stable (valeur stable et reproductible, insensibilité relative aux chocs et vibrations mécaniques, tenue dans le temps, etc.). Nous avons donc entrepris le dimensionnement des structures mécaniques en prenant cette valeur pour référence.

3.2.2 Calculs et dimensionnement analytiques

3.2.2.1 Définition de la structure et du matériau magnétique envisagé

Peu de matériaux magnétiques sont aujourd'hui disponibles au LETI. Le plus utilisé et le mieux maîtrisé reste le FeNi qui possède une perméabilité assez bonne (environ 1000). Les constantes élastiques n'étant pas encore connues (cf. brique de base sur les poutres), nous avons, pour les simulations, approchés celles-ci par rapport aux valeurs des deux matériaux respectifs. Les caractéristiques du Fer et du Nickel, ainsi que celles estimées du FeNi, sont indiquées dans le tableau 3-3.

Matériau	Fer	Nickel	FeNi (estimé)
Vitesse de propagation longitudinale	$V_L = 5900 \text{ m.s}^{-1}$	$V_L = 5600 \text{ m.s}^{-1}$	$V_L = 5800 \text{ m.s}^{-1}$
Vitesse de propagation transversale	$V_T = 3200 \text{ m.s}^{-1}$	$V_T = 3200 \text{ m.s}^{-1}$	$V_T = 3200 \text{ m.s}^{-1}$
Densité de masse volumique	$\rho = 7,690 \text{ kg.m}^{-3}$	$\rho = 8,840 \text{ kg.m}^{-3}$	$\rho = 7,900 \text{ kg.m}^{-3}$
Coefficient de poisson	$\nu = 0,29$	$\nu = 0,30$	$\nu = 0,29$
Module de Young	$E = 203,4 \text{ GPa}$	$E = 206,6 \text{ GPa}$	$E = 204 \text{ GPa}$

Tableau 3-3. Caractéristiques mécaniques du Fer et du Nickel, et estimation des propriétés du FeNi

Les paramètres géométriques de la poutre utilisés dans les expressions sont représentés à la figure 3-2.

3.2.2.2. Cas de la poutre encastree-libre

La poutre encastree-libre verra une de ses extrémités fixée au substrat, l'autre restant libre (cf. figure 3-5). Le calcul de la fréquence de résonance doit permettre de s'assurer que le fonctionnement du relais ne se situe pas trop près de la résonance mécanique de la structure. Ceci poserait deux problèmes : tout d'abord, un dimensionnement du relais, pour une fréquence de résonance donnée, exclurait implicitement toute utilisation de celui-ci à une autre fréquence, d'autre part, les amplitudes de déformations devenant importantes à la résonance, nous pourrions dépasser les limites élastiques de la poutre et ainsi la casser.

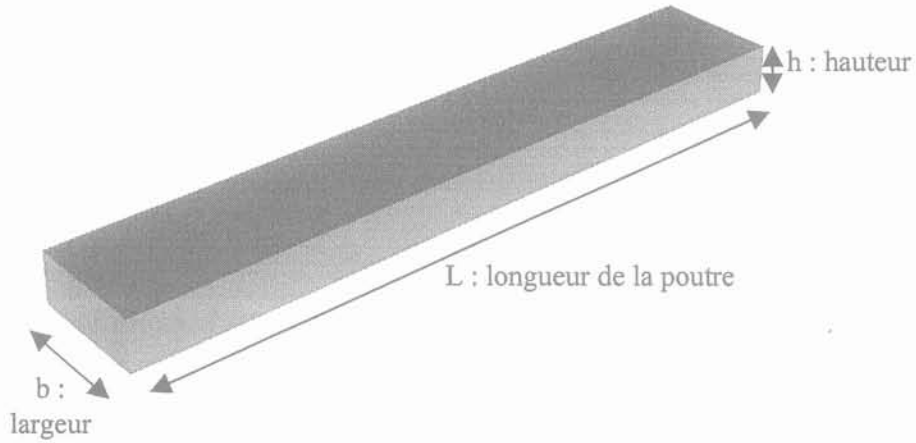


Figure 3-2. Paramètres géométriques de la poutre

Le premier mode propre de flexion est donné par la relation suivante [LAL99] :

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \frac{3,52 h}{L^2} \sqrt{\frac{E}{12 \rho (1+\nu)}}$$

Cette relation montre que la fréquence de résonance en flexion ne dépend pas de la largeur de la poutre, ce qui semble favorable dans la mesure où une section minimale de la poutre sera nécessaire pour faire « passer » le flux magnétique sans saturer le matériau. Pour une poutre de 7 μm d'épaisseur, la fréquence de résonance est représentée en fonction de la longueur sur la figure 3-3.

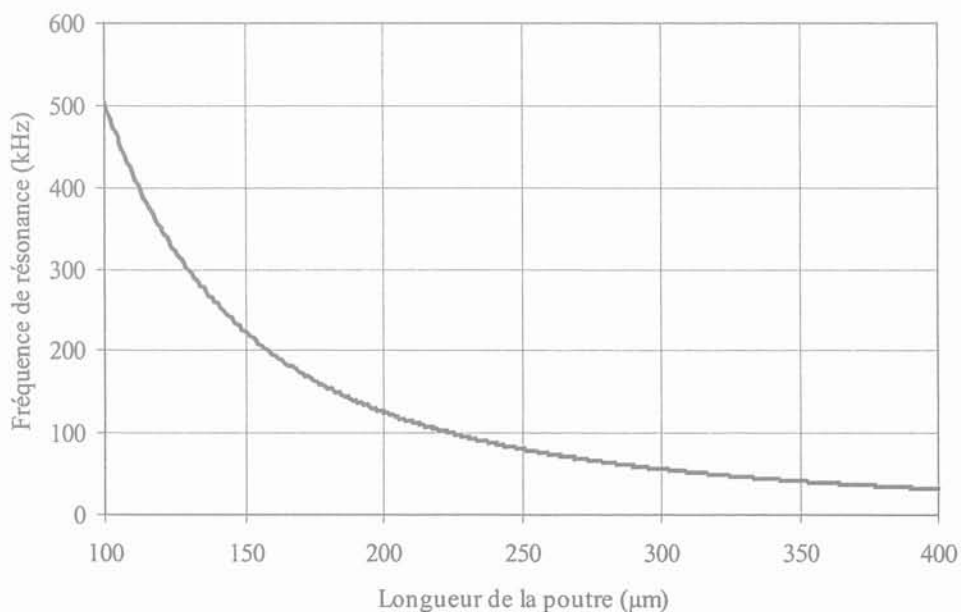


Figure 3-3. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la longueur

Une des structures intéressantes correspond à une poutre de 300 μm de long et de 7 μm d'épaisseur, la fréquence de résonance atteignant 55,85 kHz. Pour cette géométrie, nous calculons la déflexion en bout de poutre sous une force F de 1 mN [LAL99] :

$$\text{Déflexion}(L, h, b) = \frac{4 L^3}{E b h^3} F$$

Nous pouvons alors tracer sur la figure 3-4 l'évolution de la déflexion en fonction de la largeur b en conservant une longueur L de 300 μm et une épaisseur de 7 μm pour une force en bout de poutre de 1 mN.

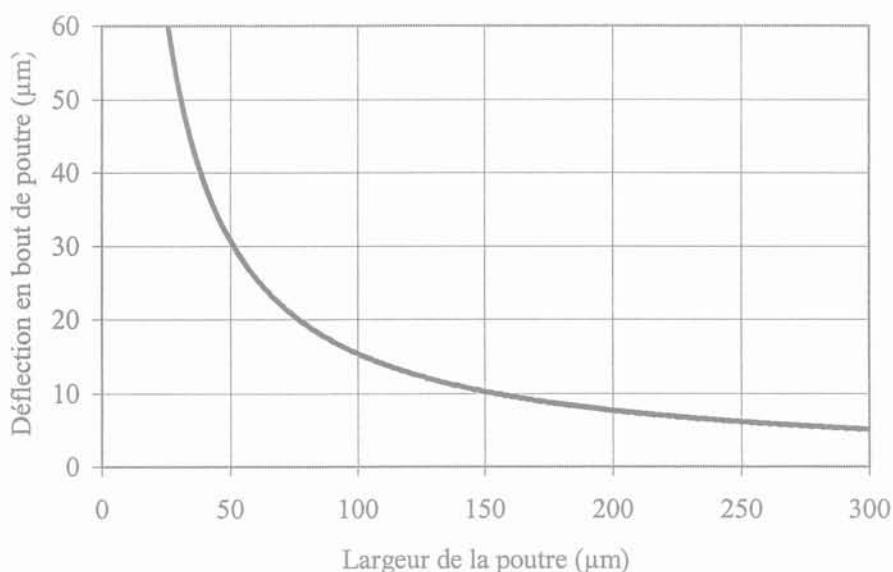


Figure 3-4. Evolution de la déflexion en fonction de la largeur de la poutre ($L=300 \mu\text{m}$, $h=7 \mu\text{m}$)

Pour une largeur de poutre de 100 μm , la déformation totale atteint 15,3 μm et seulement 7,67 μm pour une largeur de 200 μm .

Nous pouvons alors estimer, pour cette géométrie, un temps d'ouverture du relais. Pour ce faire, nous faisons l'hypothèse d'un régime non-transitoire, c'est-à-dire une poutre en régime amorti, passant par son point de départ (position initiale plane de la poutre) et ce, à la pulsation propre de la poutre. Nous pouvons donc approcher le temps d'ouverture comme étant le quart de la période de la fréquence de résonance.

$$T_{\text{ouverture}} \approx \frac{1}{4 F_R} \approx 4,47 \mu\text{S}$$

Le calcul du temps de fermeture est plus délicat. Il dépend bien sûr des caractéristiques mécaniques de la poutre (force de rappel) mais également de la force magnétique qui varie avec la distance de l'entrefer (qui se réduit quand le contact se ferme). Le logiciel éléments finis disponible ne nous a pas permis de faire l'étude, car celui-ci ne calcule pas les problèmes de déformation des pièces les unes par rapport aux autres.

Ce qui nous aurait permis de déterminer entre autres, l'importance des rebonds lors de la fermeture. Le calcul, réalisé pour une poutre similaire à celle décrite ci-dessus, montre qu'un temps de commutation inférieur à la dizaine de micro-secondes peut être atteint.

La géométrie et les caractéristiques intéressantes de la structure encastree-libre, retenue pour les simulations électromagnétiques, sont les suivantes :

Poutre encastree-libre	
L (longueur)	300 μm
b (largeur)	100 μm
h (épaisseur)	7 μm
1 ^{ère} Fréquence de résonance	55,85 kHz
Déflexion pour une force de 1mN	15,3 μm

Tableau 3-4. *Caractéristiques géométriques et physiques de la structure retenue*

3.2.2.3. Cas de la poutre encastree-encastree

Nous avons repris la même étude pour une structure de type encastree-encastree. Celle-ci a une fréquence de résonance qui est définie par la relation suivante [LAL99]:

$$F_R = \frac{1}{2\pi} \frac{22,44 h}{L^2} \sqrt{\frac{E}{12 \rho}}$$

La structure étant plus rigide du fait de ses deux encastrements, il faut augmenter la longueur de la poutre pour augmenter la fréquence de résonance. L'épaisseur devant rester faible, nous avons retenu la géométrie d'une poutre de 6 μm d'épaisseur et de longueur 600 μm. La première fréquence de résonance en flexion vaut alors 91,4 kHz.

L'augmentation de la rigidité de la structure est surtout problématique pour la déflexion où une longueur minimale de 600 μm doit être retenue pour avoir une flèche de 9 μm, avec toujours la même force de référence de 1 mN. Les dimensions et les caractéristiques intéressantes de la poutre encastree-encastree retenue pour l'étude électromagnétique, sont recensées dans le tableau 3-5.

Poutre encastrée-encastrée	
L (longueur)	600 μm
b (largeur)	100 μm
h (épaisseur)	6 μm
1 ^{ère} Fréquence de résonance	89,27 kHz
Déflexion pour une force de 1mN	3,05 μm

Tableau 3-5. Caractéristiques géométriques et physiques de la structure retenue

3.2.3 Simulations éléments finis des structures mécaniques

Les calculs numériques ont été faits avec le logiciel ATILA, qui, bien que plutôt orienté dans la simulation des dispositifs électro-actifs (piézo-électrique et magnétostrictif), permet la modélisation de structures mécaniques. Il ne nous a pas permis de simuler l'amortissement et les phénomènes de rebond de la poutre sur sa butée (dans le cas du microrelais il s'agit des rebonds contact-contact qui sont néfastes et à limiter le plus possible).

3.2.3.1. Simulations de la poutre encastrée-libre

Les géométries ainsi que les propriétés physiques sont celles définies dans le calcul analytique. Afin de ne pas calculer des modes complexes, nous définirons des conditions aux limites satisfaisant à des déformations de pures flexions (figure 3-5). Les modes propres en flexion calculés sont indiqués dans le tableau 3-6. Les déformations calculées ainsi que les conditions aux limites appliquées sont représentées sur la figure 3-5.

Mode	Fréquence
1	66,81 kHz
2	417,6 kHz
3	1,16 MHz
4	2,27 MHz
5	3,72 MHz

Tableau 3-6. Fréquences des 5 premiers modes de flexion calculés par ATILA

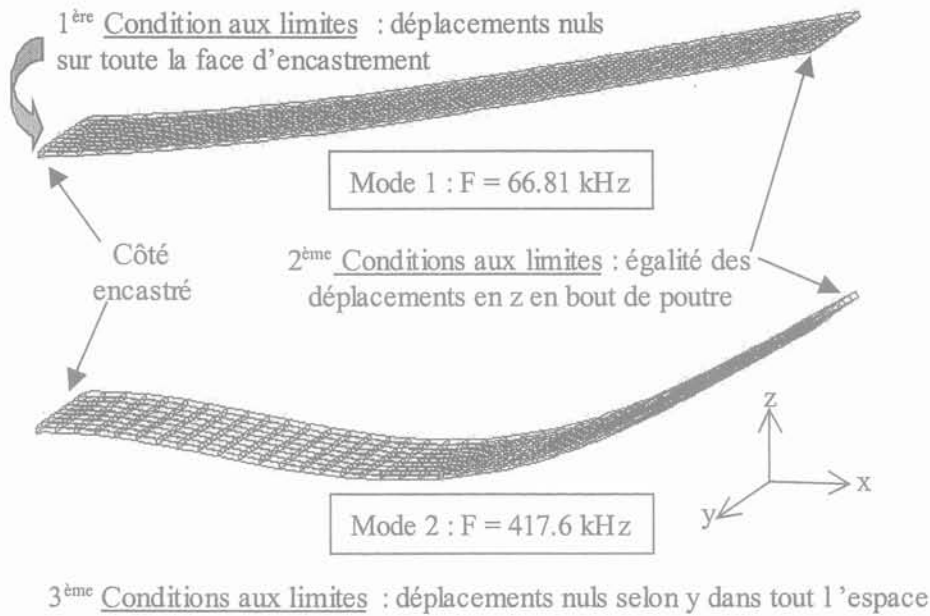


Figure 3-5. Déformations relatives aux deux premiers modes propres de flexion et conditions limites imposées

L'étude dynamique met en avant une différence significative sur le calcul du premier mode de résonance, avec une fréquence calculée par ATILA supérieure de 19,6 %. Les calculs de la raideur de la poutre restent proches, puisque, pour une force de 1 mN, ATILA nous donne une déflexion maximale de 15,43 μm contre 15,36 μm pour le modèle analytique. Ces résultats ont également été comparés à ceux obtenus par le logiciel éléments finis ANSYS (réalisés par le LETI) qui nous montrent la cohérence de l'équation analytique (fréquences calculées très proches). La géométrie retenue permet donc de situer au delà de la fréquence de résonance de 50 kHz.

3.2.3.2. Simulation de la poutre encastrée-encastrée

Nous reprenons, là encore, les géométries et propriétés mécaniques définies pour le calcul analytique. Les conditions limites sont semblables à celles décrites ci-dessus : nous bloquons cette fois les deux extrémités de la poutre et nous interdisons toujours les déplacements selon z de tous les nœuds de la structure (cf. Figure 3-5). La figure 3-6 représente les deux premiers modes propres de flexion calculés par ATILA pour la poutre encastrée-encastrée.

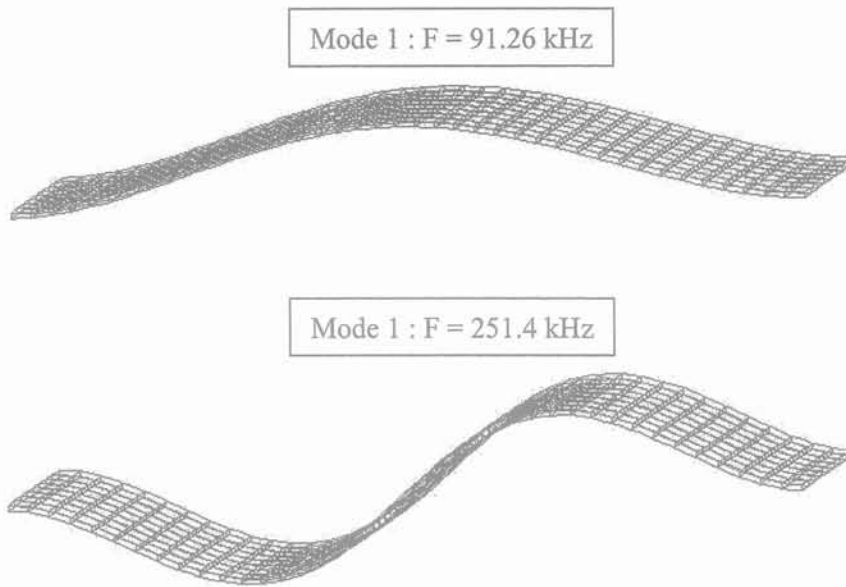


Figure 3-6. Déformations relatives aux deux premiers modes propres de flexion

La différence entre les calculs analytiques et éléments finis est ici beaucoup plus réduite puisque le premier mode de flexion est atteint pour une fréquence de 91,26 kHz, contre 91,85 kHz pour le modèle analytique. Pour la géométrie retenue (cf. tableau 3-5), la méthode des éléments finis calcule une déflexion, en milieu de poutre, de 2,74 μm , contre 3,05 μm pour le modèle analytique. La cohérence de ces deux calculs nous permet de valider les calculs de fréquences de résonance et de raideur pour cette structure.

3.2.4 Conclusion sur l'étude des structures mécaniques

Les simulations numériques et les calculs analytiques semblent cohérents, ce qui nous autorise à penser que les grandeurs calculées sont proches des solutions réelles, dans l'hypothèse de structures parfaites (poutre plane, contraintes initiales nulles, domaine élastique). Ceux-ci nous ont permis de réaliser un premier dimensionnement des structures mécaniques pour l'étude électromagnétique, en respectant les contraintes technologiques (épaisseur des poutres inférieures à 10 μm) et le cahier des charges (force mécanique maximale de l'ordre du milli-Newton, fréquence de résonance supérieure à 50 kHz, le temps de commutation devant être de 10 μs). D'autres structures dérivées ont été étudiées (poutre à section longitudinale variable), et seront reprises dans le chapitre 5 (réalisation et caractérisation des structures mécaniques envisagées). Ces calculs ont été complétés et comparés aux résultats obtenus par simulations éléments finis sous ANSYS. Nous nous sommes également intéressés aux contraintes maximales développées dans les structures afin de s'assurer que le fonctionnement reste dans le domaine des contraintes élastiques. Une étude de l'amortissement des poutres a également été réalisée [DIV00]. Ce modèle possède un certain nombre de limites : le contact fixe (butée) sur lequel la poutre vient s'appuyer (rebonds) n'est pas pris en compte, nous considérons une poutre parfaitement plane, nous ne prenons pas en compte la force d'inertie de la poutre. L'ensemble de ces calculs sera donc repris et comparé aux résultats obtenus sur les briques de bases réalisées et caractérisées (cf. chapitre 5).

3.3 Etude magnétique des structures envisageables

Les deux structures mécaniques retenues sont donc basées sur des poutres : une de type encastree-libre et l'autre de type encastree-encastree. L'étude magnétique doit nous permettre d'évaluer la solution la mieux adaptée pour répondre aux exigences du cahier des charges. Pour ce faire, nous avons utilisé deux logiciels de calculs de champs magnétiques par éléments finis, qui permettent non seulement de résoudre les problèmes magnétiques mais également d'en déduire un certain nombre de grandeurs globales ou locales comme la force. Nous trouvons d'une part Flux2D, qui comme son nom l'indique, ne résout que des problèmes pouvant être ramenés à deux dimensions (problèmes plans ou axisymétriques), et Flux3D qui lui, permet de calculer les champs magnétiques de structures en trois dimensions. Nous avons choisi, dans le cadre du travail commun avec le LETI, de séparer les simulations en deux axes parallèles. Un premier, concernant le travail que j'ai réalisé, est basé sur une étude par Flux2D des structures envisagées. L'autre, réalisé par le LETI, est consacré à des simulations plus fines sous Flux3D, des structures 2D les plus intéressantes. Les simulations 2D sont avantageuses dans la mesure où elles sont plus rapides que celles en 3D, qui demandent un temps de calcul beaucoup plus long et des ressources informatiques plus importantes. L'hypothèse d'une invariance des phénomènes magnétiques sur la troisième dimension les rend en contrepartie moins précises (sauf dans le cas de problèmes axisymétriques). Ces simulations 2D ont donc pour objectif de dégager les solutions les plus intéressantes, et d'en affiner la simulation sous Flux3D .

3.3.1 Rappel sur les commandes magnétiques et les forces réluctantes

Au cours du premier chapitre nous avons rappelé le principe des forces réluctantes et les deux grandes familles d'actionneurs : ceux qui utilisent uniquement la force réluctante présente dans l'entrefer d'un circuit magnétique, et qui ne permettent d'obtenir qu'une force d'attraction, et ceux combinant la force réluctante dans un entrefer avec que les forces magnétiques d'un aimant, qui offrent la possibilité de pouvoir travailler soit en attraction, soit en répulsion. L'avantage de la solution bistable est surtout intéressante car elle permet le maintien d'une position (fermé ou ouvert) du contact sans énergie. Mais dans le cas de notre microrelais, les séquences de commutation sont fréquents (10 kHz), et rapides. L'avantage de garder une position stable sans énergie est ici minimisé du fait que le microrelais ne cesse de commuter toutes les 100 μ s. Nous avons tout de même exploré cette solution, mais elle ne sera pas abordée en priorité et ce pour deux raisons majeures. Tout d'abord pour des raisons technologiques ; la réalisation d'aimants permanents en couches minces et par procédés collectifs n'en est aujourd'hui qu'au stade de développement. Il n'existe pas encore d'aimants suffisamment performants pour pouvoir les utiliser dans des microsystèmes où des forces significatives ($>100 \mu$ N) sont mises en jeu. La deuxième raison tient au fait que les outils de simulations numériques comme Flux2D et Flux3D ont montré leurs limites dans les calculs de force par la méthode des travaux virtuels lorsque nous sommes en présence d'un aimant en vis à vis avec un entrefer très faible ($< 10 \mu$ m), et des rapports de forme élevés (>100). Or, dans ce type de commande, la bistabilité est obtenue par une force résultante variable : il faut donc pouvoir calculer d'une façon relativement précise l'ensemble des forces magnétiques développées afin de contrôler les seuils de basculement de l'actionneur. La méthode de calcul des forces dans les logiciels Flux n'est pas complètement adaptée aux microsystèmes (principe des travaux virtuels : entrefers très petits pour des rapports de forme élevés).

3.3.2 Description des circuits magnétiques étudiés

Nous avons étudié principalement deux types de circuits magnétiques : les circuits dits en U, et ceux dits en E (cf. Chapitre 1). Ces appellations font référence à la forme du circuit magnétique qui canalise le flux créé. La figure 3-7 rappelle le principe de ces deux commandes

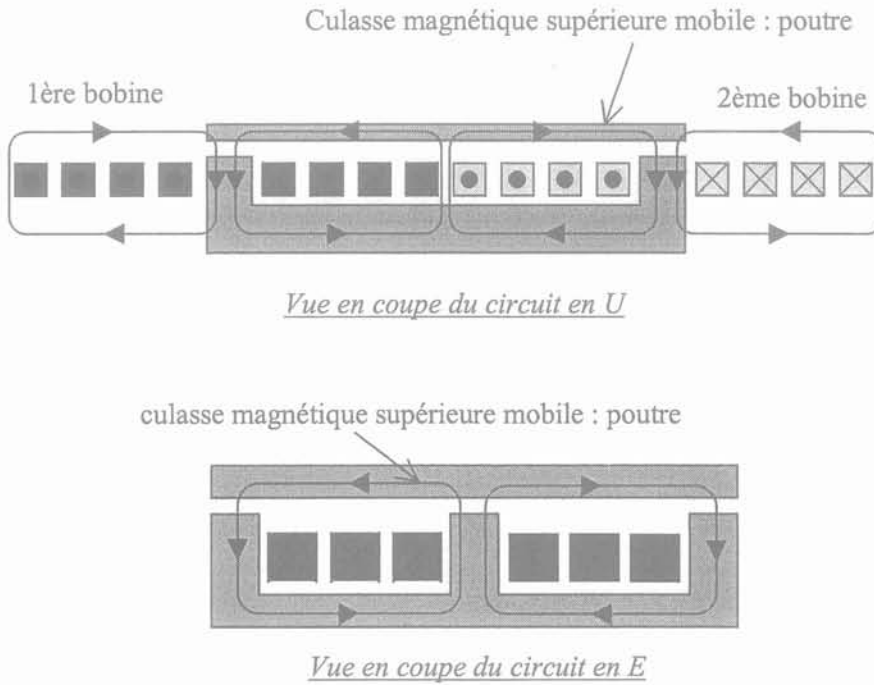


Figure 3-7. Rappel du principe du circuit magnétique en U et en E

Dans les deux cas, soit le problème est considéré comme axisymétrique, auquel cas la poutre est en fait une membrane circulaire, soit il est considéré comme plan, la culasse mobile étant alors assimilable aux poutres étudiées précédemment. Avant de pouvoir simuler ces différentes structures, il est nécessaire de faire un premier dimensionnement des conducteurs. Si le cahier des charges ne nous limite que par la puissance consommée – qui doit être inférieure à 30 mW – il faut tenir compte des contraintes technologiques qui, dans la réalisation de bobines, ne nous permettent pas de réaliser des conducteurs de fortes épaisseurs. Il nous faut également s'intéresser à la densité de courant admissible dans les conducteurs, qui, bien que supérieure à ce que nous trouvons dans les conducteurs classiques en cuivre (5 A/mm^2), ne doit pas dépasser une valeur critique sous peine de voir les conducteurs se détériorer.

3.3.3 Dimensionnement analytique des conducteurs

Le but de ce premier dimensionnement est de fixer les premières grandeurs géométriques pour la, ou les bobines de la commande magnétique. Hormis le fait que la puissance électrique maximale soit fixée à 30 mW, d'autres contraintes, technologiques et thermiques, conditionnent le dimensionnement des conducteurs électriques. Pour rendre moins complexe la réalisation des conducteurs, nous avons opté pour une technologie à bobines planaires. Les simulations électromagnétiques devront notamment nous permettre d'évaluer les avantages ou les inconvénients de l'utilisation de ce type de bobines par rapport aux bobines 3D (solénoïdes). Les contraintes géométriques sont définies d'une part pour les conducteurs et d'autre part pour le circuit magnétique, et plus particulièrement l'entrefer. Pour obtenir des sections de conducteur homogènes, des épaisseurs supérieures à 15 μm ne seront pas envisagées, et la distance entre deux conducteurs ne devra être inférieure à 10 μm . Pour garantir la taille de l'entrefer, une distance minimale de 2 μm sera à respecter.

Epaisseur d'un conducteur	Interpiste entre 2 conducteurs	Entrefer minimum
15 μm	10 μm	2 μm

Tableau 3-7. Contraintes technologiques pour le dimensionnement

D'expérience, nous pouvons espérer atteindre, avec les bobines planaires réalisées sur silicium, des densités de l'ordre de 1000 A/mm². Cette limite, liée aux contraintes de dissipation thermique, revient à estimer la densité de puissance surfacique pouvant être dissipée à 4 W/cm². Ces premiers éléments nous permettent de réaliser un premier dimensionnement de la bobine. La réluctance d'un circuit magnétique variant en inverse de la perméabilité du matériau, nous estimerons, en première approximation, que l'énergie magnétique est totalement concentrée dans l'entrefer (E_{entrefer}). Le seul degré de liberté de la poutre étant une translation verticale selon Oy, nous pouvons exprimer le travail et donc la force selon cet axe comme suit :

$$E_{\text{entrefer}} = \frac{1}{2} \iiint B \cdot H \cdot dV \Rightarrow \boxed{|F_y| = \frac{\partial E_{\text{entrefer}}}{\partial y} = \frac{B^2 S}{2\mu_0}}$$

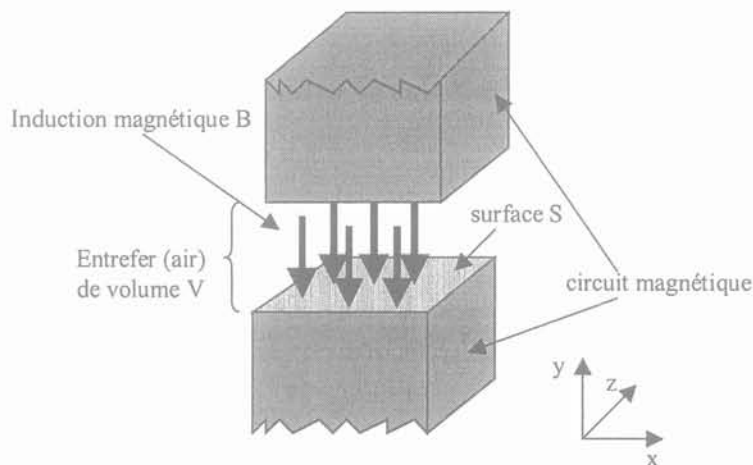


Figure 3-8. Principe de la force réluctante dans un entrefer (attraction)

Pour obtenir une force maximale dans l'entrefer, il faut s'approcher le plus possible de l'induction à saturation sans la dépasser, puisque l'énergie supplémentaire consommée ne contribuerait plus à augmenter la force. Deux types de matériaux magnétiques sont aujourd'hui disponibles au LETI : le FeNi (permalloy) ou des alliages de FeCo. Nous avons choisi le FeNi qui a une perméabilité relative proche de 1000, une induction à saturation de 1 T et qui n'est pas sensible à l'oxydation. Nous pouvons alors calculer la force magnétomotrice nécessaire pour obtenir une induction de 1 T dans un entrefer de 2 μm.

$$\vec{B}_{air} = \mu_0 \cdot \vec{H}_{air} \text{ et } \int_{\text{entrefer}} \vec{H}_{air} \cdot d\vec{l} = \iint \vec{J} \cdot d\vec{S} \Rightarrow N.I = 3,18 \text{ A.tour}$$

La force magnétomotrice étant définie, il nous faut déterminer le nombre de spires ainsi que les dimensions des conducteurs. Le choix de la bobine doit donc prendre en compte la force magnétomotrice à générer avec une densité de courant maximale de 1000A/mm², mais également une puissance maximale de 30 mW. Or les bobines planaires ont le désavantage de voir leur résistance ohmique augmenter avec le nombre de tours. L'utilisation d'une bobine à une seule spire a l'avantage de réduire au minimum la résistance ohmique, mais nécessite un courant important dans la spire. Or, si la puissance varie linéairement avec la résistance, elle augmente avec le carré du courant. Nous pouvons alors exprimer, pour une densité de courant de 1000 A/mm² et une force magnétomotrice donnée, la résistance de la bobine en fonction du courant I. Les paramètres intervenant dans la relation ci-dessous sont explicités sur la figure 3-9.

$$R = \sum_{k=0}^{k=fmm/l} \frac{\rho}{I \cdot 10^{-9}} \cdot \left[r + k \left(\frac{I * h}{15 \cdot 10^3} + ip \right) \right]$$

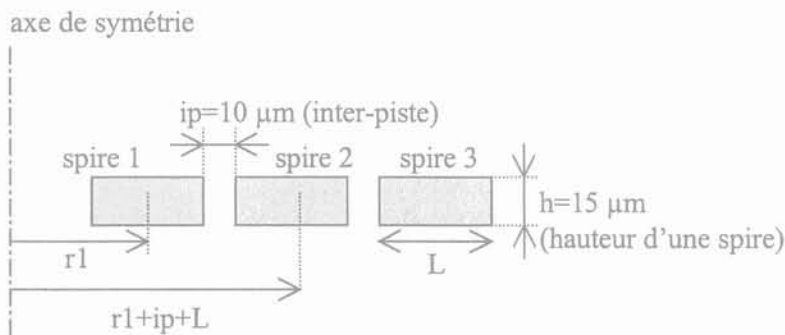


Figure 3-9. Vue en coupe d'une bobine plane axisymétrique

La non linéarité de la résistance, observable sur la courbe de la figure 3-10, s'atténue avec l'augmentation de la taille du plot central (positionné sur l'axe de symétrie), la distance inter-piste influant moins sur le rayon moyen d'une spire, et donc sur sa résistance. Un grand nombre de calculs ont été réalisés sur différentes géométries possibles. Le tableau 3-7 [DIV99] donne un exemple des valeurs des paramètres pour un courant de commande de 0,5 A pour les trois géométries étudiées (commande en E axisymétrique, en E symétrique, en U).

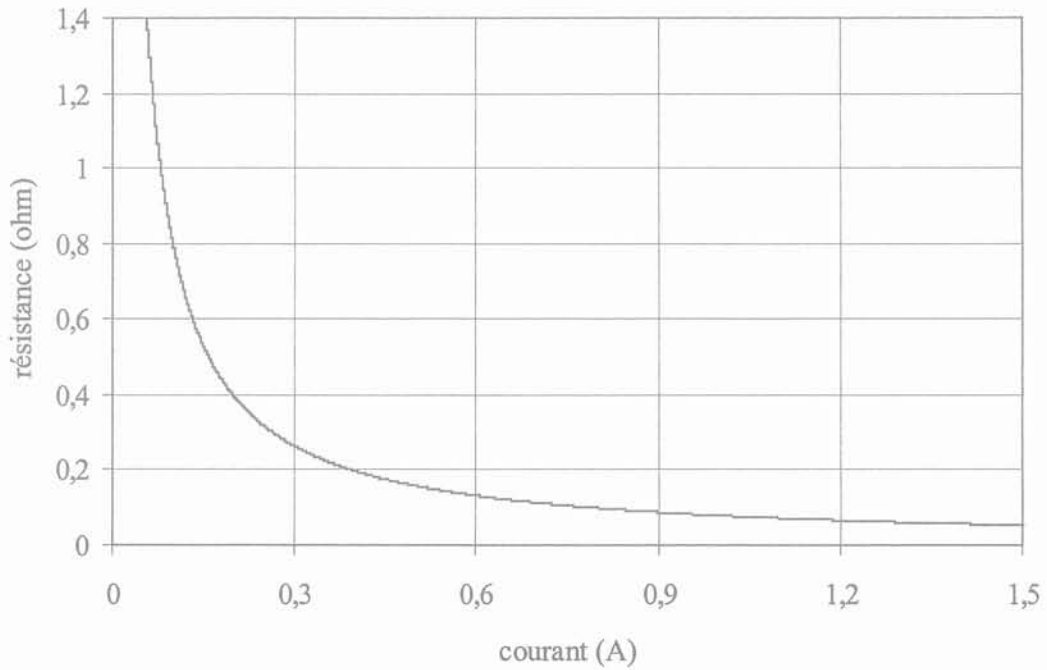


Figure 3-10. Variation de la résistance en fonction du courant dans une spire pour une force magnétomotrice donnée

<u>Paramètres</u>	Circuit en E axisymétrique	Circuit en E symétrique	Circuit en U
Largeur de plot	100 μm	100 μm	100 μm
Longueur de plot	100 μm	500 μm	500 μm
Résistance totale	0,26 Ω	0,50 Ω	0,38 Ω
Résistance minimale	5,4 m Ω	11 m Ω	36 m Ω
Nombre de tours	6,4	6,4	6,4
Tension de commande	0,13 V	0,25 V	0,19 V
Puissance dissipée	64 mW	124 mW	94 mW
Puissance dissipée minimale	55 mW	113 mW	90 mW
Puissance surfacique pour une puce de 1mm ²	6,4 W/cm ²	12 W/cm ²	4,7 W/cm ²
Surface occupée par la bobine	0,33 mm ²	0,68 mm ²	0,58 mm ²

Tableau 3-7. Valeurs des paramètres pour un courant de 0,5 A pour les trois géométries

Cette étude montre qu'il sera difficile, si nous voulons obtenir une induction maximale, de pouvoir tenir une puissance maximale de 30 mW et garantir une densité de puissance surfacique inférieure à 4 W/cm². Pour abaisser cette puissance, il faut donc soit diminuer la résistance en réalisant des conducteurs à forte

épaisseur ($>25 \mu\text{m}$) – ce qui n'est technologiquement pas possible aujourd'hui avec les moyens du LETI, soit diminuer la densité de courant, et donc le courant. Nous avons donc décidé de limiter le courant afin de dimensionner la commande pour une consommation de 30 mW. Les paramètres calculés sont donc les suivants :

<u>Paramètres</u>	Circuit en E axisymétrique	Circuit en E symétrique	Circuit en U
Puissance consommée	30 mW	30 mW	30 mW
Force magnétomotrice	2,16 A.tour	1,56 A.tour	1,79 A.tour
Courant de commande	0,339 A	0,245 A	0,281 A
Tension de commande	0,087 V	0,122 V	0,106 V
Puissance surfacique pour une puce de 1 mm^2	3,0 W	3,0 W	3,0 W

Tableau 3-8. Valeurs des paramètres pour une commande de 30 mW

Ces valeurs montrent que dans le cas du circuit en E, la solution axisymétrique est meilleure que celle symétrique car elle permet d'obtenir une plus grande force magnétomotrice pour une même puissance de commande. De même, cette géométrie paraît plus avantageuse que le circuit en U et ce pour les mêmes raisons. Nous avons donc choisi, dans un premier temps, d'orienter les simulations électromagnétiques sur le circuit en E axisymétrique ainsi que sur le circuit en U.

3.3.4 Simulations électromagnétiques du circuit en E

La simulation de ce circuit magnétique en 2D peut être envisagée comme un problème plan, ce qui suppose que nous négligeons les effets de bords, ou alors comme un problème axisymétrique auquel cas la géométrie est circulaire.

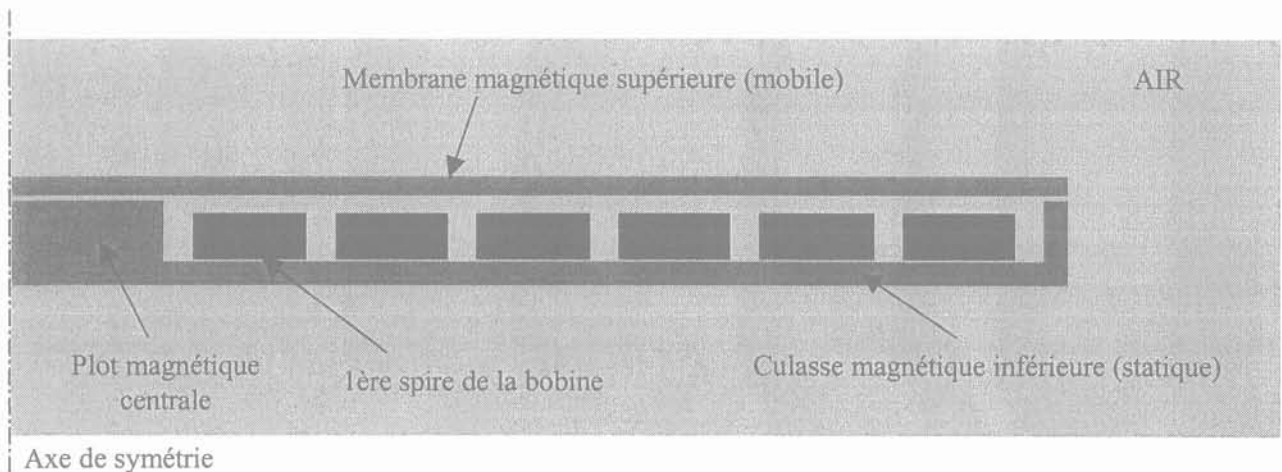


Figure 3-11. Vue en coupe de la structure en E axisymétrique

La structure en E axisymétrique est moins favorable du fait de la concentration du flux magnétique en son milieu, ce qui oblige à un surdimensionnement de la section de la culasse sur ses bords extérieurs. La structure n'en est que plus lourde (temps de commutation important) et plus rigide (force plus importante pour obtenir une déflexion). Les simulations ont montré qu'une telle concentration du flux engendrait des fuites magnétiques importantes à l'approche du plot central, ce qui réduit d'autant plus la force disponible. La figure 3-11 met en évidence les lignes de fuite par rapport « aux ligne utiles ».

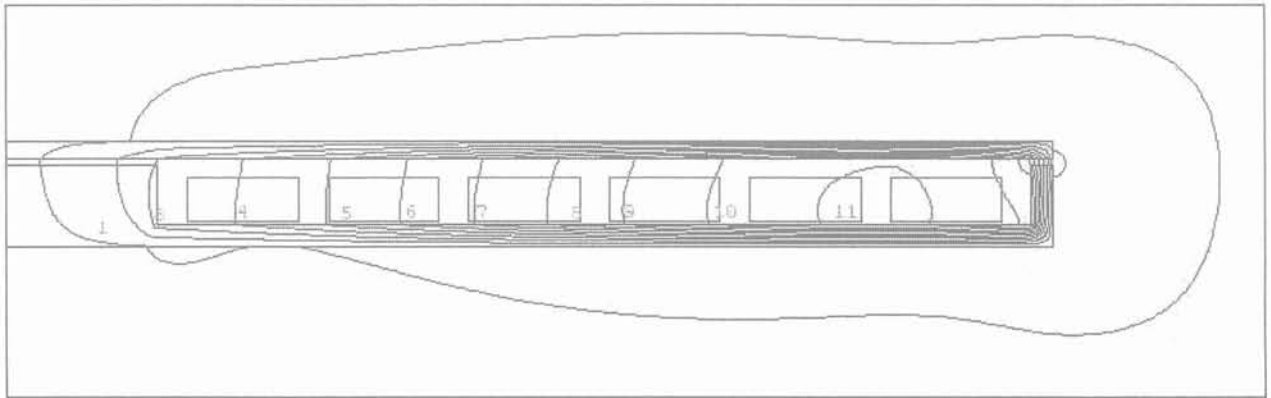


Figure 3-12. Répartition des lignes équiflux dans la structure en E

D'une manière générale, l'induction le long de la poutre reste relativement homogène. Les principales fuites sont localisées à l'approche du plot central : les lignes de champ passent alors dans le plot sans passer par l'entrefer. Ce phénomène se traduit, dans la courbe d'induction au milieu de l'entrefer, par une augmentation du champ magnétique (et de son orientation) à l'approche du plot central.

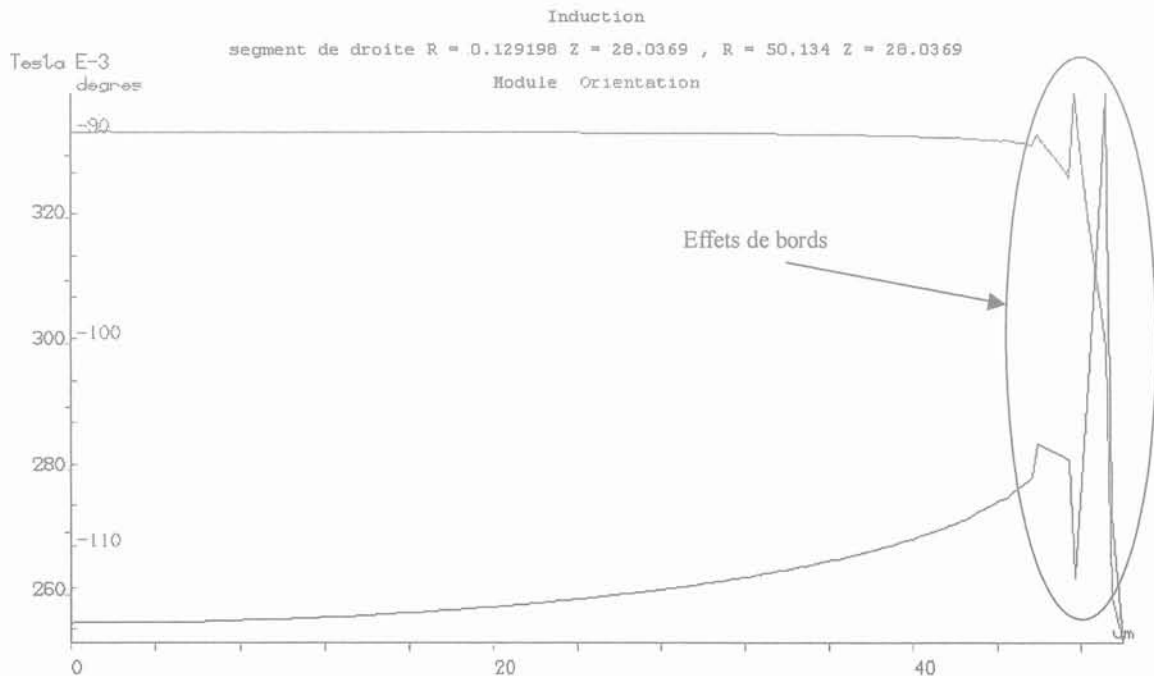


Figure 3-13. Module et phase de l'induction magnétique dans l'entrefer

Si nous considérons, dans ce cas, que l'induction moyenne dans l'entrefer est de 0,26 T, le pourcentage du champ de fuite est estimé à 73% du champ total créé. Ce faible rendement induit inévitablement des forces très faibles. Dans le cas de la commande dimensionnée précédemment (i.e. avec un courant de commande de 0,5 A), une force de 7,8 μN est calculée, au lieu des 203 μN qui pourraient être obtenus si l'ensemble du flux passait dans cet entrefer. Cette force est insuffisante pour permettre une déflexion totale de la poutre jusqu'au plot central.

L'ensemble des solutions ont montré qu'il était impossible d'obtenir des forces significatives avec ce type de structures. Les inconvénients d'une culasse mal adaptée, alliés à des forces faibles, dues à l'importance des lignes de fuites, nous ont amené à orienter la suite de nos recherches vers la solution dite en U.

3.3.5 Simulations électromagnétiques de la commande en U

Jugée plus avantageuse, une large partie des simulations ont donc été axées sur l'étude de la commande en U. La géométrie de la structure est représentée sur la figure 3-14. La poutre est ici prolongée afin d'autoriser l'éloignement de la piste RF qui pourrait être perturbée par la commande magnétique.

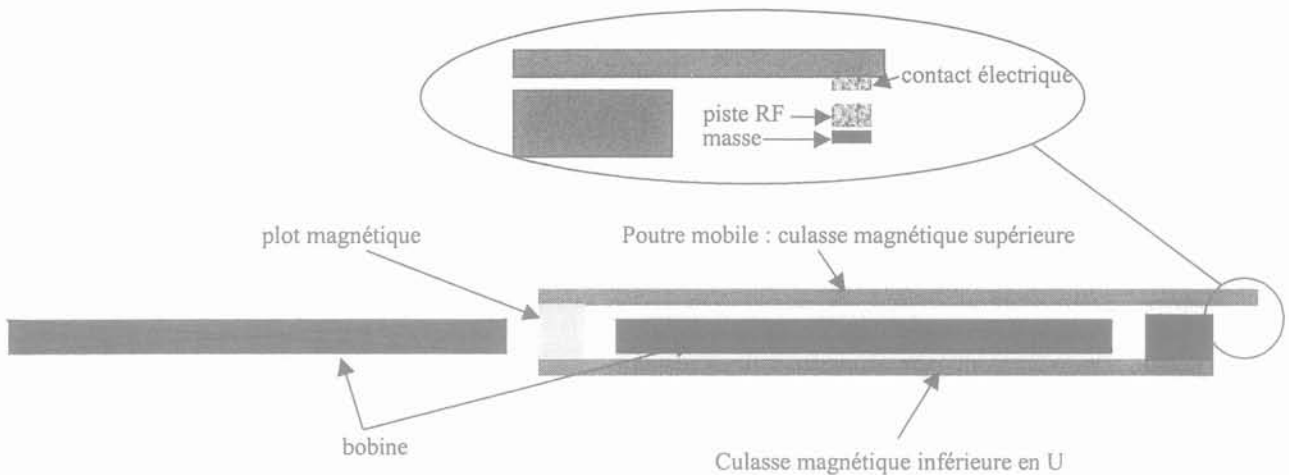


Figure 3-14. Géométrie de la commande en U

L'étude de la bobine ayant été réalisée lors de l'étude de la commande en E, nous supposons que les spires sont pratiquement jointives et que la section peut être assimilée à un seul conducteur. Cette hypothèse nous permet de ne pas devoir mailler finement les interpistes ainsi que les isolants sous les conducteurs, ce qui limite le temps de calcul et autorise un maillage plus fin de régions comme l'entrefer où la précision doit être la plus importante.

Les premiers calculs réalisés mettent en évidence l'importance des phénomènes de saturation dans le calcul de la force. Alors que pour un matériau linéaire nous obtenons une force de 104 μN , celle-ci chute à

43 μN dans le cas d'un matériau à saturation. L'hypothèse d'un circuit non saturé et linéaire n'est donc pas valide. La suite des simulations se baseront alors sur des matériaux ayant une saturation de 1T.

Ces simulations nous amènent à observer un problème majeur : la saturation magnétique est atteinte très rapidement dans la poutre ainsi que dans la culasse inférieure, ce qui a pour effet d'induire d'importantes lignes de fuites à l'approche de cette zone de saturation.

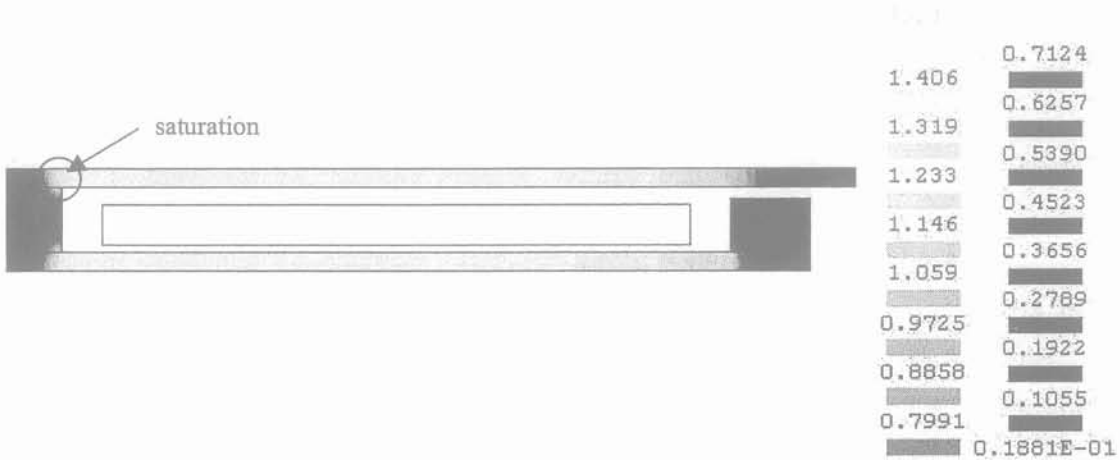


Figure 3-15. Dégradé de l'induction en Tesla dans le circuit magnétique en FeNi.

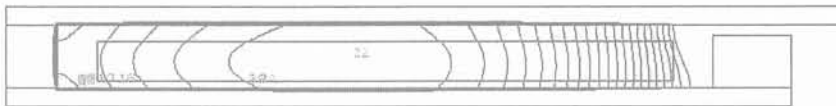


Figure 3-16. Répartition des lignes de fuite traversant la bobine

Le résultat de ces fuites est extrêmement néfaste pour notre actionneur car le flux créé par la bobine n'est pas « acheminé » jusqu'au bout de la poutre, c'est à dire jusqu'à l'entrefer. L'induction étant réduite dans celui-ci, les forces disponibles sont considérablement diminuées. De plus, ces lignes de fuite, qui passent tout de même au centre de la bobine, contribuent à l'augmentation de l'induction au centre, et donc à la saturation de la poutre en son milieu. Toute augmentation du courant de commande ne permettrait donc pas d'augmenter le flux, car la saturation induirait à nouveau des fuites.

Afin de permettre la création d'un flux plus important dans l'entrefer, nous avons poursuivi ces simulations avec un nouveau matériau disponible au LETI : le CoFeCu. Cet alliage possède l'avantage, par rapport au FeNi, d'avoir une meilleure perméabilité magnétique relative (≈ 1200) et une induction à saturation plus élevée, de l'ordre de 1,8 T. Ce matériau comporte toutefois un inconvénient majeur : la présence du cuivre rend l'alliage sensible aux problèmes d'oxydation.

L'utilisation du CoFeCu permet d'accroître la force de 57%, soit 67,7 μN au lieu de 43,1 μN . Si ce matériau permet donc, par l'augmentation du flux, d'améliorer la force, les simulations montrent que les problèmes de fuites le long de la poutre sont toujours présents, faisant toujours chuter considérablement le

rendement général de l'actionneur. Si nous nous intéressons au champ d'induction dans le bas de la poutre, c'est à dire près de la bobine, nous observons très nettement la chute progressive du flux contenu dans la poutre. Alors que l'induction atteint les 1,8T en début de poutre, celle-ci chute à 1,19T au niveau du début du plot, et à 0,28 T à sa fin.

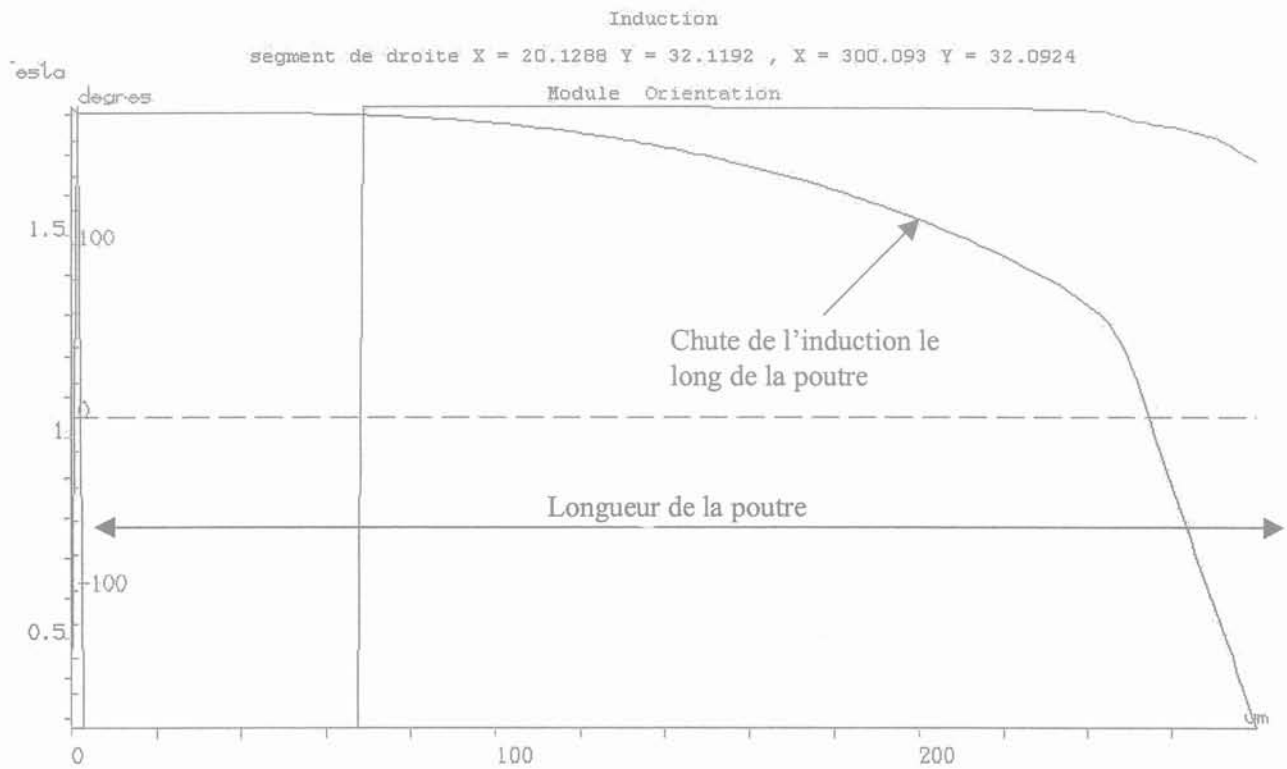


Figure 3-17. Répartition de l'induction au bord inférieure de la poutre

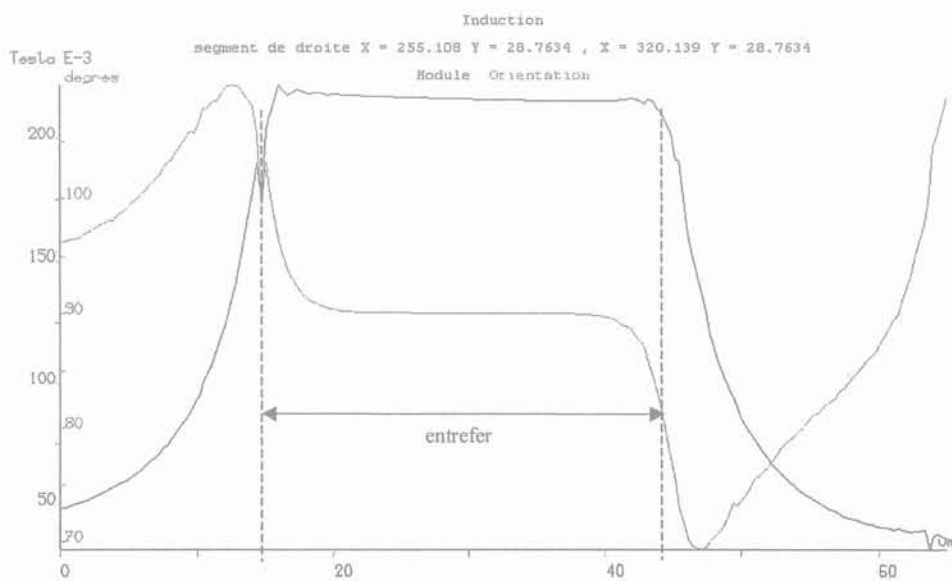


Figure 3-18. Répartition de l'induction au milieu de l'entrefer

Les lignes de fuites participent toutefois à la force résultante : avec une induction presque homogène dans l'entrefer de 0,21T, nous pouvons estimer la force ($B^2.S/2\mu_0$), à 52,6 μN , alors que la force totale calculée par la simulation nous donne 67,7 μN . Il est donc intéressant de comparer cette étude avec celle menée en 3D par le LETI. La tableau 3-9 donne les forces calculées par Flux2D et Flux3D pour la géométrie principale.

Paramètres	Grandeurs		
Longueur de la poutre	300 μm		
Epaisseur de la poutre	7 μm		
Largeur de poutre	100 μm		
Longueur du plot central	20 μm		
Epaisseur du plot central	24 μm		
Longueur de la culasse	300 μm		
Epaisseur de la culasse	7 μm		
Gap	4 μm		
Longueur du plot extérieur	30 μm		
Epaisseur du plot extérieur	20 μm		
Piste	10 μm		
Interpiste	10 μm		
lx_bobine	220 μm		
ly_bobine	15 μm		
Courant total	1,76 A		
Matériau	Linéaire	Non linéaire	Non linéaire
Type de matériau	FeNi	FeNi	CoFeCu
Force en 2D	104 μN	43,1 μN	67,7 μN
Force en 3D	106 μN	17,3 μN	82,3 μN

Tableau 3-9. Forces calculées en 2D et 3D pour la structure en U

Les calculs réalisés en 2D, moins précis que ceux issus des simulations 3D, donnent tout de même des ordres de grandeurs satisfaisants pour permettre la recherche des solutions adaptées. Les calculs de force sont toutefois moins exacts en 2D lorsque le matériau est fortement saturé : les fuites transversales (calculées seulement en 3D) sont plus nombreuses, d'où une sur-estimation de la force. Après un nombre important de simulations où nous avons fait varier les dimensions de la structure (épaisseur de la poutre, largeur des plots, gap, etc.), les forces restent faibles (inférieures à 100 μN), et ne peuvent suffire à l'actionnement de notre poutre.

Deux solutions, visant à réduire la réluctance du circuit magnétique (et donc à limiter les fuites), se dégagent pour pallier ces problèmes de fuites magnétiques :

- ◆ Utiliser un matériau magnétique à perméabilité très supérieure (> 5000) : la faible réluctance du circuit magnétique permet de mieux canaliser le flux magnétique dans la culasse, et donc de limiter les fuites.
- ◆ Modifier les longueurs et les sections des circuits magnétiques afin, là aussi, de réduire la réluctance globale des culasses.

Les seuls matériaux actuellement disponibles au LETI étant le FeNi et le CoFeCu, il ne nous est pas possible de diminuer la réluctance du circuit magnétique par l'utilisation de matériaux à plus fortes perméabilités. Nous avons donc axé nos nouvelles simulations sur la modification des paramètres géométriques de la poutre et de la culasse. Notre marge de manœuvre est toutefois limitée car elle entraîne une modification des caractéristiques mécaniques de la structure, et donc du relais (fréquence de résonance, raideur de la poutre, temps de commutation). La réluctance globale étant surtout due à la poutre, qui a une section petite par rapport au reste du circuit magnétique, nous avons surtout essayé de l'augmenter, ainsi que la largeur de l'entrefer.

L'augmentation de l'épaisseur de la poutre permet effectivement d'améliorer la canalisation du flux et donc la force. Mais les gains sont relativement faibles et les fuites restent toujours importantes. Pour un entrefer initial de $4\ \mu\text{m}$, nous parvenons à obtenir une force de $115\ \mu\text{N}$, mais ce avec une épaisseur de poutre de $12\ \mu\text{m}$ et une longueur de $450\ \mu\text{m}$, ce qui dépasse largement les caractéristiques mécaniques que nous avons calculées.

Ces forces restent toujours trop faibles pour pouvoir être utilisées dans l'actionnement du microrelais, nous avons travaillé sur deux pistes distinctes :

- ◆ D'une part la recherche de nouvelles solutions pour le circuit magnétique en gardant la structure mécanique de la poutre encastree-libre, permettant de pallier les problèmes de saturation et de fuites magnétiques.
- ◆ Etudier de nouvelles structures de circuit magnétique/mécanique optimisant l'acheminement du flux dans un entrefer.

Nous présenterons dans un premier temps les nouvelles solutions étudiées, et ensuite, la solution dite « à guide de flux » qui permet, sur la base d'une structure de type poutre encastree-libre, de limiter les fuites et d'obtenir des forces intéressantes.

3.3.6 Etudes de nouvelles structures pour microrelais

L'étude de nouvelles solutions doit permettre de répondre aux problèmes de fuites et de saturations magnétiques rencontrés dans les précédentes structures. Le compromis, entre une structure mécanique de faible volume, pour permettre des temps de commutations rapides, et un circuit magnétique le plus large possible, pour réduire la réluctance et donc les fuites magnétiques, est donc au cœur des nouvelles solutions envisagées.

Il nous a donc semblé plus judicieux de chercher à dissocier ces deux problèmes en réfléchissant à des moyens de séparer les fonctions mécaniques et magnétiques. La seule partie commune devant être la surface d'application de la force. C'est pourquoi, au lieu d'utiliser la poutre comme circuit magnétique, nous avons défini une série de structures où un circuit magnétique parallèle achemine le flux d'induction jusqu'à l'extrémité de la structure mécanique, là où doit s'exercer la force.

Si nous restons sur le principe d'une structure de type poutre, nous pouvons alors proposer deux types de solutions. La première, représentée sur la figure 3-19, se base sur des forces réluctantes tangentiels aux surfaces de l'entrefer, la seconde sur des forces normales.

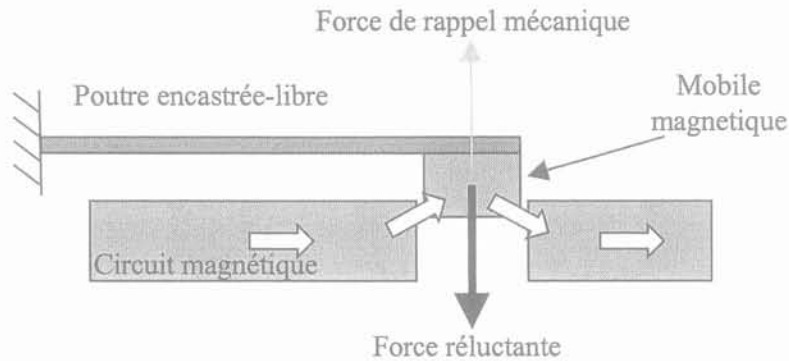


Figure 3-19. Structure à forces réluctantes tangentiels

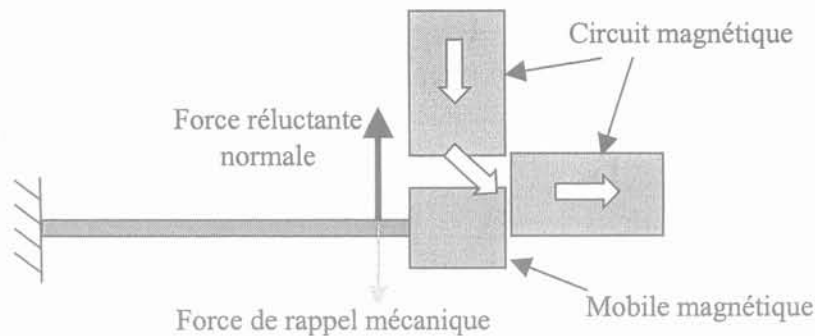


Figure 3-20. Structure à forces réluctantes normales

La première solution (figure 3-19) est cependant moins avantageuse car la force disponible décroît au fur et à mesure que la poutre fléchit, du fait d'une réluctance qui ne varie pratiquement plus. A l'inverse, la deuxième solution (figure 3-20) permet de voir la force augmenter avec la diminution de l'entrefer. C'est donc sur cette structure, plus intéressante, que nous avons travaillé.

Les précédentes simulations nous ont montré que la variation des sections du circuit magnétique, ainsi que le passage du flux par des angles droits étaient les principaux facteurs d'apparition de fuites magnétiques. Nous avons donc choisi de travailler sur des structures à section constante et circulaires.

Le principe de l'actionneur à forces normales permet, par symétrie de la structure, de proposer alors des solutions bistables.

Trois structures similaires sont proposées :

◆ **Structure « Anneau »**

Le circuit magnétique est composé de deux culasses circulaires se rejoignant en un plot centrale unique. Chaque culasse possède sa propre bobine, de sorte qu'il est possible de faire circuler un flux, soit dans la partie droite du circuit magnétique, avec attraction du mobile de ce côté, soit dans la partie gauche. La figure 3-21 représente la géométrie de la structure et les lignes équiflux dans le cas où seule la bobine de droite est alimentée.

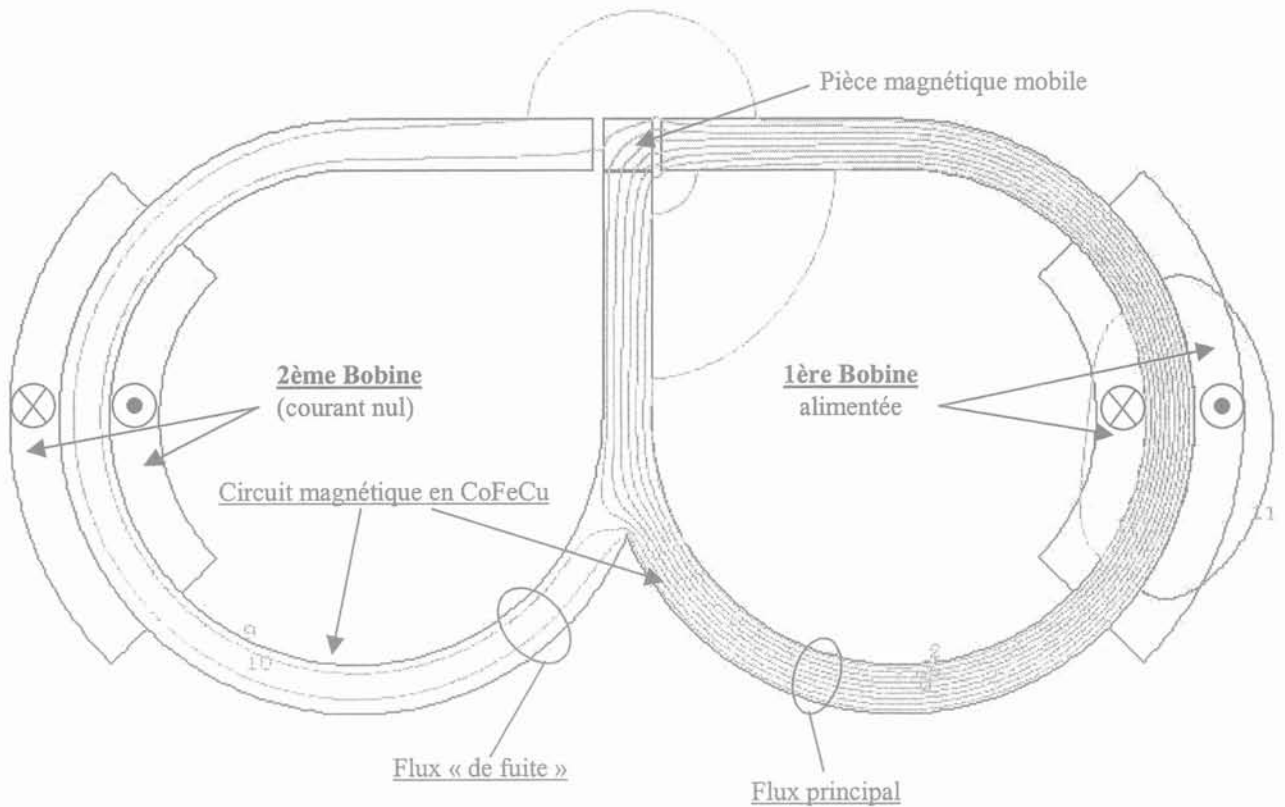


Figure 3-21. Géométrie de la structure « Anneau » et répartition des lignes équiflux dans les circuits magnétiques

L'utilisation de matériau à faible hystérésis (matériau ni « dur », ni « doux »), permettrait, par la présence d'une induction rémanente suffisante, de maintenir le contact fermé sans l'apport du champ de commande, et donc d'avoir un microrelais bistable. La présence d'une partie commune pour le circuit magnétique pose toutefois un problème important. Comme nous pouvons l'observer sur la figure 3-21, un certain nombre de lignes de champ empruntent l'autre partie du circuit magnétique « inutilisé », contribuant à la création d'une force de rappel dans le sens opposé. Pour éviter ce flux de fuite, nous avons étudié la solution dite « Double », où les deux circuits magnétiques sont totalement disjoints.

◆ Structure « Double »

La structure 'Double', représentée à la figure 3-22, reprend les mêmes dimensions géométriques. Les deux plots centraux sont distants de $4\mu\text{m}$.

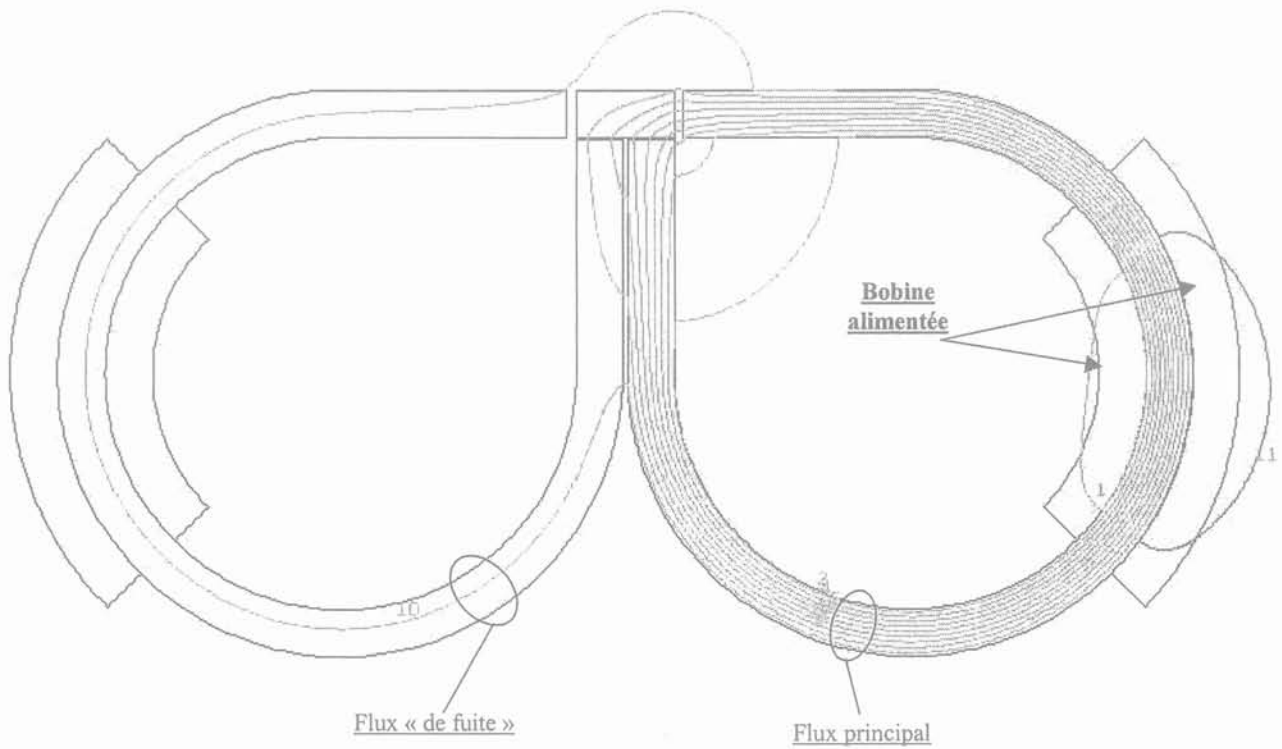


Figure 3-22. Géométrie de la structure Double avec répartition des lignes equiflux

Les fuites magnétiques, qui sont diminuées, restent toutefois relativement importantes. C'est pourquoi une troisième solution (dite « Boucle ») est proposée, où les deux circuits magnétiques sont diamétralement opposés.

◆ Structure « Boucle »

Cette dernière solution est celle qui permet de limiter au mieux les fuites, les lignes de champs ayant un chemin légèrement plus long à parcourir. Mais la réalisation d'une telle solution est, dans la pratique, beaucoup plus problématique, du fait que le plot magnétique mobile est entouré par le circuit magnétique.

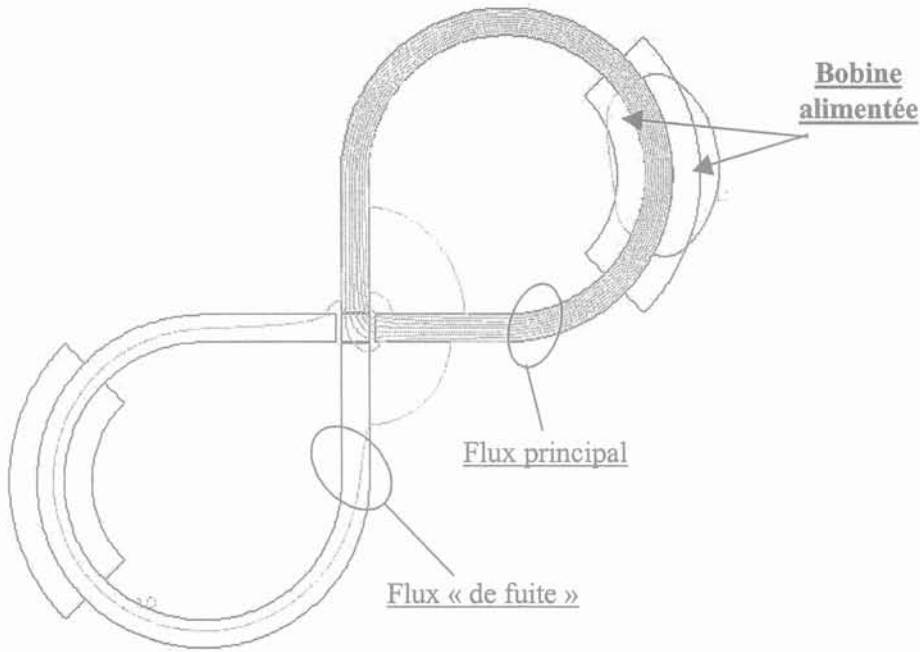


Figure 3-23. Géométrie de la structure Boucle avec répartition des lignes equiflux

Les forces réluctantes obtenues pour une même force magnétomotrice que celle utilisée dans la commande en U (1,75 A.tour) sont représentées sur la figure 3-24. Elle représente l'évolution de la force pour des entrefers entre le mobile et le circuit magnétique variant de 4 μm à 1 μm . Deux matériaux sont utilisés : le FeNi et le CoFeCu.

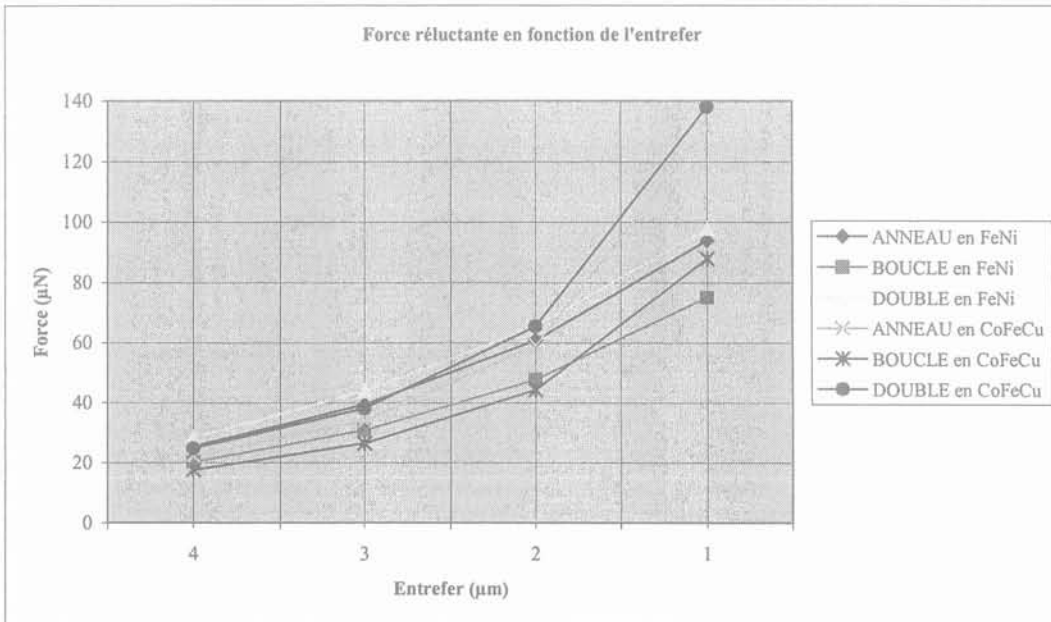


Figure 3-24. Forces sur le mobile pour différents entrefers, avec du FeNi et du CoFeCu

Les trois solutions étudiées démontrent l'intérêt de telles structures dans la réalisation de microrelais bistables. L'utilisation de conducteurs de types solénoïdes apporte un réel avantage sur l'utilisation de bobines planaires, puisque les lignes de fuites traversant les conducteurs sont considérablement réduites. Mais la réalisation de solénoïdes « 3D » n'est pas encore envisageable, la complexité des différentes étapes technologiques et le nombre de masques important restant un frein au développement de tels conducteurs. Les forces développées sont encore réduites pour notre application, et la présence d'une masse mobile en bout de poutre limite fortement la fréquence de résonance de la structure.

Bien que non adaptées pour notre application, ces structures restent très intéressantes pour la réalisation d'actionneurs bistables où des matériaux à faible hystérésis sont disponibles. C'est pourquoi un brevet a été conjointement déposé par le LEG et le LETI en 2001 sur ces principes.

3.3.7 Etude d'une solution à guide de flux pour la poutre encastree-libre

L'objectif de cette nouvelle étude reste de pouvoir découpler les fonctions mécaniques et magnétiques de la structure globale. Les solutions envisagées ont montré que les compromis ne sont pas faciles, le cahier des charges devant être respecté. La figure 3-25 rappelle succinctement les exigences géométriques liées aux spécificités mécaniques et géométriques.

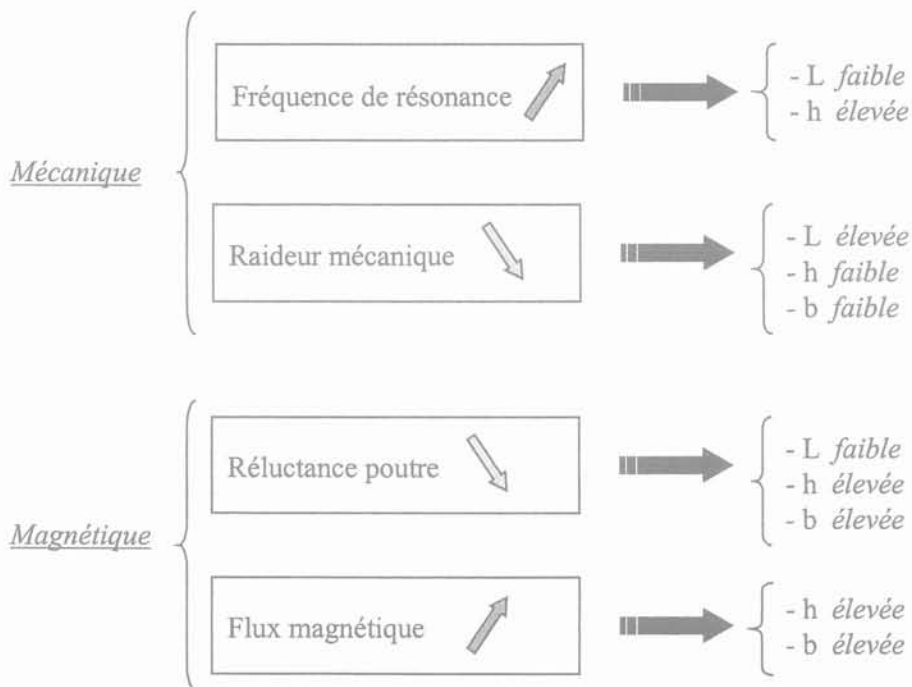


Figure 3-25. Exigences géométriques pour les contraintes mécaniques et magnétiques

L'avantage du couplage des fonctions mécaniques et magnétiques tient, d'une part, au fait que la structure à réaliser est unique et donc plus simple, et d'autre part, au fait que la continuité du circuit magnétique limite les entrefers additionnels qui contribuent à la chute du rendement de l'actionneur. Les précédentes simulations ont toutefois montré que cet avantage était réduit du fait de l'importance des fuites magnétiques. Nous proposons alors une solution dite « à guide de flux », où le circuit magnétique est composé de la poutre et d'une culasse latérale amenant le flux jusqu'à l'extrémité de la poutre, là où la force réluctante doit s'appliquer. La figure 3-26 représente la structure mécanique simulée sous Flux3D.

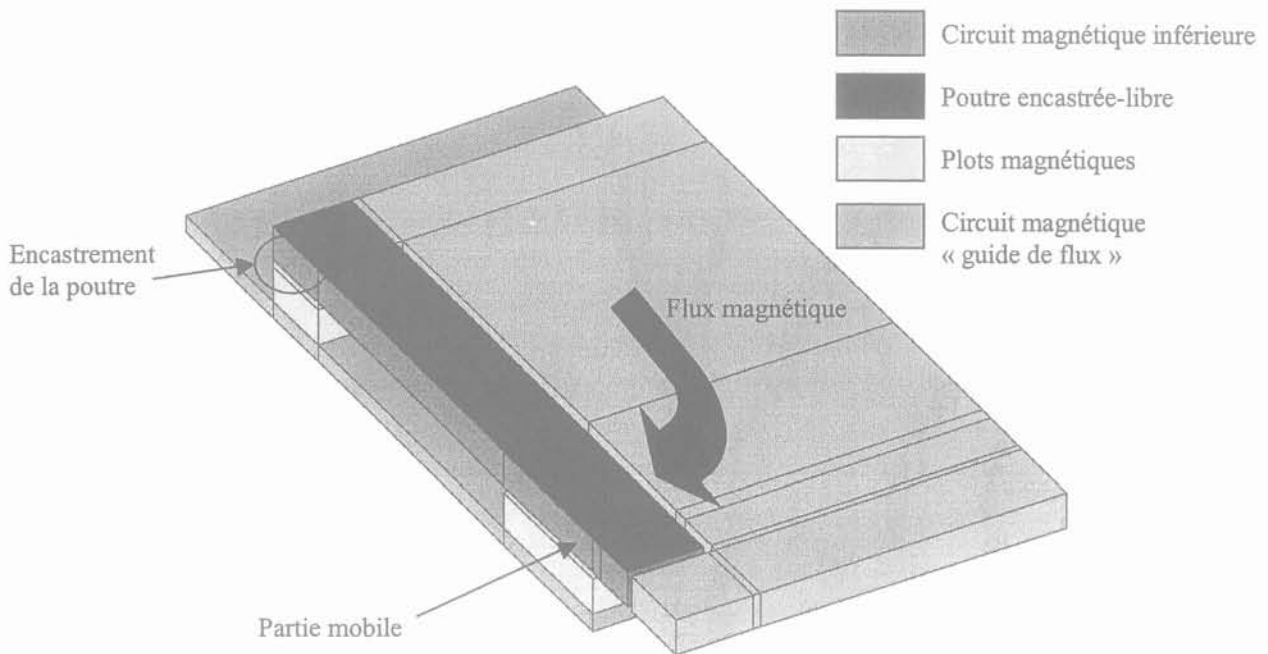


Figure 3-26. Vue en perspective de la structure à « guide de flux » étudiée

Dans ces simulations, nous reprenons les mêmes spécificités que dans les simulations sans guide de flux : matériau magnétique en CoFeCr, commande magnétique identique ($f_{mm} = 3,6$ A.tour), entrefer initial de $4 \mu\text{m}$. Bien qu'un entrefer supplémentaire, entre le guide de flux et la poutre, soit ajouté, les résultats sont ici bien meilleurs. L'énergie perdue à magnétiser cet entrefer est largement compensée par une diminution très nette des fuites et des inductions à saturation dans la poutre. La tableau 3-8 représente les résultats des calculs de force obtenus pour la structure représentée figure 3-26, avec et sans guide de flux. Le gain en force est alors immédiat : pour un entrefer de $4 \mu\text{m}$, la force est supérieure de 66%, et pour un entrefer de $2 \mu\text{m}$, le gain atteint 177 %. Cette structure permet donc d'obtenir une force suffisante à l'état « ouvert » (entrefer de $4 \mu\text{m}$) pour permettre la fermeture du contact, et une force à l'état « fermé » (entrefer de $1 \mu\text{m}$) suffisante ($509 \mu\text{N}$) pour maintenir un contact électrique faible ($< 1 \Omega$) et stable. Cette structure faisant également l'objet d'un dépôt de brevet en cours, nous ne développerons pas plus en détails les différentes simulations réalisées.

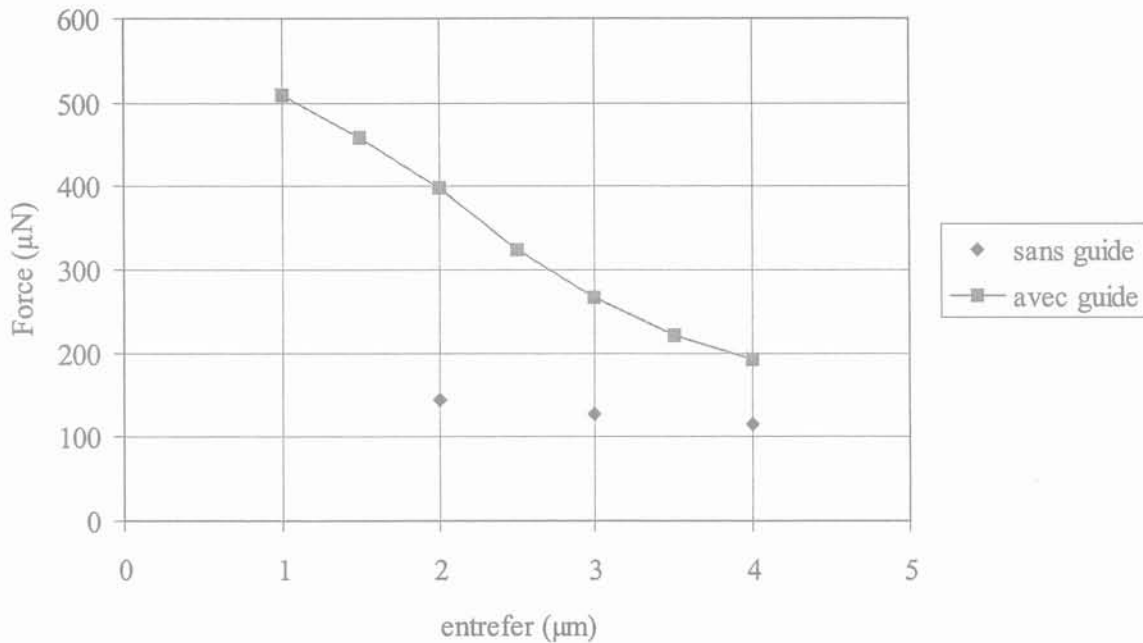


Tableau 3-7. Contraintes technologiques pour le dimensionnement

Cette structure est donc la solution la plus intéressante pour l'actionnement de notre microrelais. Elle permet de conserver la structure mécanique définie par le dimensionnement, tout en augmentant la force réluctante disponible à l'état « ouvert » comme à l'état « fermé ». Cette solution est toutefois plus complexe d'un point de vue technologique car elle suppose la réalisation d'entrefers très étroits ($1\ \mu\text{m}$) entre la poutre et le guide de flux. Les contraintes induites lors de la libération des poutres, ainsi que la qualité de la gravure, ne permettent pas d'assurer aujourd'hui la faisabilité d'une telle solution. C'est pourquoi la réalisation de ce type de structure sera ajoutée à la brique de base des structures mécaniques. Elle permettra alors de valider les procédés technologiques utilisés, en s'assurant que les poutres sont bien libérées et qu'elles ne viennent pas au contact du guide de flux (déformations dues aux contraintes internes dans la poutre).

3.4 Bilan et Conclusion des études sur les structures magnéto-mécaniques

L'objectif de ces simulations était le dimensionnement du microrelais pour permettre de répondre au cahier des charges pour l'application visée : commutation émission/réception pour téléphone cellulaire. Les contraintes mécaniques (fréquence de résonance $> 50\ \text{kHz}$, temps de commutation $< 10\ \mu\text{s}$) nous ont amené à retenir une structure de type poutre « encastrée-libre », de dimensions proches de $300\ \mu\text{m} \times 100\ \mu\text{m} \times 7\ \mu\text{m}$. Les simulations magnétiques ont montré que l'utilisation d'une même structure (poutre) pour répondre aux contraintes mécaniques et magnétiques était difficile. La grande longueur de la poutre induit des fuites magnétiques importantes, qui ne permettent pas de canaliser suffisamment le flux dans l'entrefer pour obtenir des forces suffisantes. L'étude de structures permettant de pallier ce problème nous a amené à travailler sur deux axes distincts : un premier basé sur la suppression des angles du circuit magnétique en

conservant une section constante, et un second où le découplage des fonctions mécaniques (poutre) et magnétiques (culasse) était prioritaire. Le premier, qui ne permet pas de répondre au cahier des charges, reste intéressant, notamment pour sa possible bistabilité. Le second, en revanche, permet de répondre aux problèmes des fuites magnétiques, et apporte une solution où les forces de fermeture et de maintien sont suffisantes pour notre microrelais. C'est donc cette dernière solution qui est retenue pour la réalisation future d'un premier prototype. La réalisation de ces structures « à guide de flux » sera étudiée dans la brique de base des structures mécaniques. Elle devra permettre d'évaluer la faisabilité d'une telle solution.

[REFERENCE]

[LAL99] « *Vibrations et chocs mécaniques* », Tome1 – *Vibrations sinusoïdales* , C. Lalanne, Hermès Sciences Publications, 1999.

Chapitre 4

Etude de microcontacts électriques

4.1. Le contact électrique.....	95
4.2. Etudes et formulations analytiques de la résistance de contact.....	95
4-2-1 Rappel général sur les états de surface.....	95
4-2-2 Approche macroscopique.....	97
4-2-3 Outils d'évaluation de la résistance de contact.....	98
4.3. Les matériaux pour le contact électrique	100
4.3.1. Les matériaux de revêtement	100
4.3.2. Les matériaux conducteurs	100
4.4. Description de la brique de base.....	101
4.4.1. Principe du contact et de sa piste.....	101
4.4.2. Dimensions des pistes et des contacts.....	102
4.4.3. Autres motifs de test.....	103
4.4.4. Matériaux et technologies utilisés.....	103
4.5. Mesures et exploitation des résultats	105
4.5.1. Principe de la mesure.....	105
4.5.2. Mesures indirectes de la force	105
4.5.3. Etalonnage et détermination de la raideur mécanique des bras	106
4.5.4. Mesure de la résistance en fonction de la force de contact.....	108
4.5.4. Exploitation des résultats et problèmes de mesure	112
4.5. Conclusion et perspectives	114
[REFERENCES]	116

Chapitre 4

Etude de microcontacts électriques

4.1. Le contact électrique

L'application même du micro-relais ne se limite pas à la réalisation d'un simple actionneur. La fonction de contact électrique doit être synonyme de qualité (faible résistance de contact), de fiabilité (maintien de ses caractéristiques dans le temps et garantie du contact), et de faisabilité (compatibilité avec les technologies existantes). Le dimensionnement de la partie « contact électrique » reste un des points clés dans la partie conception [ZIA96]. Aux échelles macroscopiques, celui-ci a été largement étudié et son dimensionnement, comme dans les contacteurs ou les interrupteurs, est bien maîtrisé. Mais les spécificités de notre application, qu'elles soient d'ordre dimensionnelles ou technologiques, ne permettent pas de transposer ces outils de dimensionnement à notre microrelais. Aucune véritable étude n'ayant été menée jusqu'alors, nous avons mis en place cette brique de base dont l'objectif, à terme, est de permettre le dimensionnement des contacts électriques. Dans un premier temps nous aborderons l'étude de la résistance de contact à travers l'analyse théorique des états de surface. Puis, nous consacrerons ce chapitre à la caractérisation au banc de mesure des microcontacts électriques.

4.2. Etudes et formulations analytiques de la résistance de contact

4-2-1 Rappel général sur les états de surface

Pour permettre le dimensionnement des contacts électriques, il nous faut avant tout connaître les caractéristiques physiques et géométriques des surfaces des matériaux utilisés. Encore récemment, des travaux traitant de l'analyse des états de surface, permettent aujourd'hui d'avoir les outils (souvent statistiques) nécessaires à la caractérisation des surfaces utilisées.

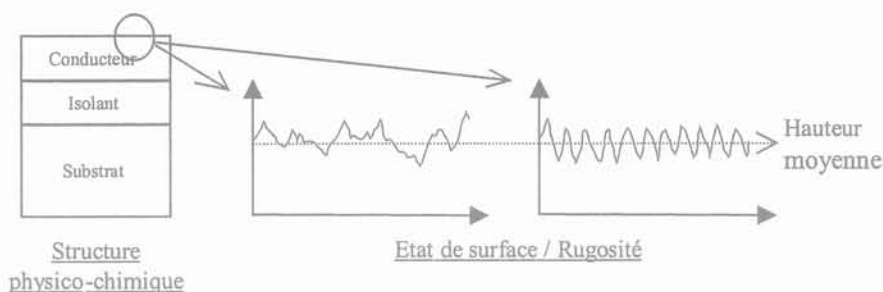


Figure 4-1. Représentations d'états de surface de rugosité différentes pour une même position

La rugosité est une des principales grandeurs permettant de caractériser au mieux l'état de surface pour des microcontacts. Elle présente toutefois un aspect aléatoire et reste très liée aux méthodes de fabrication. L'étude doit donc aller plus loin et prendre en compte d'autres paramètres comme le caractère fréquentiel des hauteurs de pics. La complexité des modèles proposés est ainsi souvent liée à celle de l'étude des états de surface.

Les contacts utilisés dans les microrelais ne peuvent, de part leurs dimensions, être assimilés à des surfaces idéales où de simples modèles de striction plans ou sphériques pourraient être appliqués. Le cas de contacts multiples, plus réaliste, est également le plus compliqué à modéliser et à mettre en œuvre. La figure 4-2 représente deux surfaces en vis à vis, les aspérités des matériaux conduisant à l'apparition de surfaces de contacts électriques élémentaires.

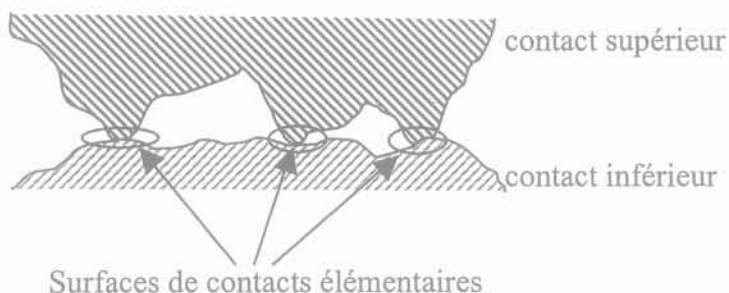


Figure 4-2. Principe des contacts multiples

Le terme de résistance de contact résulte de deux résistances bien spécifiques. Il y a d'une part la résistance de constriction qui traduit la résistance due à l'étranglement des lignes de courant vers les zones de contacts élémentaires, et d'autre part la résistance de film due à la présence éventuelle d'oxyde sur les surfaces. Dans les cas d'utilisation de contacts en or, la résistance de contact est pratiquement égale à la résistance de constriction. L'utilisation des modèles et des outils mathématiques ne sont pas d'une mise en œuvre facile et demandent une caractérisation assez complète des états de surface. Le nombre important de paramètres nécessaires explique la complexité de tels modèles. Il faudra principalement prendre en compte la dureté des matériaux, la géométrie, la rugosité ainsi que la pression exercée sur les surfaces.

4-2-2 Approche macroscopique

L'approche macroscopique est celle utilisée pour le dimensionnement des contacts classiques [FEC96] [HOL 67] (contacts massifs pour relais magnétiques standards). Ce ne sont plus les aspérités des matériaux déposés qui sont prises en compte, les surfaces étant considérées comme suffisamment lisses. La géométrie aujourd'hui retenue pour ce type de contact est sphérique à rayon de courbure variable. Des combinaisons de contacts sphère/plan sont également possibles. Elles permettent un dimensionnement rapide par des formules simples.

La résistance de contact R_c peut être approchée, dans un premier temps par une formule approximative [SAU85] :

$$R_c = \frac{\bar{\rho}}{d}$$

avec $\bar{\rho}$: résistance spécifique moyenne d'une paire de contact
 d : diamètre d'une zone de contact circulaire

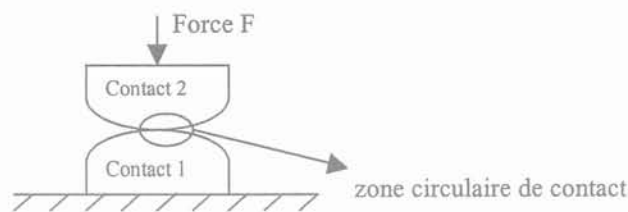


Figure 4-3. Principe du contact macroscopique

Si nous nous plaçons dans le cas de déformations élastiques, nous pouvons voir que la surface de contact augmente avec la force appliquée sur ceux-ci. Il est alors possible de donner une expression de la résistance R_c en fonction de la force :

$$R_c \approx 0,9 \rho \times \sqrt{\frac{H}{F}} \quad \text{ou} \quad R_c = \frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \sqrt{\frac{H}{F}}$$

avec ρ_1, ρ_2 les résistances spécifiques des matériaux de contact, H la dureté du matériau de contact le plus "mou" et F la force appliquée sur les contacts.

Plusieurs autres modèles ont été développés pour ce type de contact, plus ou moins complexes suivant le nombre de paramètres pris en compte : tension de contact, courant appliqué, augmentation de la température du contact, etc. [FEC96] [SAU85] [HOL67]. Nous présenterons ci-dessous les modèles les plus pertinents pour notre étude, dans un ordre de complexité croissant.

Dans le cas de la réalisation de microcontacts plans, les technologies utilisées doivent permettre de s'assurer que les contraintes résiduelles après dépôt ne provoqueront pas la formation de zones concaves, à l'inverse de ce que nous venons de voir pour les contacts convexes (figure 4-3).

4-2-3 Outils d'évaluation de la résistance de contact

Une première formulation, très simple, fût donnée par Kottler en 1927 [CET79], permettant le calcul approximatif de la résistance de constriction R_C d'un contact circulaire sur la surface d'un corps semi-infini :

$$R_C = \frac{\rho}{2a}$$

avec : a = rayon du point de contact
 ρ = résistivité électrique du matériau

Cette première relation ne semble pas être applicable aux microcontacts car elle est uniquement fonction du rayon du contact, et non du nombre de points de contact. Or, dans notre cas, les faibles surfaces mises en jeu ne sont pas infiniment grandes par rapport aux aspérités des surfaces réalisées.

Holm propose, en 1929, une formule plus judicieuse qui permet de calculer une résistance de constriction en fonction d'un grand nombre de points n de contact circulaire, de même rayon a , distribués de façon uniforme et dense à l'intérieur d'une aire circulaire de rayon b :

$$R_C = \frac{\rho}{2na} + \frac{\rho}{2b}$$

Cette relation fait donc la somme des résistances microscopiques en chacun des points de contact avec la résistance macroscopique de la surface totale.

En 1966, Greenwood obtient une expression plus générale :

$$R_C = \frac{\rho}{2 \sum_i a_i} + \frac{\rho}{\pi} \frac{\sum_{i \neq j} \sum_j \frac{a_i a_j}{S_{ij}}}{\left(\sum_i a_i \right)^2}$$

avec : a_i, a_j = rayons des contacts i, j
 S_{ij} = distance entre les contacts i et j .

Ces expressions générales ne prennent pas en compte un paramètre pourtant important pour notre application : la charge mécanique. Une nouvelle étude, menée par Greenwood et Williamson, et basée sur la théorie du contact élastique, prend en compte l'évolution de la résistance avec la force exercée sur ce dernier. En négligeant les interactions avec les points de contact, ils donnent alors l'allure de la courbe $R_C = f(\text{Force})$.

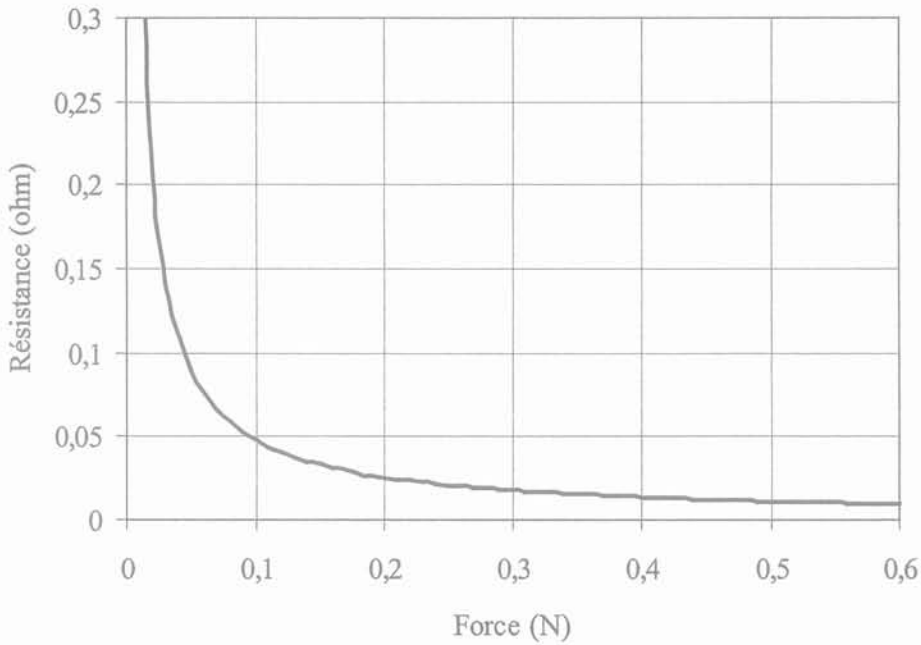


Figure 4-4. Evolution de la résistance de contact en fonction de la charge mécanique

La résistance de contact s'exprime alors en fonction des paramètres de la surface et de la séparation, la résistance évolue avec la force en $F^{0,9}$ (figure 4-4) :

$$R_C = \left[2R_{som}^{1/2} \delta^{1/2} \right]^{-1} \rho$$

avec : R_{som} = rayon de courbures des sommets d'aspérités
 δ = enfoncement

Une autre formulation rapide et pratique représentant assez bien le comportement asymptotique de la courbe « résistance en fonction de la force » peut être donnée [FEC96].

$$R_C = \frac{\rho}{F^{0,9}} \sqrt{\frac{\pi \zeta H}{8} + \sigma_0 \frac{\xi H}{F}}$$

R_C : résistance de contact (ohm) ; ρ : résistivité électrique ($\Omega.m$)

ζ : facteur de dureté ; H : pression de rupture à l'écrasement (Pa)

σ_0 : résistivité superficielle, fonction de l'épaisseur ($\Omega.m^2$)

Bien que significatives du comportement des contacts de petites dimensions, ces expressions restent toutefois du domaine de l'échelle millimétrique, et pour une gamme de force de l'ordre du Newton. Leur utilisation pour le dimensionnement des contacts d'un microrelais ne semblent pas appropriée. La

prépondérance des phénomènes macroscopiques aux échelles qui nous intéressent, les spécificités des techniques de réalisation et des couches de matériaux utilisés (couche conductrice et couche de protection – cf 4.3), les faibles dimensions des contacts, etc..., nous obligent à vérifier d'une manière expérimentale le comportement de microcontacts. Leurs réalisations par procédés microtechnologiques et l'étude de l'évolution de la résistance avec la charge sont donc l'objet de la suite de ce chapitre.

4.3. Les matériaux pour le contact électrique

L'aspect matériau se divise en deux parties. Il faut d'abord considérer les matériaux conducteurs, qui permettent le passage du courant, puis les matériaux dits de revêtement qui ont pour fonction principale la protection contre la corrosion.

4.3.1. *Les matériaux de revêtement*

Le principal intérêt de ce type de dépôt est la protection des contacts contre la corrosion. Le cuivre, très fréquemment utilisé comme conducteur [HOS93] [SCH94], est en effet facilement oxydable, même dans l'air pur. Même si les chimistes ont longtemps essayé de jouer sur les propriétés du cuivre, il est préférable d'agir directement sur les surfaces en déposant des matériaux protecteurs. Mais d'autres raisons peuvent amener aux dépôts de revêtement : ils peuvent servir à modifier la dureté des contacts, améliorer la conductivité, ou encore diminuer l'usure. Dans la majorité des micro-relais aujourd'hui réalisés, c'est l'or qui est utilisé [DRA95]. Mais il est possible, également, de trouver du palladium, et encore plus souvent des alliages de palladium et de nickel. Ces derniers matériaux permettent de réduire les coûts par rapport à l'or, mais cela se fait au détriment de la conductivité qui est moins bonne que celle de l'or. Nous pouvons également citer l'argent, qui a néanmoins le défaut de se corroder facilement dans certains milieux (H_2S , SO_2).

Dans le cas de l'utilisation d'or, le revêtement ne peut pas être déposé directement sur les conducteurs. Une couche intermédiaire doit être déposée pour éviter, par exemple, l'interdiffusion du cuivre et de l'or. L'épaisseur de ces dépôts reste faible, mais il est d'usage de considérer qu'en dessous de $0,4\mu m$, la protection n'est plus totale. Le nickel est principalement utilisé comme barrière de diffusion.

4.3.2. *Les matériaux conducteurs*

Le cuivre est le matériau le plus utilisé pour les conducteurs [SCH98]. Il présente les avantages d'avoir une bonne conductivité électrique et thermique, ainsi qu'un faible coût. Le tableau 4-1 donne les valeurs de résistivité électrique et de conductivité thermique des 3 principaux matériaux utilisés : l'or, le cuivre et l'argent.

	Cuivre	Or	Argent
Résistivité électrique($\Omega.m$)	1,8 E-8	2,2 E-8	6,9 E-8
Conductivité thermique ($W.m^{-1}.K^{-1}$)	395	300	90
Dureté de Vickers (HV)	49	25	100

Tableau 4-1. Caractéristiques physiques de certains matériaux conducteurs.

Les principales recherches menées sur ces matériaux visaient à améliorer la résistance mécanique. Malheureusement celle-ci se fait souvent au détriment de la conductivité électrique. Le cuivre est donc généralement conservé comme conducteur dans les microrelais.

4.4. Description de la brique de base

L'objectif, à terme, de cette brique de base, est de fournir un premier outil de dimensionnement des microcontacts électriques pour notre microrelais. Cette étude doit nous permettre d'étudier l'évolution de la résistance de contact en fonction de la surface de contact et de la force/pression exercée sur ce dernier. Pour se placer au plus près des conditions réelles, les contacts seront réalisés avec les outils classiques des microtechnologies.

4.4.1. Principe du contact et de sa piste

Dans un premier temps nous réalisons une ligne conductrice coupée en son milieu. Puis nous venons établir le contact électrique en venant placer « à cheval » le contact sur les deux extrémités de la ligne coupée. La figure 4-6 illustre ce principe.

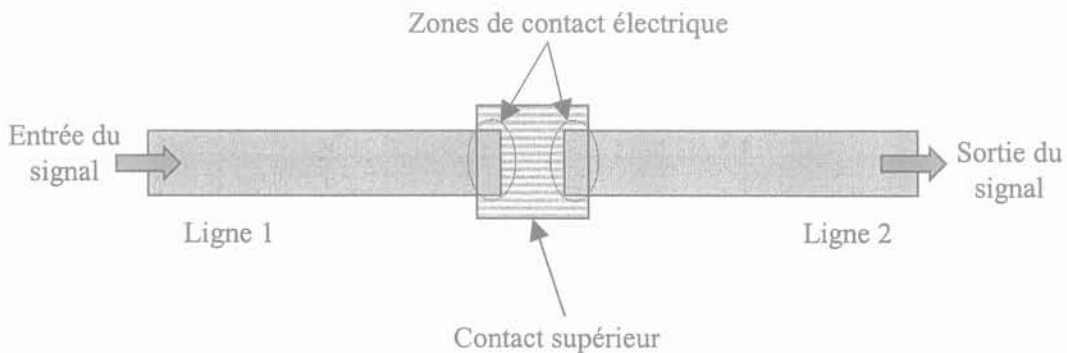
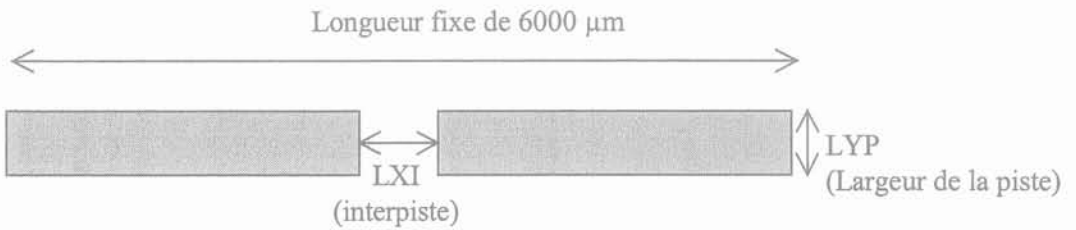


Figure 4-6. Principe de la ligne coupée en son milieu avec son contact supérieur

Cette solution est plus simple que celle qui consisterait à mesurer la résistance entre un contact inférieur et un contact supérieur, ce dernier devant être mobile et connecté aux pointes de mesure. Nous mesurerons donc deux résistances de contact en série qui, de par les symétries de la géométrie, seront considérées comme équivalentes.

4.4.2. Dimensions des pistes et des contacts

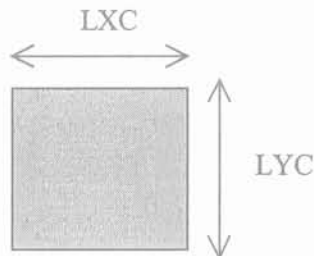
Les longueurs des pistes sont constantes. Nous faisons varier la largeur de celles-ci, ainsi que le gap d'isolation entre les deux lignes coupées. Les dimensions réalisées sont indiquées dans le tableau 4-2.



Nom motif	LXI1_LYP4	LXI2_LYP4	LXI3_LYP4	LXI4_LYP1	LXI4_LYP2	LXI4_LYP3	LXI4_LYP4
L _{YP} (μm)	500	500	500	100	200	300	500
L _{XI} (μm)	2	5	10	20	20	20	20

Tableau 4-2. Dimensions et nom des motifs des lignes réalisées

Les contacts supérieurs sont tous de forme carré et d'une taille légèrement plus grande que la largeur de la piste associée, de façon à ce que ceux-ci recouvrent toute la largeur de la piste.



Paramètres	Valeurs			
Nom du motif	LXC8	LXC9	LXC10	LXC11
Dimension L _{XC} x L _{YC} (μm x μm)	120 x 120	220 x 220	320 x 320	520 x 520

Tableau 4-3. Dimensions et noms des motifs des lignes réalisées

4.4.3. Autres motifs de test

Deux autres motifs ont été dessinés pour mesurer d'une part, la résistance d'une ligne non coupée (résistance des amenés de courants), et d'autre part la résistance d'une ligne non coupée avec la géométrie d'un contact supérieur au niveau de l'interpiste.

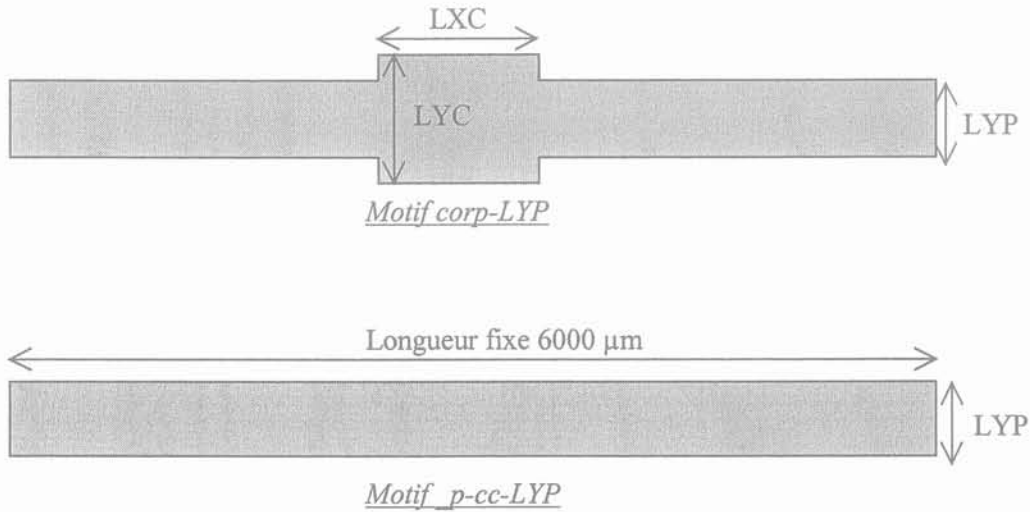


Figure 4-7. Motifs de tests supplémentaires

4.4.4. Matériaux et technologies utilisés

Un seul et même empilement technologique a été utilisé pour la réalisation des lignes et des contacts. La partie conductrice est donc assurée par un dépôt de cuivre, lequel est protégé par un matériau de revêtement en or. Un dépôt d'isolant PECVD a également été ajouté entre le substrat et le cuivre afin d'isoler le signal même en haute fréquence. La figure 4-8 représente une vue en coupe d'une ligne ou d'un contact.

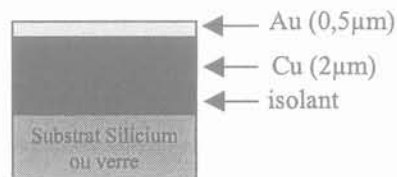


Figure 4-8. Vue en coupe d'une ligne des principales couches

Le substrat, sur lequel sont réalisés les contacts supérieurs, est en verre borosilicate pour pouvoir observer les contacts lorsque celui-ci est retourné (pour être posé sur la ligne). Des dépôts de Ti/Cu (2µm) et de Ti/Ni/Au (0,5µm) sont également réalisés (le Ti sert de couche d'adhérence et le Ni de barrière contre la diffusion de l'or dans le cuivre). La figure 4-9 décrit les différentes étapes technologiques nécessaires à la réalisation.

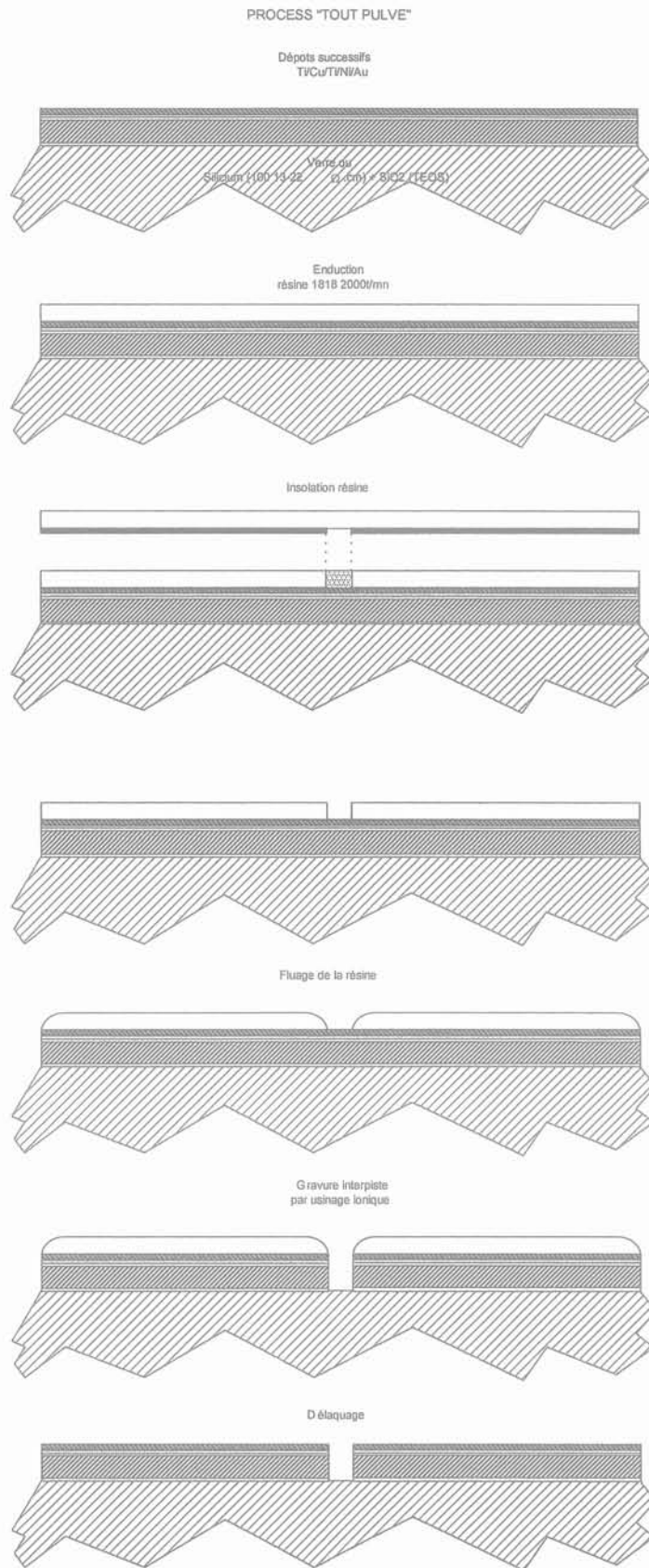


Figure 4-9. Procédés technologiques pour la réalisation des contact et des lignes

4.5. Mesures et exploitation des résultats

4.5.1. Principe de la mesure

La caractérisation d'un microsysteme peut se faire de deux manières : soit nous intégrons totalement le microsysteme et ses capteurs sur un même support, soit nous utilisons un système de mesure extérieur. La première solution a l'avantage de simplifier la mesure des caractéristiques par une limitation des connexions. En revanche, elle rend plus lourde la réalisation de l'ensemble et conditionne la mesure à la bonne maîtrise des capteurs réalisés. La seconde rend moins difficile la réalisation du microsysteme, mais nécessite des moyens de mesure plus performants. C'est cette dernière approche qui a été retenue pour cette étude. Nous nous attacherons donc, dans un premier temps, à présenter les méthodes utilisées pour la mesure de la force des contacts ainsi que celle de la résistance électrique.

4.5.2. Mesures indirectes de la force

C'est le point le plus délicat de cette étude : à cette échelle, nous souhaitons étudier la résistance électrique pour des forces allant de quelques dizaines de micro-Newton à quelques milli-Newton. Les capteurs de forces classiques ne peuvent être utilisés ici car rien ne doit venir s'intercaler entre les contacts, c'est-à-dire là où s'exerce la force.

La mesure de celle-ci s'est donc faite de manière indirecte : nous utilisons la déformation élastique d'un bras/ressort pour en déduire, après étalonnage de ce dernier, la force appliquée aux contacts. Dans la pratique, nous utilisons un bras de tête de disque dur dont la raideur moyenne de $10\mu\text{N}/\mu\text{m}$ permet des mesures dans la gamme de force de 0 à 1mN avec un pas assez fin.

La mesure de la force est donc en fait obtenue via la mesure de la déformation élastique du bras. La figure 4-10 présente le principe de la mesure avec ses différentes phases : dans un premier temps nous descendons le bras (contact supérieur dans le vide) jusqu'à ce que le contact arrive sur la ligne coupée. Nous considérons alors qu'il s'agit du déplacement "zéro", c'est-à-dire une force nulle (le bras n'a pas encore subi de déformation élastique).

Une fois la position zéro déterminée (résistance électrique non infinie), nous mesurons le déplacement micrométrique du bras en considérant que le contact ne se déplace plus dans le plan du contact. Nous relevons donc dans un premier temps la résistance en fonction du déplacement du bras. Bien que normalement similaire, les ressorts sont étalonnés avant chaque mesure. L'étalonnage des ressorts se fait par le même procédé que celui que nous venons de représenter sur la figure 4-10, à la différence qu'ici le contact ne vient pas se poser sur une piste électrique mais sur une balance. Elle permet principalement de déterminer la raideur de ce dernier.

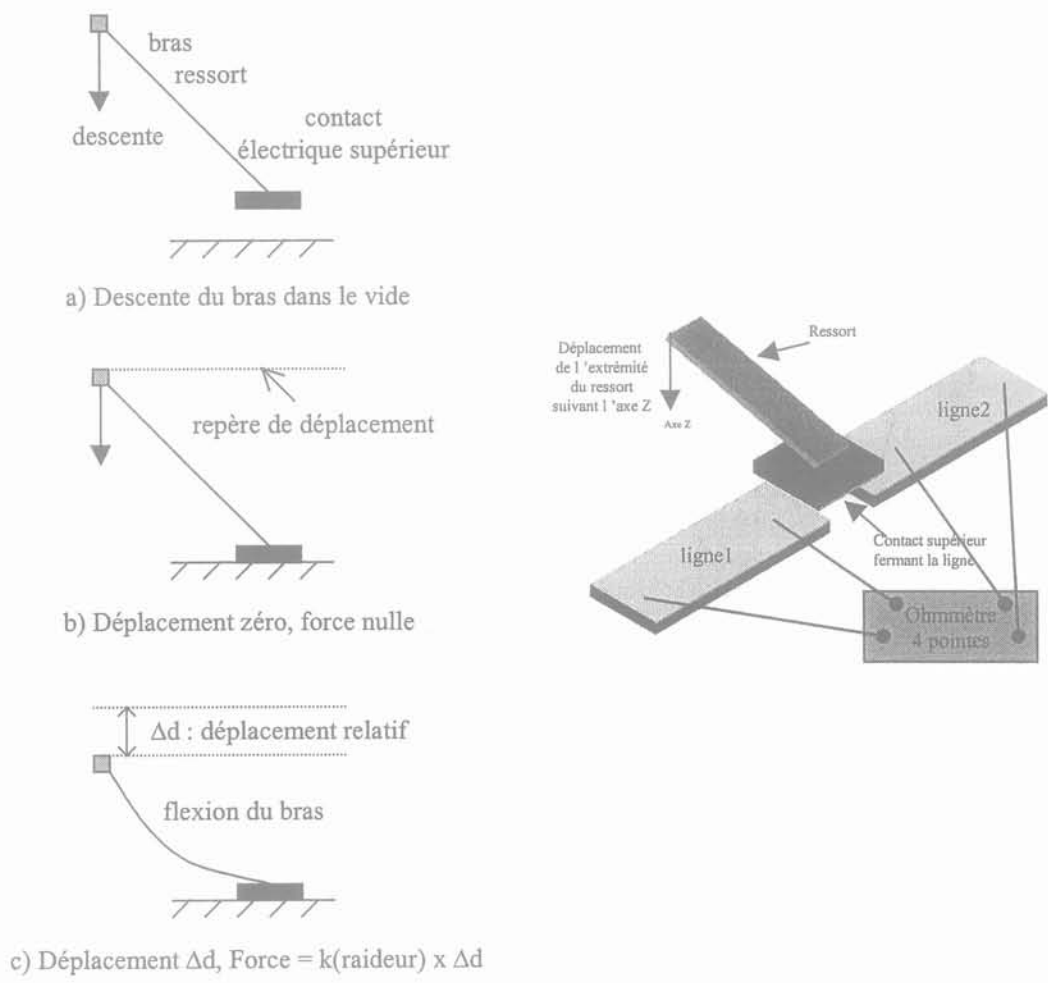


Figure 4-10. Principe de la mesure de la force de contact

4.5.3. Etalonnage et détermination de la raideur mécanique des bras

Les mesures des caractéristiques de masse (force exercée sur la balance par le contact) en fonction du déplacement ne sont pas aussi simples qu'il peut y paraître. L'hypothèse de déplacements transversaux nuls du contact sur la balance n'est pas vérifiée. L'approche du contact se fait ainsi sur plusieurs microns de déplacement. Il n'est donc pas possible de déterminer de façon précise le « zéro déplacement » qui correspond à une masse, et donc une force, nulle. La figure 4-11 illustre une courbe d'étalonnage pour un ressort utilisé. Sur la figure de droite est représenté l'ensemble des points de mesure, sur la figure de gauche seulement les 8 premiers.

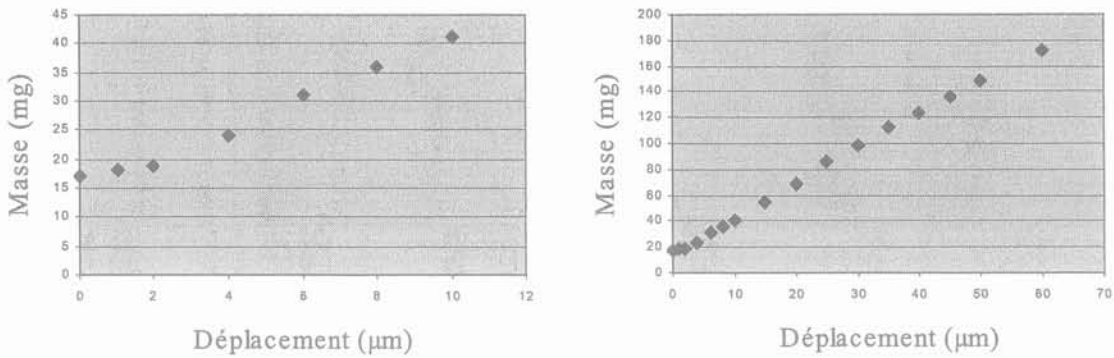


Figure 4-11. Mesures de la masse en fonction du déplacement vertical du ressort

L'allure générale de la courbe (figure de droite) paraît linéaire, ce qui valide le principe de la mesure dans le domaine élastique. Les problèmes d'approche et de positionnement sont nettement visibles sur les premiers points de mesures (figure de gauche). Afin de déterminer les raideurs mécaniques des bras les plus exactes possibles, nous allons déterminer les points à éliminer pour le calcul de la pente.

Nous calculons pour chaque mesure d'étalonnage une fonction tendance linéaire. Les points de mesure, dont la différence entre la masse mesurée et la valeur projetée par la fonction tendance est supérieure à 5mg sont rejetés. Avec les points restants, nous calculons la pente et l'origine de la droite affine. Nous faisons alors l'hypothèse d'un intervalle d'incertitude constant pour calculer la variance S .

$$S = \sqrt{\frac{\sum (masse - Tendance)^2}{pente} \frac{1}{N_m} \frac{1}{N_p} S_m}$$

avec N_p le nombre de points de mesure. Pour un intervalle d'incertitude des valeurs mesurées de la masse de 95%, S_m (constant) vaut 2,26 (3,25 pour un intervalle de 99%). Si nous gardons l'exemple des points de mesure de la figure 4-11, nous pouvons alors tracer sur la figure 4-12 la courbe utile de la masse et de la force (avec une approximation de l'accélération de la pesanteur à 10 m.s^{-2}).

La méthode utilisée permet ainsi de calculer la raideur mécanique des bras. Pour la plupart des bras, nous constatons une raideur mécanique de l'ordre $12 \mu\text{N}/\mu\text{m}$, ce qui est en accord avec les mesures précédemment réalisées par le LETI. Toutefois, certains échantillons voient leur raideur s'éloigner significativement de cette valeur, ce qui est le cas pour celui dont les points de mesures sont représentés sur la figure 4-12. Dans cet exemple, la pente atteint $27,5 \mu\text{N}/\mu\text{m}$. Les zones de soudure de la vis servant à fixer le bras ainsi que les zones de collage du contact sur l'extrémité peuvent expliquer de telles variations. L'étalonnage systématique de l'ensemble des bras est alors nécessaire et justifié.

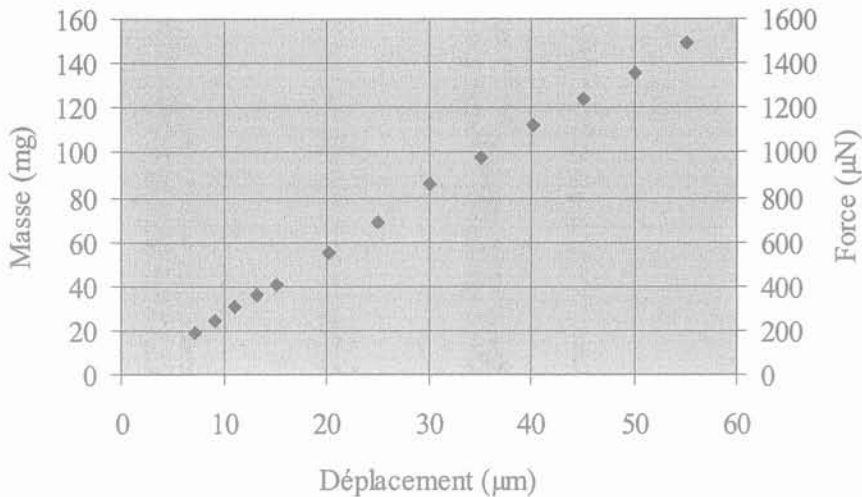


Figure 4-12. Points de mesures retenus pour le calcul de la pente et de l'origine

Cette première étape, qui nous permet donc d'étalonner le bras, met en évidence les problèmes liés à l'approche et au positionnement du contact sur sa surface en regard. Pour réduire ces translations dans le plan, il faut pouvoir, d'une part, s'assurer que le contact est le plus parallèle possible avec le plan d'appui et, d'autre part, que le bras forme un angle assez faible avec le plan horizontal (les variations de translation longitudinale dans l'axe du bras étant proportionnelles au sinus de l'angle formé). Les faibles déplacements de la poutre ainsi que la bonne planéité de la structure devraient toutefois limiter ces effets sur le microrelais.

4.5.4. Mesure de la résistance en fonction de la force de contact

La résistance de contact étant relativement faible ($\approx 1 \Omega$), nous utilisons une mesure dite « 4 pointes » qui permet de limiter l'influence des résistances additionnelles (résistance des câbles, résistance de contact des pointes) qui sont, elles aussi, relativement faibles. Dans un premier temps, nous relevons la résistance en fonction du déplacement vertical du bras, puis grâce à l'étalonnage, nous transposons les mesures à une courbe de résistance en fonction de la force/pression exercée sur le contact.

Les premières mesures de la résistance de contact ont été difficiles. Malgré un positionnement correct du contact sur la ligne et des forces importantes, aucune résistance n'a pu être mesurée. Après analyse des surfaces réalisées, de nouvelles étapes technologiques ont été ajoutées (usinage ionique) afin d'enlever les éventuels résidus de résine. De plus, des précautions toutes particulières, ont été prises pour se prémunir des dépôts de poussière sur les lignes et les contacts.

Tout comme pour la caractérisation de la raideur du ressort, nous avons, à nouveau, été confrontés au problème de la détermination de la force zéro (résistance de contact très grande). L'approche et la pose du contact sur la ligne ne se faisant pas d'une façon instantanée, une phase de descente du bras du ressort est nécessaire, et la mesure d'une résistance stable n'est possible qu'à partir de plusieurs dizaines de μN . Nous avons également tenté de mesurer la déformation du ressort par l'intermédiaire d'un vibromètre laser : les

translations du contact ainsi que les problèmes de positionnement du laser rendent la mesure extrêmement difficile. Tout comme pour l'étalonnage du bras, nous déterminerons le déplacement zéro par des fonctions tendances.

Les combinaisons de lignes/contacts utilisées dans les mesures sont récapitulées dans le tableau 4-4.

Piste	LPLXI4_LYP1	LPLXI4_LYP2	LPLXI4_LYP3	LPLXI1_LYP4	LPLXI2_LYP4	LPLXI3_LYP4
Interpiste	20 μm	20 μm	5 μm	2 μm	5 μm	10 μm
Largeur	100 μm	200 μm	300 μm	500 μm	500 μm	500 μm
Contact	LXC8	LXC9	LXC10	LXC11	LXC11	LXC11
Dimension	120 μm x 120 μm	220 μm x 220 μm	320 μm x 320 μm	520 μm x 520 μm		
Surface de Contact	10.000 μm^2	40.000 μm^2	94.500 μm^2	259.000 μm^2		

Tableau 4-4. *Combinaisons des pistes/contacts utilisés pour les mesures*

Les mesures ont permis de mettre en évidence les trois phases successives qui interviennent dans l'établissement du contact électrique. Dans un premier temps, l'approche du contact sur la piste coupée amène des contacts ponctuels et instables qui ne permettent pas une mesure cohérente de la résistance. Cette première zone de mesure se traduit par un nuage de points très dispersés et ce, pour des valeurs de résistances importantes ($> 5 \Omega$). La détermination du zéro déplacement, qui pourrait être associée à la mesure d'une résistance très grande ($> 1 \text{ k}\Omega$) est donc impossible. Dans une seconde phase, il est alors possible de commencer à mesurer une résistance ohmique, plus ou moins stable, et de forte décroissance : le contact supérieur est totalement posé sur la piste, mais la force étant faible, les points de contacts sont nombreux et de faibles sections, ce qui se traduit par des résistances élevées ($> 1 \Omega$). Enfin, la dernière phase est celle où nous observons une résistance faible et stable et de décroissance lente : nous observons alors l'effet de la force sur la résistance de contact. La figure 4-13 illustre ces trois étapes.

La zone d'approche ne comportant que des points non pertinents, nous utilisons les points de la zone d'établissement du contact pour déterminer l'origine du déplacement. La résistance variant très rapidement, et pour de faibles déplacements, l'erreur reste inférieure à 5 μm , soit environ 50 μN , ce qui reste acceptable aux vues des forces utiles pour notre microrelais ($< 1 \text{ mN}$).

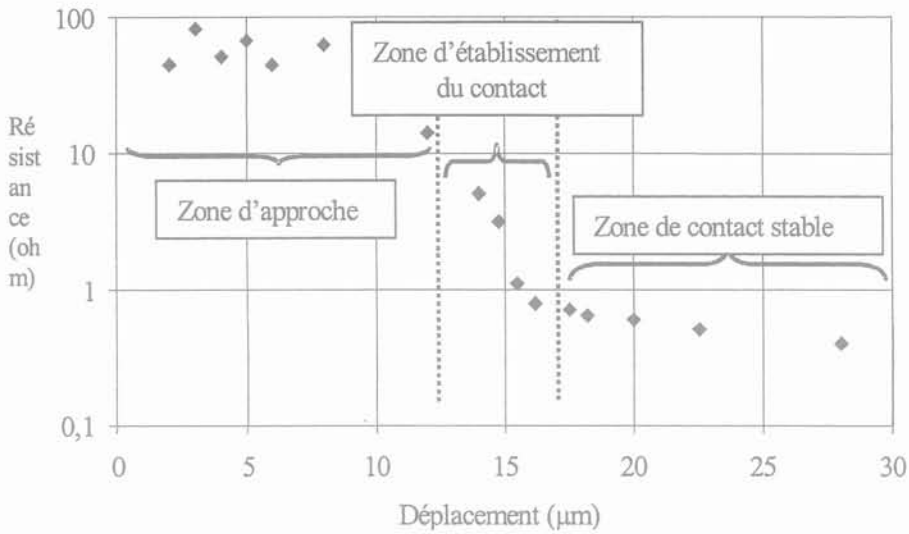


Figure 4-13. Phases successives dans l'établissement de la résistance de contact

Nous prendrons en exemple une mesure réalisée sur un contact LCX11 (520 μm x 520 μm) avec une piste LPLX11-LYP4 (largeur de 500 μm et interpiste de 2 μm), soit une surface totale de contact de 259000 μm^2 . Les mesures de résistance en fonction du déplacement sont données dans le tableau 4-5.

Déplacement (μm)	42	45	47	49	51	53	55	59	64	68	72	127	153	200
Résistance (Ω)	8,6	1,72	0,89	0,69	0,68	0,65	0,61	0,46	0,32	0,24	0,24	0,11	0,02	0,02

Tableau 4-5. Exemple d'une série de mesures de la résistance de contact en fonction du déplacement vertical du bras

La zone d'établissement du contact est ici marquée par les trois premières mesures, à laquelle nous associons une fonction tendance de type puissance. Le déplacement zéro est alors calculé à partir de cette fonction tendance pour une résistance de 100 M Ω , ce qui correspond à la plus grande résistance électrique mesurable par l'ohmmètre, soit notre limite de la « résistance infinie ».

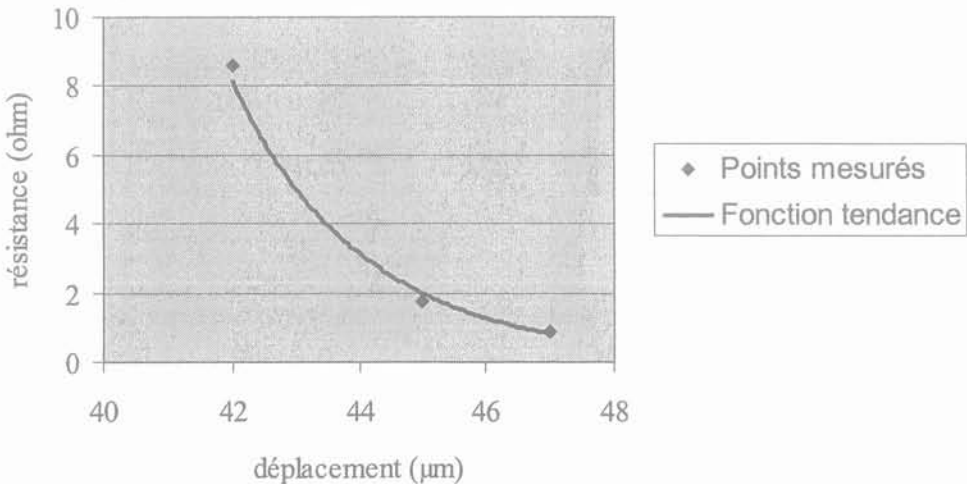


Figure 4-14. Points de la zone d'établissement du contact avec sa fonction tendance associée

Dans cet exemple, la fonction tendance est régie par l'équation $y = 10^{34} x^{-20,45}$. La faible nombre de points s'explique par le fait que cette zone d'approche est réduite à quelques microns de déplacement, et que dans cette zone, les mesures sont très difficiles à obtenir (résistances instables et ponctuelles). Une résistance de $100\text{M}\Omega$ sur cette courbe correspond alors, sur l'axe des ordonnées, à un déplacement de $18,6\ \mu\text{m}$: nous estimons le « zéro déplacement » de notre courbe en ce point. Il convient donc par la suite de soustraire ce décalage pour pouvoir positionner correctement la courbe par rapport à l'axe des ordonnées (déplacement). Le choix des premiers points de mesures pour le calcul de la fonction tendance n'est pas trop problématique, la décroissance très rapide par rapport à la suite des mesures permet une sélection relativement précise. Si dans l'exemple donné, nous n'avions choisi que les deux premiers points de mesure, nous aurions alors calculé un décalage de $20,8\ \mu\text{m}$, soit un écart avec la première estimation de $2,2\ \mu\text{m}$, ce qui se traduit en terme de force par un écart d'environ $22\ \mu\text{N}$. Notre gamme de mesures allant jusqu'à $1\ \text{mN}$, la précision reste correcte.

La détermination de l'origine du déplacement, pour chaque mesure, nous permet alors de tracer les différentes courbes de la résistance en fonction du déplacement, et via la raideur du bras, la résistance en fonction de la force et de la pression. La figure 4-15 représente la courbe résistance en fonction de la force/pression pour les points de mesure donnés dans le tableau 4-5.

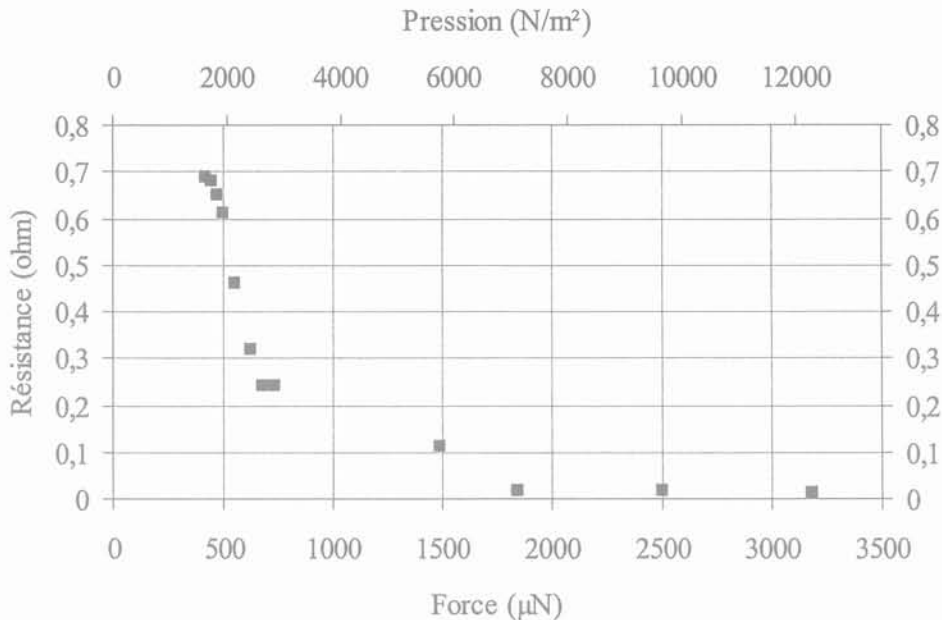


Figure 4-15. Points de la zone d'établissement du contact avec sa fonction tendance associée

Comme prévu par les formulations analytiques proposées en début de chapitre, la courbe suit bien un profil asymptotique, et la mesure de la résistance devient plus stable au fur et à mesure que la force devient importante ($> 1\ \text{mN}$). Mais les mesures restent très difficiles pour les petites surfaces de contacts ainsi que pour des forces inférieures au milli-Newton.

4.5.4. Exploitation des résultats et problèmes de mesure

Avant de pouvoir exploiter l'ensemble des mesures effectuées, il convient d'analyser la validité des mesures obtenues et d'évaluer les erreurs induites par la mesure. D'une manière générale, pour pouvoir estimer la « valeur vraie » d'une mesure, ainsi que ses erreurs (erreurs systématiques, erreurs aléatoires), il convient de procéder au plus grand nombre possible de mesures pour permettre l'utilisation d'outils statistiques. C'est là, la première difficulté rencontrée : l'établissement du contact électrique reste délicat, et pour les plus faibles surfaces de contact (LXC8 et LXC9), il est même extrêmement difficile. Plusieurs essais sont ainsi nécessaires avant qu'une mesure soit possible. Nous n'avons donc pas pu réaliser un grand nombre de mesures, ce qui ne nous permet pas de calculer, de façon significative, des paramètres comme la moyenne arithmétique ou encore la moyenne des écarts. Les conditions de mesures ne peuvent également pas être garanties : ne connaissant pas le déplacement origine lors des relevés de résistance, nous ne pouvons réaliser des séries de mesures de résistance pour des forces données. La fréquence des résultats n'est donc, là non plus, pas très significative.

Si nous reprenons l'exemple du contact LCX11 ($520 \mu\text{m} \times 520 \mu\text{m}$) avec une piste LPLXI1-LYP4 (largeur de $500 \mu\text{m}$ et interpiste de $2 \mu\text{m}$), il est intéressant de comparer les courbes obtenues pour trois mesures successives. Nous pouvons alors considérer que nous nous plaçons dans les conditions les plus favorables pour estimer la répétabilité des mesures.

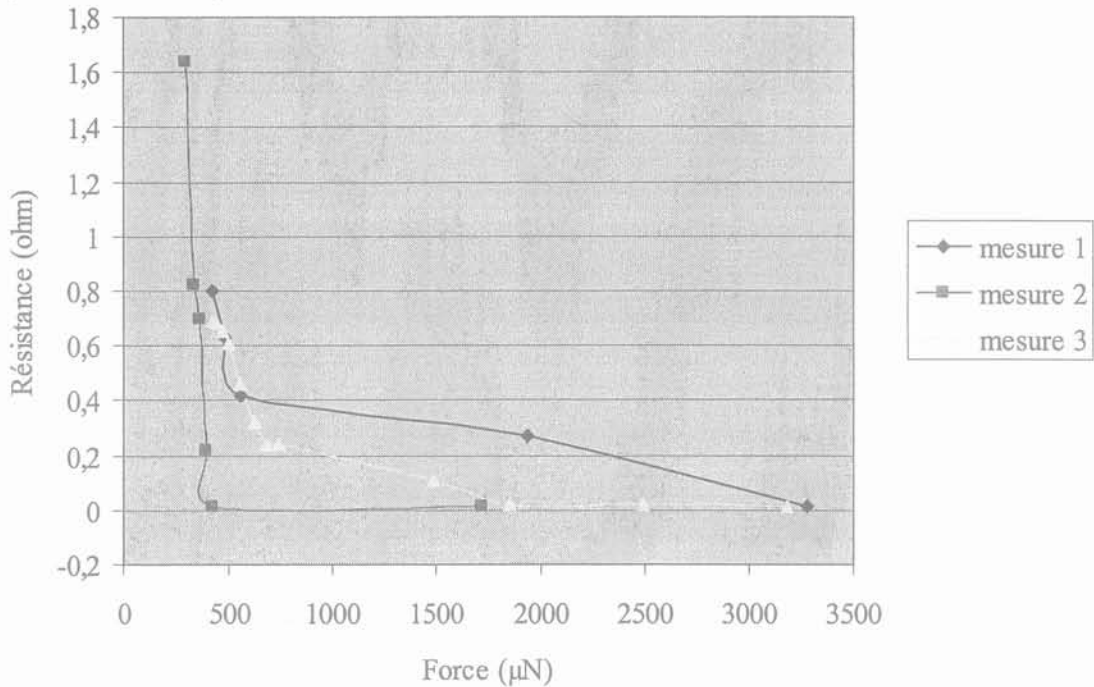


Figure 4-16. Points de la zone d'établissement du contact avec sa fonction tendance associée

Bien que la résistance finale tende vers une valeur commune, la dispersion des points témoigne de la difficulté de la mesure et des erreurs commises, non seulement sur la résistance mais également sur la force. Il est donc difficile de déduire de ces points une courbe finale, caractéristique de cette surface de contact.

Les mesures sont tout de même très intéressantes car elles permettent de répondre à la principale question posée pour le dimensionnement : **pour une surface ou une résistance donnée, quelle est la force à appliquer pour obtenir une résistance faible et stable.**

De ces mesures, nous déduisons donc deux courbes qui nous permettent de répondre à cette question. La première (figure 4-17) représente la valeur vers laquelle la résistance de contact tend lorsque nous appliquons une force mécanique suffisante pour avoir une résistance faible et stable, et ce en fonction de la surface de contact. Par exemple, pour pouvoir garantir une résistance de contact maximale de $0,5 \Omega$, une surface de contact minimale de $30000 \mu\text{m}^2$ est nécessaire. La seconde (figure 4-18) représente la force minimale à appliquer sur une surface de contact pour garantir une résistance quasi minimale, mais également stable.

Pour le dimensionnement d'un microcontact électrique, trois paramètres sont donc à déterminer :

- la résistance de contact maximale admissible
- la force disponible auprès de l'actionneur qui presse les contacts
- la surface de contact nécessaire

Nos mesures nous permettent, aujourd'hui, de déterminer deux de ces paramètres quand le troisième est fixé.

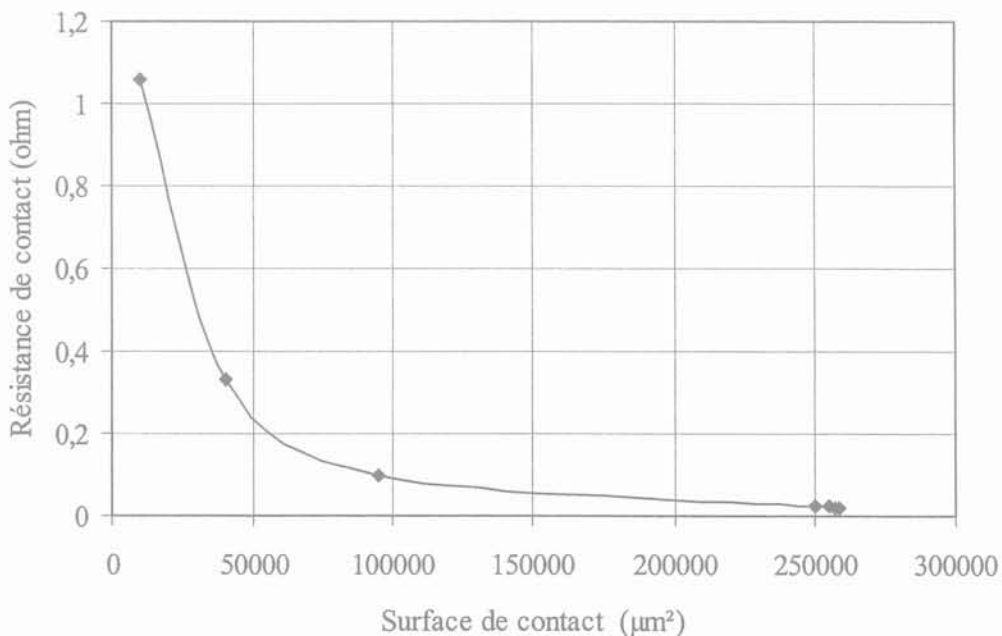


Figure 4-17. Points de la zone d'établissement du contact avec sa fonction tendance associée

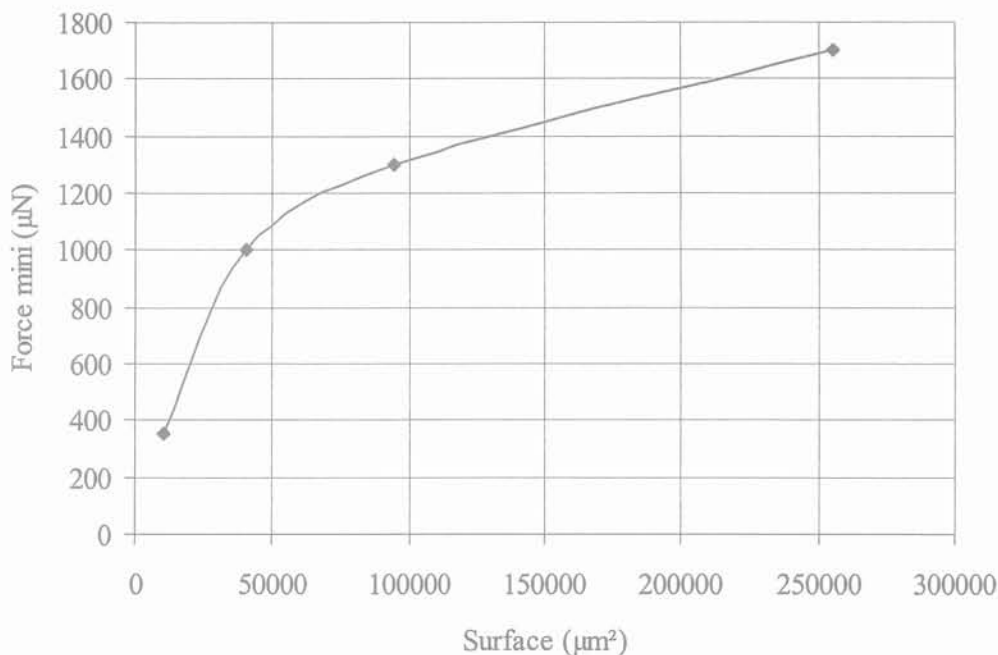


Figure 4-18. Points de la zone d'établissement du contact avec sa fonction tendance associée

Dans le cas de notre microrelais, le choix est en fait un compromis entre la résistance minimale du contact et la force maximale que notre structure mécanique peut délivrer. Sur la structure 3D retenue (cf. Chapitre 3), la force devrait atteindre $500 \mu\text{N}$. La surface de contact nécessaire sera alors d'environ $20000 \mu\text{m}^2$, ce qui nous permet d'espérer une résistance de contact inférieure à 1 Ohm .

4.5. Conclusion et perspectives

La brique de base sur les microcontacts électriques avait pour objectif de nous donner un premier outil pour le dimensionnement des contacts de notre microrelais. Cette étude dépasse toutefois le cadre de cette application, puisqu'elle concerne toutes les microstructures où un contact électrique de qualité est nécessaire.

Le choix d'un banc de test non intégré aux microcontacts nous a posé un certain nombre de problèmes de mesures. Bien qu'initialement jugés négligeables, les problèmes de parallélismes du contact, ainsi que les translations dans le plan qui y sont associés, nous ont accentué les difficultés. Qu'il s'agisse des effets directs sur la résistance électrique (variation de la surface de contact, détérioration des surfaces, etc.) ou sur la mesure du déplacement et donc de la force, les conditions de répétabilité et de reproductibilité ne sont donc pas optimales. Le peu de mesures effectuées sur les plus petites surfaces (LXC8 et LXC9) nous oblige à rester prudents sur l'interprétation des courbes de variation de la résistance en fonction de la force pour les contacts de petite dimension.

Les courbes de dimensionnements 4-17 et 4-18 permettent aujourd'hui d'avoir un premier outil de dimensionnement pour notre microrelais. Les forces calculées pour notre prototype devraient permettre d'obtenir une résistance inférieure à 1Ω pour une surface de contact de $20000 \mu\text{m}^2$.

Les difficultés rencontrées dans la réalisation de ces mesures et le besoin d'avancer dans les autres études ne nous ont pas permis d'étendre ces travaux sur d'autres aspects. Il serait donc intéressant de poursuivre cette étude par des mesures de résistance en fonction de la charge électrique ou encore de la température de fonctionnement. L'étude du vieillissement des contacts et donc de sa résistance serait également à réaliser pour pouvoir prédire la tenue dans le temps ainsi que le nombre de cycles. D'autres paramètres, comme les matériaux de revêtement ou les conducteurs, des géométries de contacts plus complexes, des tests sous vide ou sous gaz spécifiques, pourraient être ajoutés à l'étude.

[REFERENCES]

[CET79] « *Les états de surface – Caractérisation géométrique – Fonctions mécaniques* », Note Technique n° 19, Centre Technique des Industries Mécaniques (CETIM).

[DRA95] « *An electrostatically actuated micro-relay* », J. Drake, Proceedings of the Transducers'95 International Conference, 1995, p. 380-383.

[FEC96] « *Le contact électrique* », L. Fechant, Editions Hermès, Paris, 1996.

[HOL 67] « *Electric Contacts – Theory and Application* », R. Holm , 1967, Springer-Verlag Editions.

[HOS93] « *Electromagnetic microrelays : Concepts and fundamental characteristics* », H. Hosaka, Kuwano H., Yanagisawa K., Proceedings of the MEMS'93, 1993, pages 12-17.

[SCH94] « *Moving wedge actuator : An electrostatic actuator for use in in a microrelay* », J. Schimkat, L. Kiesexetter, H-J. Gevatter, F. Arndt , A. Stekenborn, H.F. Schlaak. Micro System Technologies 94 Conference, 1994, p. 959-996.

[SAU85] « *Encyclopédie pratique du relais* », H. Sauer, 2nd édition, Heidelberg, 1985.

[SCH98] « *Contact materials for microrelays* », J. Schimkat, Proceedings of the MEMS'98 Workshop, 1998, p. 190-194.

[ZIA96] « Design considerations of the electrical contacts in (micro)relays », *SPIE* , vol. 2882, 1996, p. 210-215.

Chapitre 5

Réalisation et Caractérisation des structures mécaniques

5.1. Introduction	118
5.2. Description des principales structures étudiées	118
5.3. Description de la filière technologique.....	120
5.4. Visualisation et contrôle des poutres réalisées.....	121
5.5. Banc de caractérisation des structures mécaniques.....	124
5-5-1 Objectifs et solutions envisagées.....	124
5-5-2 Etude et dimensionnement de la commande électromagnétique	124
5-6 Résultats et exploitation des mesures réalisées.....	128
5-6-1 Répétabilité des mesures et protocoles de mesure	128
5-6-2 Mesures sur les poutres encastrees-libres.....	129
5-6-3 Autres structures étudiées	137
5.5. Conclusion sur l'étude des structures mécaniques	138

Chapitre 5

Réalisation et Caractérisation des structures mécaniques

5.1. Introduction

Dans le chapitre 3, nous avons développé le dimensionnement des structures magnéto-mécanique possibles. Celles-ci doivent permettre à la fois, de guider, en partie ou totalement, le flux magnétique afin de générer, en bout de poutre, une force réluctante suffisante pour fermer le contact électrique, et d'autre part, assurer un temps de fermeture rapide ($10 \mu\text{s}$) et un fonctionnement hors de la résonance mécanique.

Les objectifs de cette brique de base sont donc multiples. Dans un premier temps, nous aborderons l'aspect technologique : la réalisation de poutres magnétiques en FeNi par dépôt électrolytique étant une première au LETI, nous étudierons la faisabilité technologique des différentes structures retenues. De la recherche de la couche sacrificielle au procédé de libération, les différentes étapes technologiques seront à valider. Dans un deuxième temps, nous nous intéresserons aux poutres : nous observerons notamment l'allure finale des poutres et les effets possibles des contraintes induites par les différentes étapes technologiques. Enfin nous traiterons de la caractérisation de ces structures avec la mise en place d'un banc de test qui doit nous permettre principalement de mesurer les fréquences de résonance mécaniques des poutres réalisées.

5.2. Description des principales structures étudiées

Le but, ici, est de réaliser le plus de structures pertinentes possibles afin de posséder un nombre de solutions potentielles important, et finalement pouvoir dégager en conclusion, les caractéristiques principales des structures proposées ainsi que leur faisabilité.

Nous retrouvons alors deux grandes familles : les poutres encastées-libres et les poutres encastées-encastées. Celles-ci se décomposent alors en sous familles : les structures avec, et les structures sans guide de flux (cf. Chapitre 3).

Nous donnons ici un aperçu général des poutres.

Poutres encastrées-libres sans guide de flux :

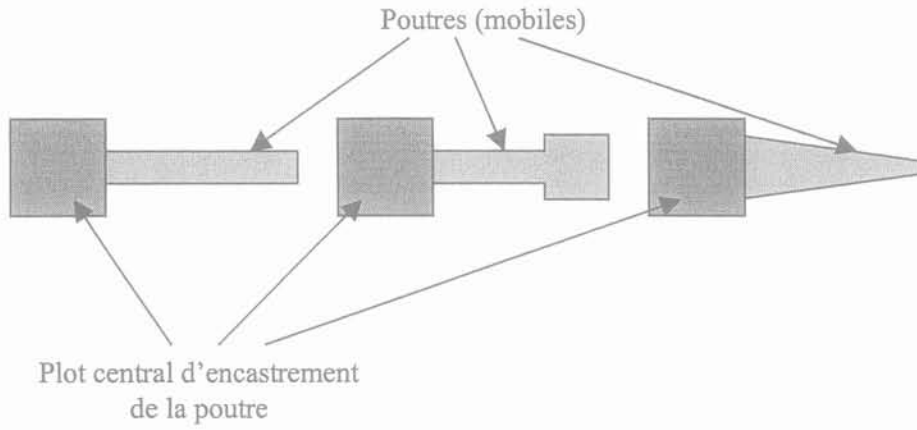


Figure 5-1. Représentations des trois principales structures encastrées-libres réalisées

Poutres encastrées-encastrées sans guide de flux :



Figure 5-2. Représentations des deux principales structures encastrées-encastrées

Poutres à encastremets multiples sans guide de flux (en étoile) :

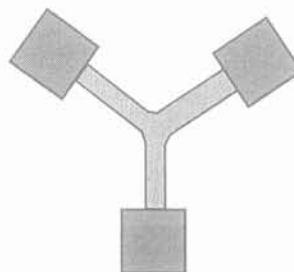


Figure 5-3. Représentation des structures encastrées-libres multi-poutres

Poutres encastrées libres avec guide de flux :

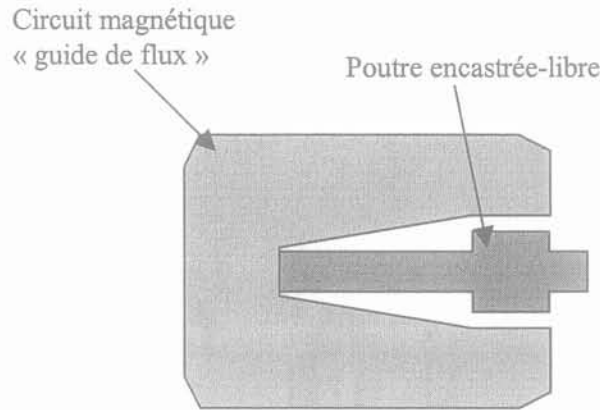


Figure 5-4. Représentation des structures encastrées-libres à guide de flux

Structures à trous :

Pour rendre moins rigide la structure (et donc diminuer la fréquence de résonance), des trous hexagonaux, pouvant s'inscrire dans un carré de $7\mu\text{m}$, sont réalisés dans la poutre.

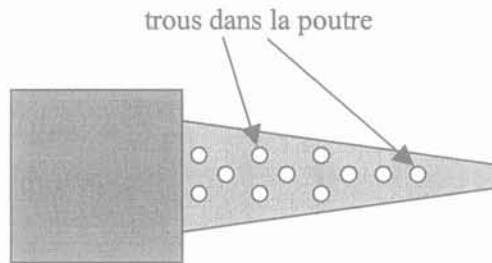


Figure 5-5. Représentation des structures encastrées-libres à guide de flux

L'effet des ces trous étant difficile à prendre en compte dans le calcul analytique des fréquences de résonance, les tests permettront d'observer leurs effets sur le premier mode propre en flexion.

Les plots sont tous identiques et mesurent $100\mu\text{m} \times 100\mu\text{m}$. Les principales longueurs des poutres sont $200\mu\text{m}$, $300\mu\text{m}$, $400\mu\text{m}$, $600\mu\text{m}$ et $1000\mu\text{m}$. Trois largeurs sont principalement utilisées : $30\mu\text{m}$, $50\mu\text{m}$, et $80\mu\text{m}$.

5.3. Description de la filière technologique

Les enjeux de cette filière technologique sont multiples : elle doit permettre de définir la faisabilité de poutres magnétiques en dépôt électrolytique, de rechercher la couche sacrificielle nécessaire ainsi que le procédé de libération des poutres. Toutes les structures réalisées sont présentes sur un même wafer, et par conséquent, elles feront toutes l'objet des mêmes étapes technologiques.

Les poutres, réalisées en CoFeCr, seront encastrées sur un plot de FeNi, ce qui permettra de tester la bonne accroche de ces deux matériaux, dans le cas d'un circuit magnétique constitué de différents matériaux. Dans la réalité, et pour des questions technologiques, les deux matériaux ne seront pas directement en contact, une couche d'isolant et de FeNi étant nécessaire pour l'électrolyse du CoFeCr. La figure 5-6 représente l'empilement technologique des structures réalisées. Cinq niveaux de masques sont alors nécessaires.

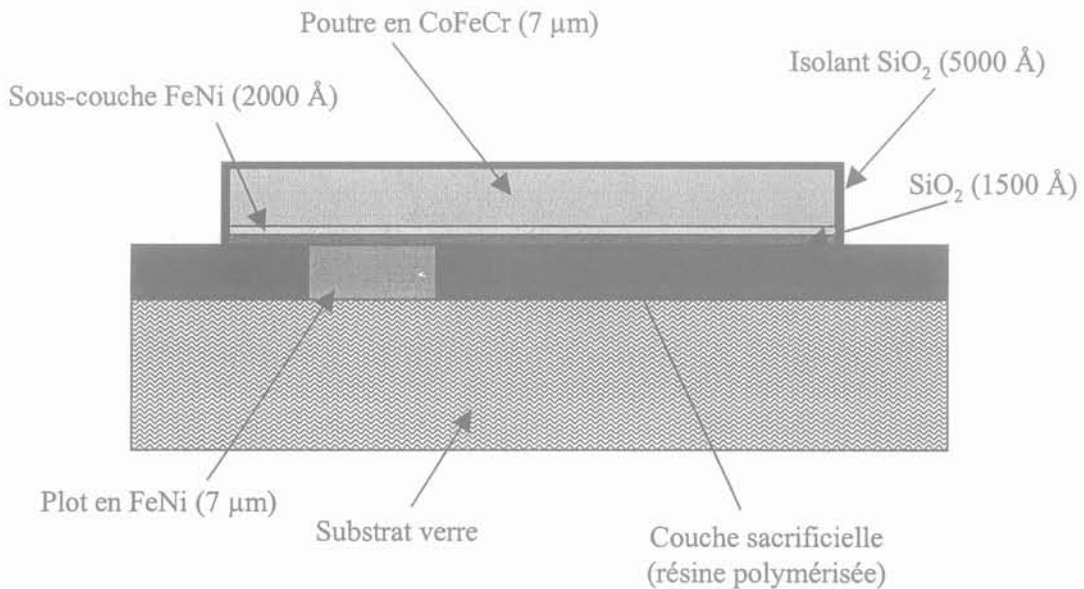


Figure 5-6. Empilement technologiques pour la réalisation des poutres

La dernière étape, qui consiste à graver à l'ozone la couche sacrificielle, est l'une des plus délicates. La gravure étant isotrope, le temps nécessaire pour libérer les poutres d'une largeur de 80 µm est supérieur à celui nécessaire pour les poutres de 30 µm. Bien que protégées par une couche de SiO₂, les poutres d'une largeur de 30 µm peuvent alors être détériorées par la gravure qui pourrait atteindre la couche de CoFeCr.

5.4. Visualisation et contrôle des poutres réalisées

Le temps de gravure de la couche sacrificielle devant être réduit pour éviter la détérioration des poutres les moins larges, celle-ci s'est faite en plusieurs fois, un motif de test ayant été réalisé pour contrôler la libération (poutre sans plot, donc complètement libre une fois la couche sacrificielle gravée).

Un premier contrôle visuel a donc été réalisé grâce au microscope à balayage électronique (MEB). Il permet de vérifier, tant que possible, la bonne libération des poutres, les éventuelles contraintes (flexions des poutres, flambages, etc.) ainsi que les états de surface obtenus. Les figures 5-7 et 5-8 représente un exemple de réalisation d'une poutre encastrée-libre avec et sans guide de flux.

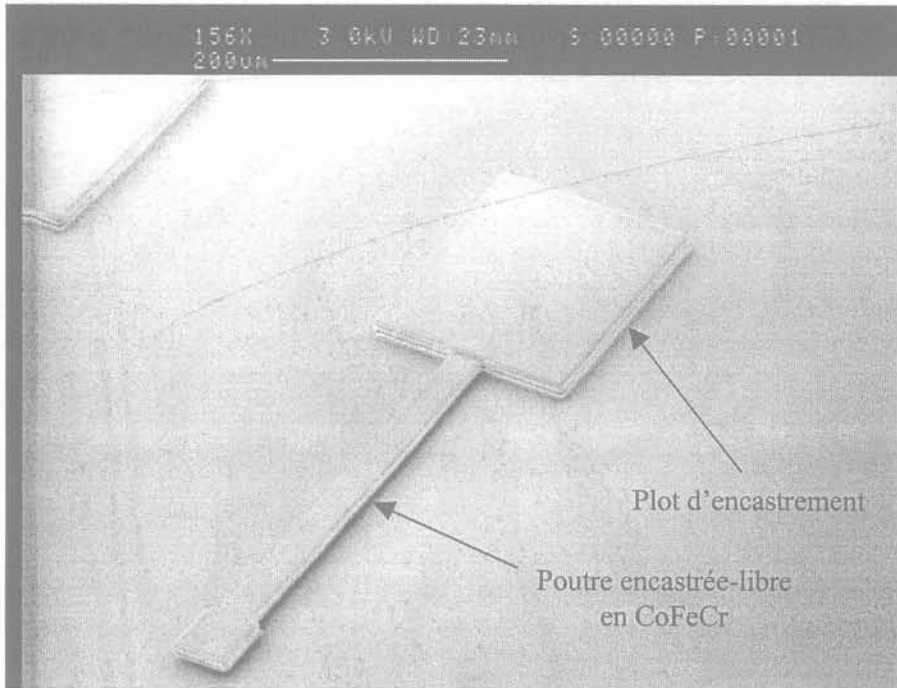


Figure 5-7. Vue d'une poutre encastrée-libre

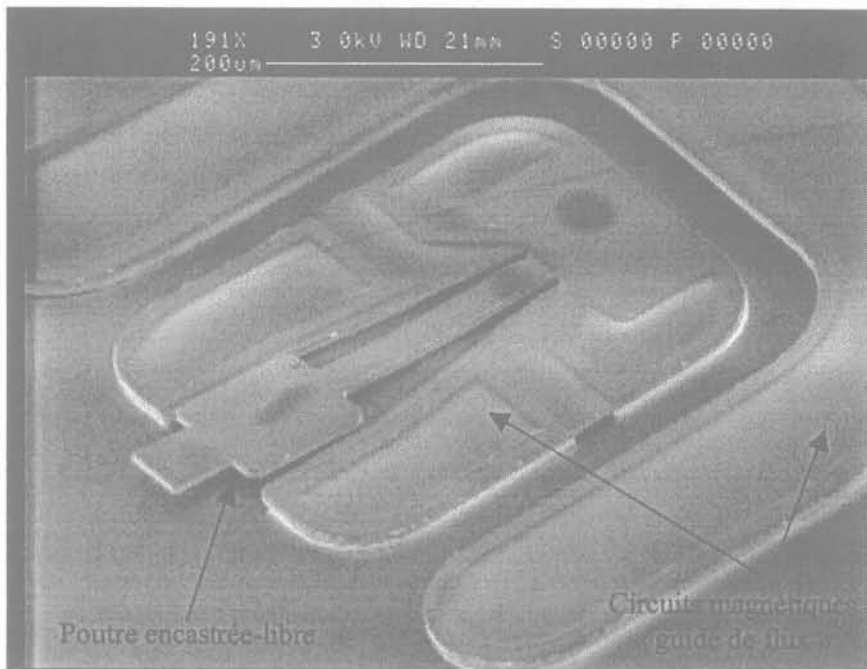


Figure 5-8. Vue d'une poutre encastrée-libre avec guide de flux

Aux vues de cette première analyse, il semble que la grande majorité des poutres soient libérées, bien qu'il soit impossible de regarder au microscope directement le dessous des poutres. Comme sur la figure 5-9, nous observons sur un grand nombre de poutres des contraintes mécaniques importantes. Celles-ci se traduisent par des flexions initiales dans la poutre (figure 5-9 B) ou même par un décollement entre l'isolant SiO_2 et la couche de CoFeCr (figure 5-9 A).

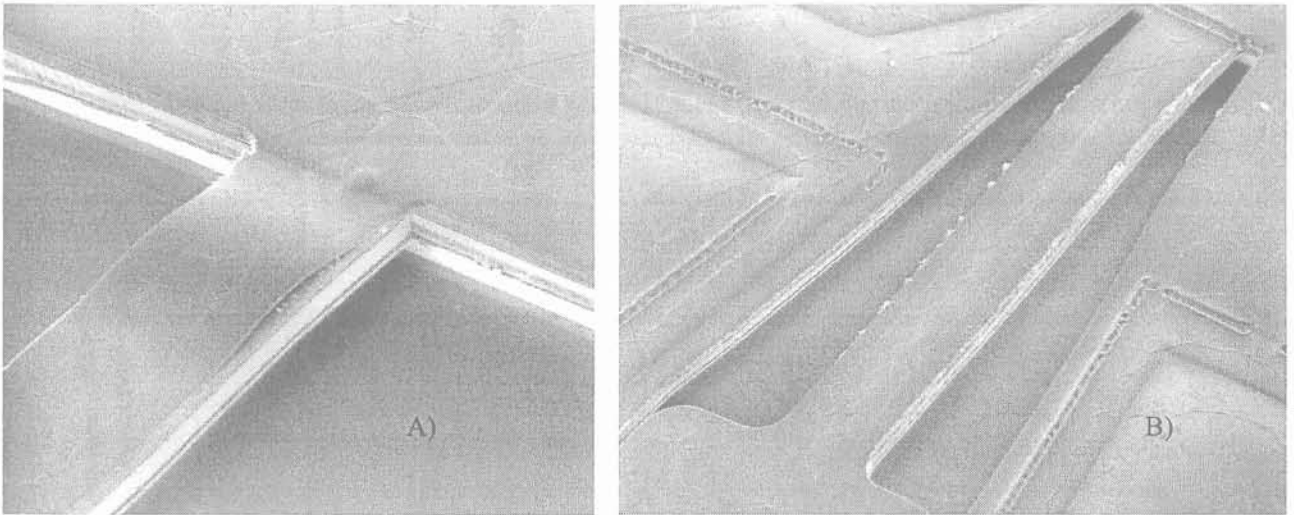


Figure 5-9. Effets des contraintes mécaniques : A) décollement de la couche de SiO_2 du CoFeCr, B) Flexion d'une partie de la poutre proche de l'encastrement

Ces contraintes sont bien évidemment gênantes car elles modifient la géométrie de la structure (éloignement ou rapprochement du contact électrique en bout de poutre, translations latérales des contacts en vis-à-vis), ainsi que les caractéristiques mécaniques de la poutre (fréquences de résonance, temps de fermeture et d'ouverture). L'autre point délicat concerne la libération des poutres avec guide de flux, les contraintes mécaniques pouvant venir coller la poutre aux bords des guides de flux.

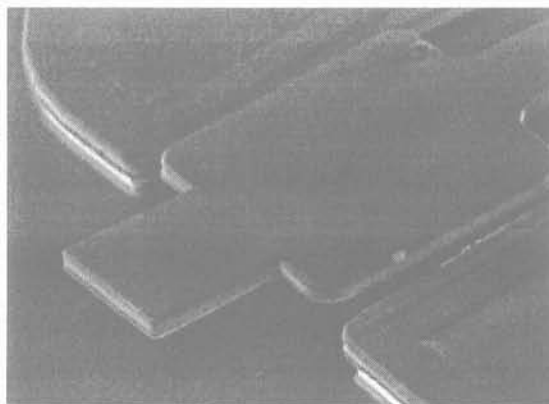


Figure 5-10. Poutre entourée par le circuit magnétique

Les contraintes induisant essentiellement des flexions dans le plan du substrat, les poutres semblent ne pas toucher le circuit magnétique. Le banc de test nous permettra de vérifier cette hypothèse. Mais le fait que la poutre soit, comme dans l'exemple de la figure 5-10, surélevée par rapport au circuit magnétique est très dommageable car l'objectif est de réaliser un entrefer le plus petit possible pour limiter l'énergie nécessaire à la magnétisation de l'air dans cet entrefer.

5.5. Banc de caractérisation des structures mécaniques

5-5-1 Objectifs et solutions envisagées

Après la réalisation des poutres, ce banc de test a pour objectif l'estimation des fréquences de résonance mécanique (en flexion) des structures. Les erreurs induites par l'approximation des constantes élastiques dans les dimensionnements analytiques et éléments finis, ainsi que les effets directs ou indirects des différentes étapes technologiques sur les structures (contraintes mécaniques, bavure des dépôts électrolytiques, détérioration de la poutre en CoFeCr lors de la gravure de la couche sacrificielle, etc.) ne nous permettent pas de calculer très précisément la valeur de ces fréquences de résonance. Seules des mesures sur les structures réalisées nous permettront de mieux prédire le comportement mécanique des poutres.

Diverses méthodes ont été envisagées pour permettre cette caractérisation. Celles-ci se distinguent d'abord par leur mode d'excitation : soit nous excitons dynamiquement la poutre, auquel cas nous mesurons le déplacement en fonction de la fréquence d'excitation, soit nous observons la réponse de la poutre à un échelon de force, ce qui permet par la même de mesurer l'amortissement de la poutre. Nous avons donc retenu cette dernière solution. Pour l'excitation de la poutre, des solutions acoustiques (ultra-son), mécaniques (micro-pointes, actionneur piézo-électrique), électrostatiques (forces électrostatiques), fluidiques (pression pneumatique) et électromagnétiques ont été envisagées. La poutre étant, dans notre microrelais, un élément du circuit magnétique, il nous a semblé plus pertinent d'utiliser l'actionnement magnétique pour l'excitation mécanique des poutres.

Nous décrirons dans un premier temps le principe et le dimensionnement de la commande magnétique, puis nous traiterons les résultats de ces mesures.

5-5-2 Etude et dimensionnement de la commande électromagnétique

L'idée générale est de permettre la flexion des poutres en les plongeant dans un champ magnétique créé par une macro-bobine extérieure. Le principe des forces réductantes est ici inapplicable car il suppose la canalisation du flux dans un entrefer relativement petit, et donc la réalisation d'un circuit magnétique amenant le champ magnétique créé jusqu'à l'extrémité de la poutre. Il nous a semblé plus judicieux

d'utiliser le couple magnétique issu de la non-colinéarité du vecteur aimantation de la poutre avec celui du champ d'induction magnétique extérieur créé par la bobine.

Soit \vec{M} le moment magnétique de la poutre et \vec{B}_e l'induction magnétique extérieure, créée par la bobine, traversant la poutre. Le couple $\vec{\Gamma}$ s'exerçant sur la poutre, et tendant à vouloir aligner \vec{M} sur \vec{B}_e , peut alors s'exprimer comme suit :

$$\vec{\Gamma} = \vec{M} \wedge \vec{B}_e \quad (1)$$

Si nous considérons que le champ d'induction magnétique \vec{B}_e est uniforme dans l'environnement proche de la poutre, il faut alors calculer le moment magnétique équivalent de la poutre. Or ce calcul n'est accessible que pour des géométries de types ellipsoïdes de révolution. Nous allons donc approcher la valeur du couple magnétique en utilisant les ellipsoïdes de révolution contenus dans le volume de nos poutres. Si nous faisons l'hypothèse d'un ellipsoïde uniformément aimanté parallèlement à un axe de symétrie (x par exemple), le champ magnétique à l'intérieur peut s'exprimer comme suit :

$$\vec{H}_x = -\frac{N_x \vec{J}_x}{\mu_0} \quad (2)$$

où N_x , N_y , et N_z sont les coefficients des champs démagnétisants suivant les trois axes.

Soit l'ellipsoïde de révolution contenu dans la poutre, et aimanté uniformément selon l'axe Oz (figure 5-11).

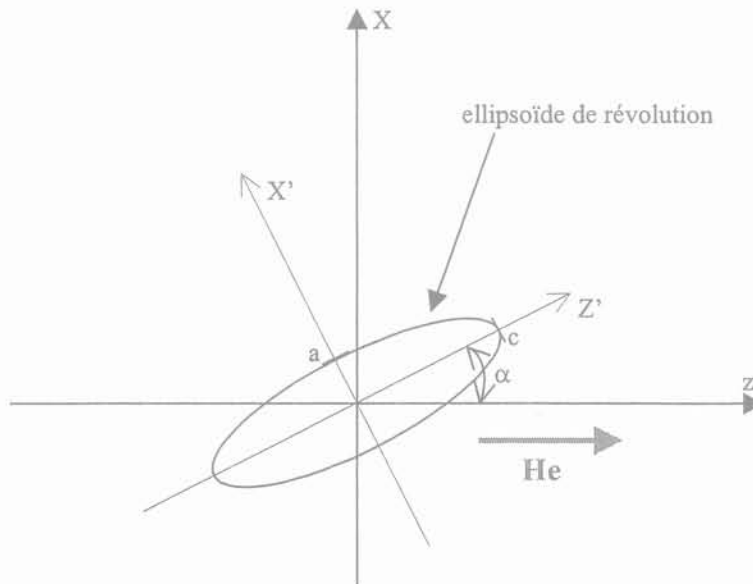


Figure 5-11. Ellipsoïde de révolution aimanté uniformément selon Oz et soumis à un champ extérieur H_e

Des équations 1 et 2 nous pouvons déduire l'expression générale du couple magnétique exercé sur une poutre :

$$\Gamma = -V H_e^2 \mu_0 (\mu_r - 1) \cos(\alpha) \sin(\alpha) \left[\frac{1}{1 + (\mu_r - 1) N_z} - \frac{1}{1 + (\mu_r - 1) N_x} \right] \quad (3)$$

Le couple est donc maximal pour un angle $\alpha = 45^\circ$, ce qui n'est pas facile à obtenir dans la pratique. La bobine devant être placée au plus près de la poutre, nous ne pouvons incliner celle-ci de 45° par rapport à l'axe longitudinal de la structure. Il est toutefois possible d'obtenir un angle proche de celui-ci si nous nous plaçons relativement près de conducteurs de sections carrées.

Nous avons donc simulé la commande suivante, en s'intéressant à la valeur du champ magnétique ainsi qu'à son orientation. Nous utilisons alors une bobine circulaire à section rectangulaire. Etant donné que nous travaillons en mode impulsionnel, nous pouvons imposer une densité de courant de 100 A/mm^2 .

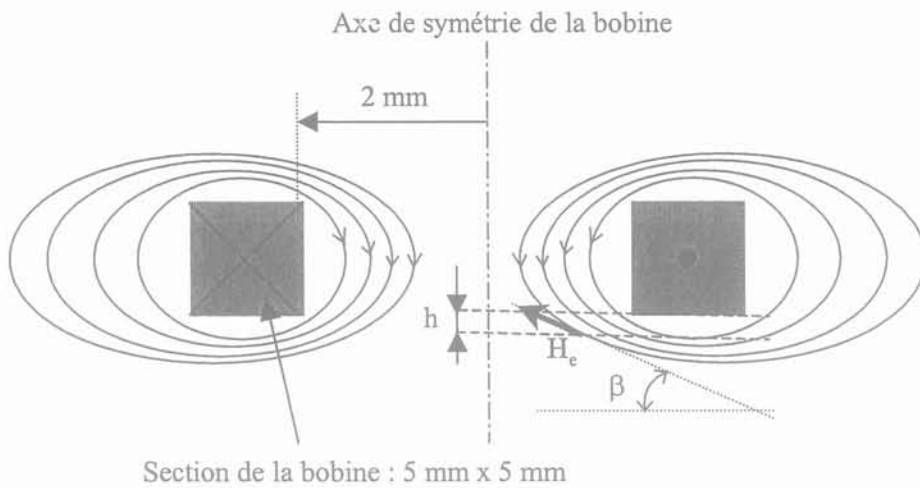


Figure 5-12. Principe et géométrie de la commande magnétique

Il semble raisonnable de pouvoir approcher la bobine de la poutre d'une distance h de $0,5 \text{ mm}$. Nous traçons alors le champ magnétique ainsi que son module dans le plan horizontal situé $0,5 \text{ mm}$ en dessous de la bobine.

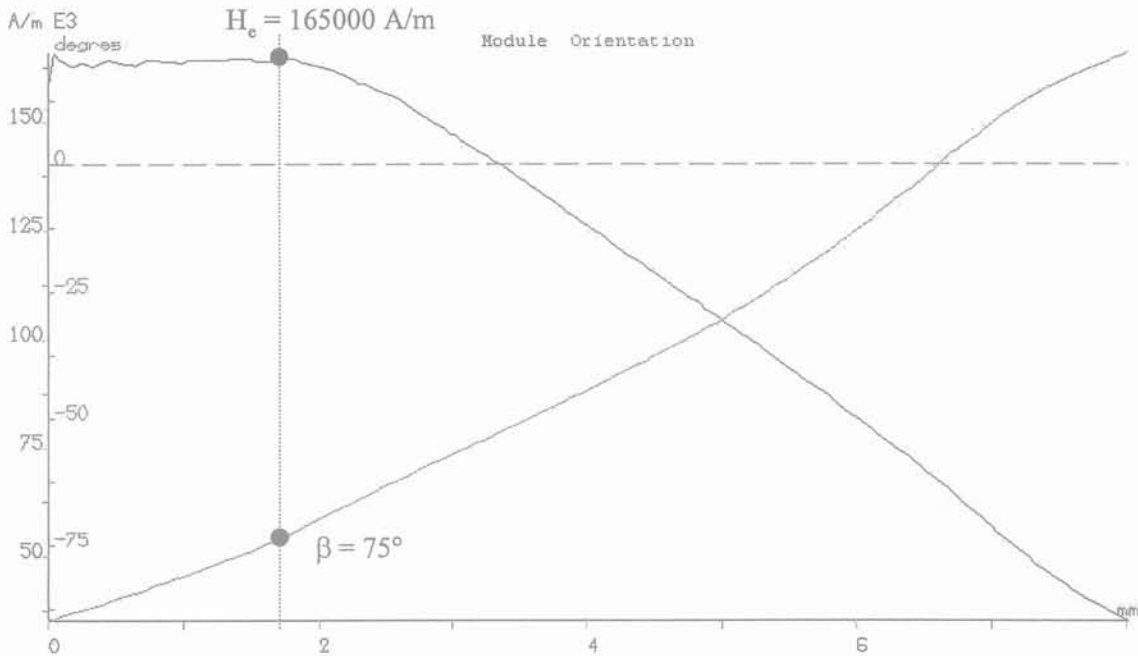


Figure 5-13. Principe et géométrie de la commande magnétique

Si, dans le cas de la figure 5-13, nous plaçons la poutre à 0,5 mm de hauteur et 3 mm du bord inférieur de la bobine, le champ magnétique atteint les 165000 A/m pour un angle de 75° . D'après (3), nous pouvons espérer atteindre une force comprise entre $2,4 \mu\text{N}$ pour le cas le moins favorable (ellipse aimantée selon Ox) et $287,2 \mu\text{N}$ (ellipse aimantée selon Oz), ce qui semble suffisant pour pouvoir détecter des déplacements significatifs (cf. chapitre 3).

Pour la mesure des déplacements, nous avons opté pour l'utilisation d'un vibromètre laser qui permet la détection de mouvements de quelques nanomètres. Le faisceau laser sera alors placé au dessus de la bobine, dans le rayon intérieur resté libre. La figure 5-14 représente l'ensemble du banc de mesure.

Pour générer des impulsions de courant, nous avons réalisé une carte électronique permettant la décharge de condensateurs à fortes capacités ($9400 \mu\text{F}$) sous plusieurs dizaines de volts, et ce avec des courants importants du fait de la faible résistance de la bobine ($\approx 1,5 \Omega$). Basée sur un monostable pour la création d'impulsions de quelques microsecondes, et d'une commande rapprochée pour l'ouverture et la fermeture d'un transistor MOS, la génération du courant de commande est directement modulable en fonction de la tension de charge des condensateurs.

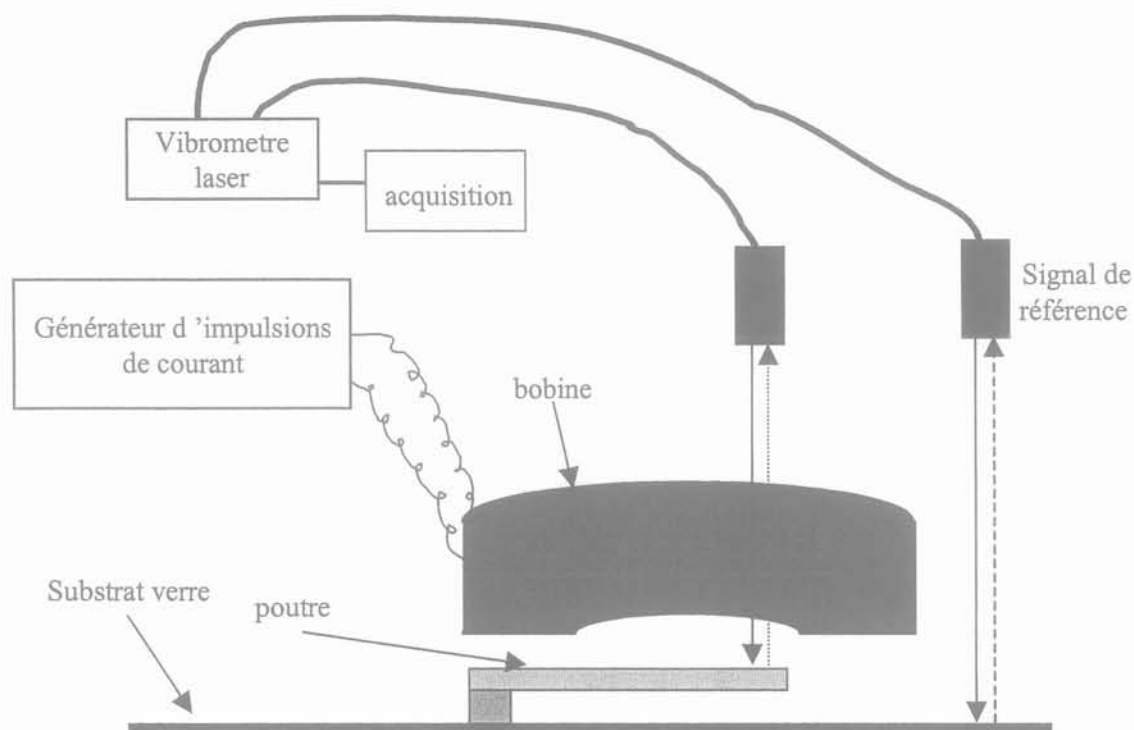


Figure 5-14. Principe du banc de test

5-6 Résultats et exploitation des mesures réalisées

A l'issu des nombreuses mesures réalisées, nous présentons dans cette dernière partie les principaux résultats obtenus. Nous nous attacherons dans un premier temps à valider la chaîne de mesure (répétabilité de la mesure pour une même poutre, puis pour une même puce). Puis nous aborderons, pour chaque grande famille de structure, les résultats relevés en terme de fréquences de résonance, d'amortissement et de réponse à l'excitation.

5-6-1 Répétabilité des mesures et protocoles de mesure

Pour garantir la validité des mesures, il conviendrait, théoriquement, d'effectuer un grand nombre de mesures pour l'ensemble des poutres à tester. Cependant, le nombre important de motifs (47) et de puces (851) – soit plus de 30.000 poutres – nous obligent à concentrer nos mesures sur un nombre donné de puces. En réalisant plusieurs séries de mesures sur une poutre donnée, nous avons pu mettre en évidence la répétabilité des réponses, quelle que soit le motif et sa position. De même, nous comparons les résultats obtenus pour des poutres de même motif et situées sur la même puce : les réponses sont similaires. Le tableau 5-1 indique les fréquences de résonances mesurées sur une puce contenant 4 poutres encastrees-libres de même géométries.

<i>Structure (dimensions)</i>	<i>Motif n° 1</i>	<i>Motif n° 2</i>	<i>Motif n° 3</i>	<i>Motif n° 4</i>
Encastrée-libre (300 μm x 30 μm x 7 μm)	62 kHz	63 kHz	63 kHz	66 kHz
Encastrée-libre (400 μm x 30 μm x 7 μm)	34,5 kHz	35 kHz	32 kHz	34 kHz

Tableau 5-1. Exemple des fréquences de résonance pour 4 poutres situées sur une même puce

Ces mesures montrent que, d'une manière générale, les poutres situées sur une même puce ont sensiblement les mêmes caractéristiques mécaniques (fréquences de résonance, amortissements), ce qui nous permet de limiter les mesures d'une puce à un seul motif.

Les hauteurs des caissons, réalisés pour le dépôt des poutres, n'étant pas homogènes, les épaisseurs des poutres varient du simple au double suivant la position des puces sur le substrat. Il nous faut donc, pour un même motif, mesurer les réponses pour différentes positions sur le substrat. Cinq points distincts, dont nous connaissons les hauteurs des caissons, sont ainsi définis sur le wafer. Les puces testées devront donc être localisées à proximité de ces points de référence pour permettre une approche de la hauteur des poutres et une comparaison des résultats entre les différents motifs (les puces relativement proches devraient être de même épaisseur). Ces zones sont représentées à la figure 5-15.

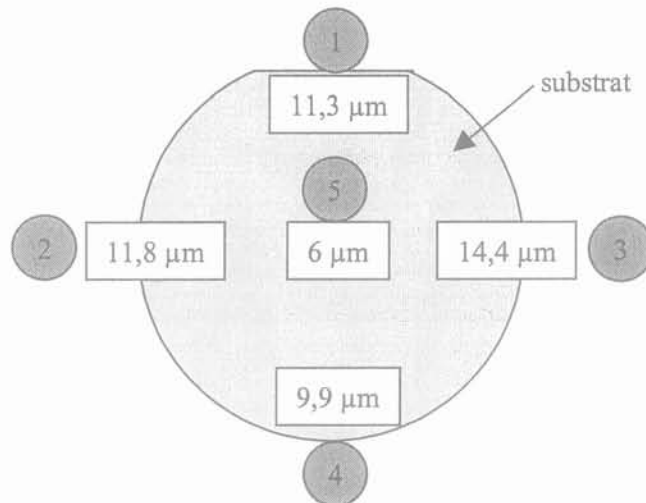


Figure 5-15. Identification des 5 zones de mesures et épaisseurs des caissons

5-6-2 Mesures sur les poutres encastrées-libres

Avant de synthétiser l'ensemble des résultats obtenus, nous présentons ici l'allure des réponses données par les structures de types encastrées-libres. Trois mesures sont ainsi réalisées : une première, sur une durée de 400 μs permet d'observer la réponse de la poutre à l'excitation magnétique – la seconde, sur une période beaucoup plus longue, permet d'observer l'amortissement de la poutre – la troisième, réalisée à champ magnétique nul, permet de mesurer sur quelques périodes la fréquence de résonance de la structure.

5-6-2-1 Exemple de réponses typiques pour des poutres encastrées-libres

Nous présentons ici l'allure typique des réponses obtenues pour les poutres encastrées-libres pour trois types de mesures :

- mesure sur une courte période ($\approx 400 \mu\text{s}$) pour étudier la réponse de la poutre à l'application d'un champ magnétique (figure 5-16)
- mesure sur une période très courte ($\approx 40 \mu\text{s}$) à champ nul (courant nul) pour observer l'oscillation de la poutre et mesurer sa fréquence de résonance (figure 5-17)
- mesure sur une longue période ($\approx 2 \text{ ms}$) pour étudier l'amortissement de la poutre dans le temps (figure 5-18)

Les constantes de temps de la bobine, ainsi que les temps de commutation des diodes de roue libre ne permettent pas, sur des temps très courts ($10 \mu\text{s}$) de générer des fronts raides. C'est pourquoi le courant, et donc le champ magnétique, possèdent des allures exponentielles.

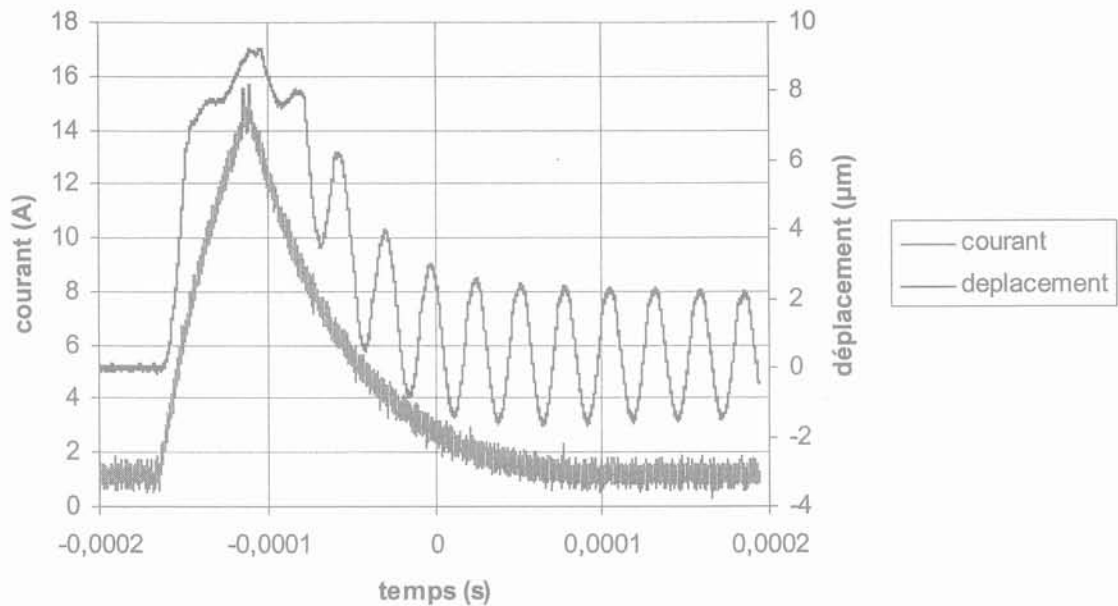


Figure 5-16. Réponse de la poutre après l'application d'un champ d'excitation

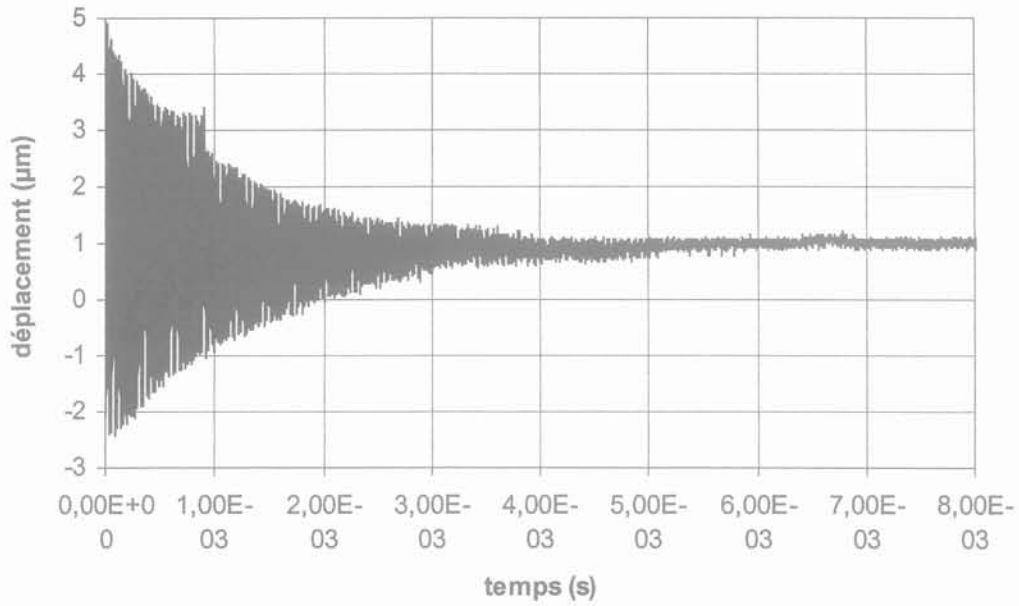


Figure 5-17. Amortissement de la poutre dans le temps

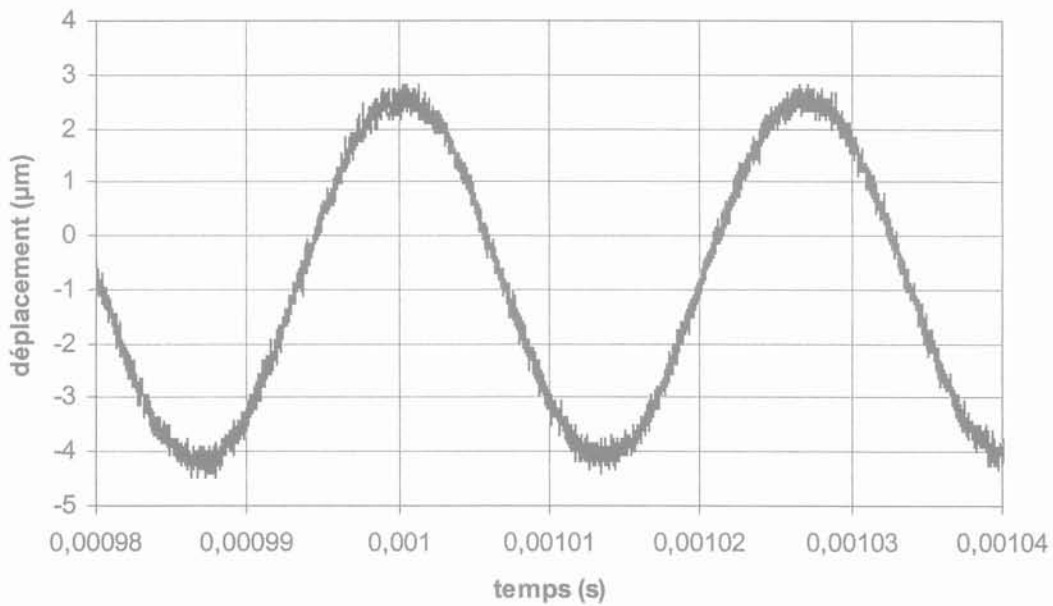


Figure 5-18. Vibrations de la poutre à champ nul

Afin de rendre compte du signal mesuré, aucun filtrage n'est appliqué. Pour l'exploitation, nous appliquons toutefois un filtre du second ordre.

Ces trois courbes sont intéressantes car elles permettent de discuter de la validité des mesures et des résultats. Sur la figure 5-16 nous observons pour l'ensemble des mesures des réponses incohérentes avec notamment des déplacements de plusieurs dizaines de micromètres. Cette mesure est en fait fautive car les vitesses de déplacements sont supérieures à celles mesurables par le vibromètre. Pour un calibre moyen de $2 \mu\text{m/V}$, la vitesse maximale garantie est de $0,25 \mu\text{m}/\mu\text{s}$ (la fréquence maximale est elle de 75 kHz). Ce qui est très largement dépassé le plus souvent (plus de $10 \mu\text{m}/\mu\text{s}$). Nous ne pouvons donc valider les mesures de réponse à l'application du champ magnétique. Les premiers points cohérents sont situés après l'annulation du champ d'excitation (temps = 0 sur la figure 5-16).

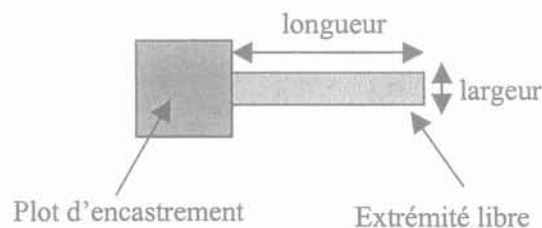
Les mesures réalisées sur une longue période sont cohérentes. Il convient toutefois de ne pas tenir compte des premiers points, pour les raisons que vous venons d'expliquer. La figure 5-17 illustre alors les vibrations d'une poutre avec son amortissement dans le temps.

Les mesures réalisées après disparition du champ (figure 5-18) sont également cohérentes et d'amplitudes significatives. Elles permettent de déterminer d'une façon précise la fréquence de résonance en flexion de la poutre.

Exceptée la réponse de la poutre à l'application du champ magnétique, nous pouvons valider la chaîne de mesure pour la détermination des fréquences de résonance ainsi que des constantes de temps de l'amortissement.

5-6-2-2 Mesures des fréquences de résonances des poutres encastrées-libres

Nous avons stratégiquement défini 5 zones de mesures pour chaque motif. Afin de pouvoir évaluer l'épaisseur des poutres, nous mesurons les réponses pour des poutres situées près des zones 1, 2, 3, 4, et 5 (figure 5-15). Le tableau 5-2 recense les fréquences mesurées en fonction des largeurs, longueurs, et zone géographiques.



		Zone 1 (11,3 μm)	Zone 2 (11,8 μm)	Zone 3 (14 μm)	Zone 4 (9,9 μm)	Zone 5 (6 μm)
largeur = 30 μm	L = 200 μm	$f > 100$ kHz	$f > 100$ kHz	$f > 100$ kHz	$f > 100$ kHz	95 kHz
	L = 300 μm	63,9 kHz	73,4 kHz	62,6 kHz	66,2 kHz	37,8 kHz
	L = 400 μm	34,6 kHz	42,5 kHz	48,3 kHz	44,1 kHz	23,6 kHz
largeur = 50 μm	L = 300 μm	82 kHz	66,4 kHz	78,9 kHz	58,6 kHz	41,7 kHz
	L = 400 μm	37,3 kHz	34,5 kHz	39,5 kHz	29,5 kHz	23 kHz
largeur = 80 μm	L = 300 μm	66,5 kHz	76 kHz	93 kHz	65 kHz	41 kHz
	L = 400 μm	30,4 kHz	45,1 kHz	58,2 kHz	41 kHz	21,6 kHz

Tableau 5-2. Fréquences de résonances en fonction de l'épaisseur de la zone, de la longueur et de la largeur de la poutre

Nous rappellerons ici la relation permettant de calculer la fréquence de résonance d'une poutre encastree-libre :

$$F_r = \frac{3,52 b}{2\pi L^2} \sqrt{\frac{E}{12 \rho (1+\nu)}}$$

où b représente l'épaisseur de la poutre, L sa longueur, E le module de Young, ρ la densité de masse volumique, et ν le coefficient de Poisson. Il apparaît dans ce tableau que les fréquences mesurées ne suivent pas complètement cette loi d'évolution de la fréquence de résonance. Cette dernière, qui ne doit normalement pas évoluer en fonction de la largeur, est relativement dispersée. Il convient de s'interroger sur les paramètres susceptibles de modifier les fréquences calculées par l'expression ci-dessus. Bien que des paramètres comme le module de Young, ou encore la densité de masse volumique puisse évoluer, le paramètre majeur reste l'épaisseur dont les mesures préalables ont montré l'inhomogénéité.

Cette inhomogénéité des épaisseurs de dépôts, due aux limites du procédé qui n'est pas adapté à des épaisseurs supérieures à 7 μm (épaisseur théorique), est toutefois intéressante car elle nous permet d'avoir un large échantillon de poutres, dont non seulement la longueur et la largeur varie, mais également l'épaisseur. Mais la détermination de l'épaisseur après libération des poutres est très difficile. Il ne nous est donc pas possible de déterminer pour chaque poutre testée son épaisseur. C'est pourquoi, comme nous l'avons déjà mentionné, les mesures sont réalisées près des 5 points (zones) où l'épaisseur est connue.

Ce premier tableau met en évidence les incohérences de certaines mesures. Si on se reporte à la relation permettant de calculer la fréquence de résonance, celle-ci est notamment proportionnelle à l'épaisseur pour une longueur donnée. Or certains résultats ne suivent pas cette relation. Afin de mieux appréhender les erreurs commises, nous pouvons donner l'expression de la différentielle totale de la fréquence de résonance :

$$\left| \frac{\Delta F_r}{F_r} \right| = \frac{\Delta b}{b} + 2 \frac{\Delta L}{L} + \frac{1}{2} \frac{\Delta E}{E} + \frac{\Delta \rho}{2\sqrt{\rho}}$$

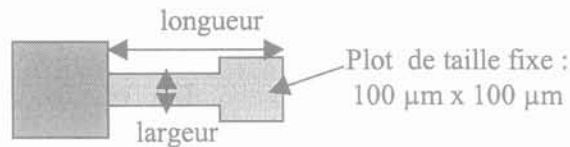
La longueur de la poutre étant relativement précise, la principale erreur vient ici de l'épaisseur, que nous ne connaissons pas exactement. Les constantes élastiques étant elles aussi relativement bien estimées, il convient donc de penser que c'est bien l'épaisseur, qui est ici mal approchée. Nous partons alors de la relation théorique pour recalculer les épaisseurs correspondantes aux fréquences mesurées, afin de pouvoir évaluer la cohérence des épaisseurs ainsi obtenues.

		Zone 1 (11,3 μm)	Zone 2 (11,8 μm)	Zone 3 (14 μm)	Zone 4 (9,9 μm)	Zone 5 (6 μm)
$b = 30 \mu\text{m}$	L = 200 μm	--	--	--	--	5,26 μm
	L = 300 μm	7,96 μm	9,14 μm	7,8 μm	8,25 μm	4,71 μm
	L = 400 μm	7,66 μm	9,41 μm	10,7 μm	9,77 μm	5,22 μm
$b = 50 \mu\text{m}$	L = 300 μm	10,2 μm	8,27 μm	9,83 μm	7,3 μm	5,19 μm
	L = 400 μm	8,26 μm	7,64 μm	8,75 μm	6,5 μm	5,09 μm
$b = 80 \mu\text{m}$	L = 300 μm	8,28 μm	9,5 μm	11,6 μm	8,1 μm	5,11 μm
	L = 400 μm	8,5 μm	9,97 μm	12,85 μm	9,08 μm	4,78 μm

Tableau 5-3 Calcul des épaisseurs en fonction de la fréquence mesurée

Les variations autour du point de mesure sont relativement importantes pour les fortes épaisseurs, et plus réduites pour la zone 5 (6 μm), mais restent dans la moyenne de l'épaisseur théorique visée de 7 μm .

Le tableau 5-4 recense les fréquences mesurées pour les poutres encastées-libres avec plot magnétique (100 μm x 100 μm).

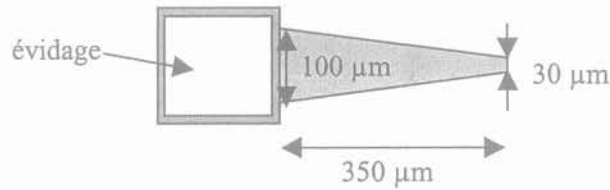


		Zone 1 (11,3 μm)	Zone 2 (11,8 μm)	Zone 3 (14 μm)	Zone 4 (9,9 μm)	Zone 5 (6 μm)
largeur = 30 μm	L = 300 μm	40 kHz	21 kHz	26,9 kHz	32 kHz	20,3 kHz
	L = 350 μm	33,6 kHz	25 kHz	22,4 kHz	20,4 kHz	15,1 kHz
	L = 450 μm	11,5 kHz	11,6 kHz	24 kHz	13,4 kHz	10,2 kHz
largeur = 50 μm	L = 300 μm	23,9 kHz	30 kHz	47,6 kHz	32,6 kHz	23,9 kHz
	L = 350 μm	42,4 kHz	23,4 kHz	36 kHz	25 kHz	18,2 kHz
	L = 450 μm	25,8 kHz	14,9 kHz	21 kHz	18,5 kHz	11,9 kHz
largeur = 80 μm	L = 300 μm	38 kHz	45,5 kHz	57,1 kHz	34,2 kHz	23,6 kHz
	L = 350 μm	29,1 kHz	37,9 kHz	50,5 kHz	35 kHz	26,3 kHz
	L = 450 μm	18 kHz	22,6 kHz	29,4 kHz	16,6 kHz	14,1 kHz

Tableau 5-4 Fréquences de résonances mesurées pour les poutres encastées-libres avec plot magnétique (100 μm x 100 μm)

Nous retrouvons ici les mêmes incohérences que dans le cas des poutres encastrees-libres précédentes. Le calcul des épaisseurs à partir des fréquences de résonances ne peut être appliqué ici car il n'existe pas de relation analytique simple. Nous pouvons toutefois remarquer l'effet direct de la masse en bout de poutre que représente le plot magnétique : les fréquences de résonance sont plus faibles, de l'ordre de 20 à 30%.

La dernière structure, trapézoïdale, est intéressante car elle permet, par évidage du plot d'encastrement, d'étudier l'effet de l'encastrement sur la réponse mécanique de la poutre. Une seule géométrie a ainsi été réalisée dont les dimensions sont les suivantes :



Les mesures ont montré que le fait de n'avoir qu'une largeur d'accroche de 10 μm était suffisant puisque les fréquences de résonance sont les mêmes. Nous donnerons en exemple une mesure effectuée en zone 1, les deux motifs étant sur la même puce :

Type d'encastrement	Fréquence de résonance mesurée
Encastrement plein	$F_{\text{résonance}} = 66,5 \text{ kHz}$
Encastrement évidé	$F_{\text{résonance}} = 66,8 \text{ kHz}$

Tableau 5-5 Fréquence de résonance pour une poutre avec plot d'encastrement plein et évidé

5-6-2-3 Mesures des amortissements des poutres encastrees-libres

Afin de déterminer la constante de temps de l'amortissement de la poutre, nous réalisons, après filtrage, une détection des extremums du module de la réponse. Nous calculons alors, par interpolation, l'expression de la courbe représentant l'enveloppe par l'équation du type :

$$\text{Enveloppe}(t) = K \exp\left(-\frac{t}{\tau} + \Delta\right)$$

La figure 5-19 représente un exemple d'une mesure pour une poutre encastree libre : on retrouve les points extremums ainsi que la fonction exponentielle calculée.

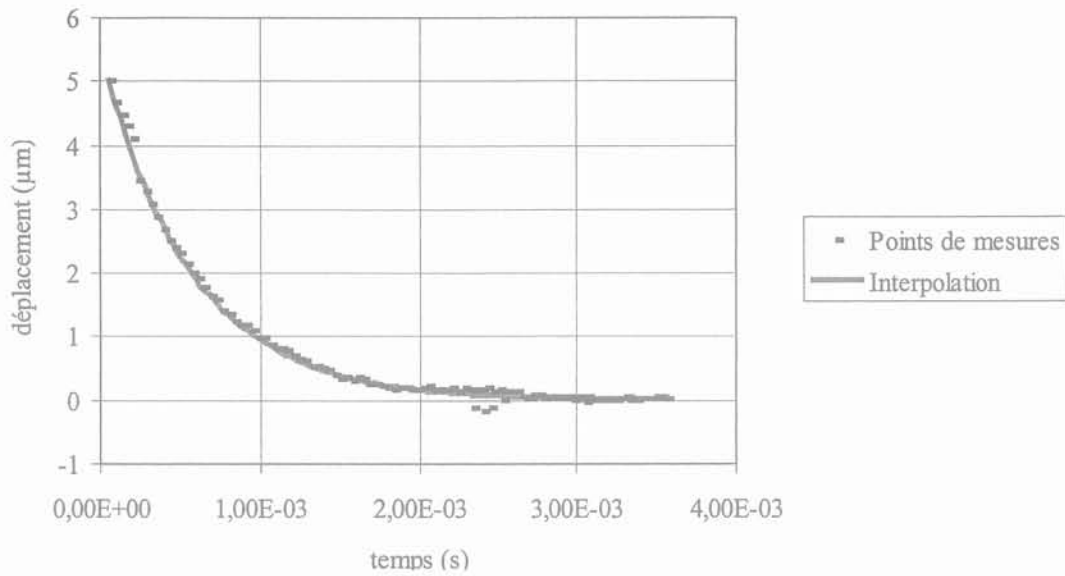


Figure 5-19. Principe et géométrie de la commande magnétique

Cet exemple montre le très faible amortissement des poutres dans le temps. Pour des périodes d’oscillations de quelques dizaines de microsecondes, les constantes de temps sont de l’ordre de la centaine de microsecondes. La tableau 5-6 recense ainsi les constantes de temps mesurées pour les poutres encastrees-libres avec, et sans plot magnétique.

		Zone 1 (11,3 µm)	Zone 2 (11,8 µm)	Zone 3 (14 µm)	Zone 4 (9,9 µm)	Zone 5 (6 µm)
$b = 30 \mu\text{m}$	L = 200 µm	--	--	--	--	0,91 ms
	L = 300 µm	0,56 ms	0,58 ms	0,51 ms	0,56 ms	0,86 ms
	L = 400 µm	0,50 ms	0,48 ms	0,44 ms	0,60 ms	0,72 ms
$b = 50 \mu\text{m}$	L = 300 µm	0,44ms	0,51 ms	0,49 ms	0,31 ms	0,70 ms
	L = 400 µm	0,55 ms	0,32 ms	0,44 ms	0,45 ms	0,61 ms
$b = 80 \mu\text{m}$	L = 300 µm	0,45 ms	0,44 ms	0,33 ms	0,42 ms	0,71 ms
	L = 400 µm	0,37 ms	0,40 ms	0,27 ms	0,41 ms	0,85 ms

Tableau 5-6 Constantes de temps de la courbe exponentielle d’amortissement pour les poutres encastrees-libres

Par rapport au fonctionnement de notre relais, si nous faisons l’hypothèse d’une fermeture en ¼ de période, nous pouvons penser que l’amortissement n’intervient pas dans les temps d’ouverture et de fermeture. Nous pouvons toutefois remarquer que l’amortissement est d’autant plus long que la poutre est large, longue et épaisse.

Nous retrouvons ces mêmes remarques pour les poutres encastées-libres avec plot magnétique.

		Zone 1 (11,3 μm)	Zone 2 (11,8 μm)	Zone 3 (14 μm)	Zone 4 (9,9 μm)	Zone 5 (6 μm)
largeur = 30 μm	L = 300 μm	0,47 ms	0,55 ms	0,42 ms	0,46 ms	0,65 ms
	L = 350 μm	0,44 ms	0,47 ms	0,30 ms	0,51 ms	0,68 ms
	L = 450 μm	0,45 ms	0,51 ms	0,44 ms	0,48 ms	0,71 ms
largeur = 50 μm	L = 300 μm	0,41 ms	0,39 ms	0,22 ms	0,51 ms	0,64 ms
	L = 350 μm	0,42 ms	0,33 ms	0,32 ms	0,45 ms	0,60 ms
	L = 450 μm	0,33 ms	0,39 ms	0,28 ms	0,38 ms	0,61 ms
largeur = 80 μm	L = 300 μm	0,30 ms	0,38 ms	0,32 ms	0,37 ms	0,67 ms
	L = 350 μm	0,39 ms	0,38 ms	0,38 ms	0,48 ms	0,57 ms
	L = 450 μm	0,33 ms	0,37 ms	0,19 ms	0,37 ms	0,54 ms

Tableau 5-7 Constantes de temps de la courbe exponentielle d'amortissement pour les poutres avec plots magnétiques

Les constantes de temps sont légèrement plus faibles, mais elles conservent une valeur importante par rapport aux fréquences de résonances (périodes d'oscillation).

5-6-3 Autres structures étudiées

Bien que l'objectif principal soit la mesure des caractéristiques des poutres encastées-libres, d'autres structures ont été étudiées.

Poutre encastée-encastée :

La mesure des poutres encastées-encastées est très délicate. Pour pouvoir observer la résonance en flexion, il faut pouvoir appliquer une force qui soit proche du centre de la poutre. Ce qui est très difficile avec notre actionnement par macro-bobine. Il résulte alors une superposition d'ondes qui ne rend pas facile la mesure des périodes d'oscillations. De plus, la raideur mécanique étant plus importante, les déflexions obtenues sont très faibles (inférieures au micron). A un calibre de 0,5 $\mu\text{m}/\text{v}$ sur le vibromètre, la fréquence maximale mesurable n'est plus que de 25 kHz. Nous sommes donc obligé de faire les relevés sur le calibre supérieur (2 $\mu\text{m}/\text{v}$), ce qui rend encore moins précis la mesure. Le tableau suivant recense les fréquences mesurées pour les trois poutres d'une largeur de 50 μm .

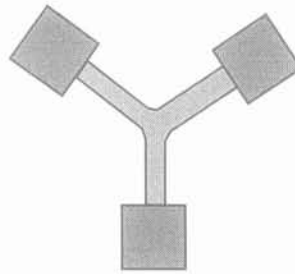
Longueur = 600	$F_{\text{résonance}} = 113,6$ kHz
Longueur = 700	$F_{\text{résonance}} = 109,2$ kHz
Longueur = 800	$F_{\text{résonance}} = 98$ kHz

Tableau 5-4 *Fréquences de résonances mesurées pour les poutres encastrées-encastrées*

La faible qualité du signal et la valeur de la fréquence du signal nous obligent toutefois à rester prudent sur la fiabilité de ces résultats. Ils sont cependant cohérents et proches des valeurs calculées lors du dimensionnement mécanique. Ces structures offrent donc l'avantage de fréquences de résonance élevées mais nécessitent une force mécanique supérieure pour obtenir des déflexions suffisantes.

Structures à encastremets multiples :

Plusieurs structures ont été réalisées en forme d'étoile avec plusieurs bras/poutres. La figure suivante illustre un exemple d'une structure avec 3 poutres. Il existe également des structures à 5 poutres.



La difficulté à produire une force au centre de la structure, conjuguée à la grande raideur mécanique, ne nous a pas permis de réaliser des mesures fiables. Les déflexions sont quasi nulles et le signal non sinusoïdal.

Structures à guide de flux

Comme nous l'avions prévu, la culasse magnétique, présente tout autour de la poutre, canalise une très grande partie du flux, empêchant d'avoir un couple magnétique suffisant dans la poutre. Aucune mesure n'a donc pu être réalisée pour ces structures. Ceci n'est en fait pas un problème puisque les structures mécaniques utilisées (poutres) ont déjà été testées auparavant (poutres sans guide de flux). La réalisation du guide de flux était surtout utile pour l'aspect technologique (faisabilité).

5.5. Conclusion sur l'étude des structures mécaniques

Le but de cette dernière brique de base était double. D'une part, elle devait nous permettre de valider la filière technologique, et d'autre part, de caractériser les structures mécaniques afin de les comparer à celles calculées dans le chapitre 3, et valider par la même les dimensions retenues pour répondre au cahier des charges.

La cohérence des résultats a permis de valider la chaîne de mesure. Cependant, les limites de notre vibromètre ne nous ont pas permis d'étudier la réponse instantanée de la poutre lorsque nous lui soumettons un champ magnétique d'excitation. Les fréquences supérieures à 100 kHz ont également été ignorées, la limite de l'appareil étant fixée à 75 kHz.

Les fréquences de résonance obtenues pour les structures encastrées-libres sont relativement proches de celles calculées préalablement. Les structures les plus rigides permettent bien d'obtenir des fréquences de résonance supérieures à 50 kHz, ce qui permet de garantir des temps de commutation inférieurs à 10 μ s. Nous avons également pu observer le très faible amortissement de ces poutres : avec des constantes de temps de plusieurs centaines de microsecondes, nous pouvons estimer que l'influence de l'amortissement sur l'ouverture ou la fermeture du microrelais est pratiquement nulle. Ces mesures permettent donc de valider le choix des structures mécaniques retenues.

CONCLUSION

la commutation des signaux d'émission et de réception dans les téléphones cellulaires. Nous avons décomposé le problème en trois parties principales : une partie mécanique, principalement axée sur la partie mobile et déformable du microrelais, une partie électromagnétique, qui doit permettre de générer des forces suffisantes pour fermer le contact et assurer une force minimale, et enfin une partie électrique qui concerne plus spécifiquement l'application microrelais, avec l'étude des microcontacts nécessaires à cette fonction.

Les structures mécaniques que nous avons étudiées, étaient basées sur des systèmes à poutre encastree-libre et encastree-encastree. Le compromis à tenir entre structure « souple » permettant de grandes déflexions sous de faibles forces, et une structure suffisamment rigide pour que la première fréquence soit supérieure à 50 kHz (fermeture du contact en 10 μ s) nous a conduit à retenir la solution de la poutre encastree-libre pour notre microrelais. La structure mécanique retenue était donc basée sur une poutre en FeNi de dimensions 300 μ m x 100 μ m x 7 μ m. Elle est caractérisée par une fréquence de résonance théorique de 55,85 kHz, et permet une déflexion maximale de 15 μ m pour une force mécanique de 1 mN. L'ensemble de ces calculs théoriques a été comparé par la suite aux mesures obtenues sur les poutres réalisées par les procédés microtechnologiques. Les simulations électromagnétiques, réalisées à l'aide des logiciels éléments finis Flux2D et Flux3D, nous ont permis de dimensionner le circuit magnétique permettant de fournir une force minimale de l'ordre de 500 μ N, nécessaire à la fermeture du relais et à l'établissement d'un contact stable, et de résistance faible ($< 1\Omega$). Les premières structures envisagées (circuits magnétiques en U et en E) n'ont pas permis d'obtenir des forces suffisantes (inférieures à 100 μ N). Les rapports de forme élevés de ces géométries entraînent des fuites importantes qui limitent le flux disponible dans l'entrefer. Pour permettre le passage d'un flux plus important, nous avons préféré un alliage de CoFeCr au FeNi, qui possède une induction à saturation supérieure. Afin de résoudre ce problème de fuites magnétiques, d'autres solutions ont été envisagées. Ne permettant pas non plus de répondre au cahier des charges, elles ont toutefois fait l'objet d'une demande de dépôt de brevet, dans la mesure où elles permettent d'obtenir une fonction bistable. Toutes ces simulations nous ont amené à réfléchir sur le principe même de l'utilisation d'une structure unique, répondant à la fois aux besoins mécaniques (raideur, fréquence de résonance), et électromagnétiques (section de la poutre pour le passage du flux, longueur limitée pour réduire les fuites magnétiques). C'est pourquoi nous avons par la suite étudié une solution dite « à guide de flux », où un circuit magnétique parallèle permet « d'amener le flux » en bout de poutre, là où doit s'exercer la force. Les simulations réalisées ont permis de montrer le gain apporté par cette solution en terme de force. Pour un entrefer de 1 μ m, il est possible d'atteindre plus de 500 μ N, ce qui reste suffisant pour notre microrelais. Le guide de flux ne modifie ainsi en rien la géométrie de la poutre, ce qui permet de garder les caractéristiques mécaniques définies préalablement. Cette structure, qui a également fait l'objet d'une demande de brevet, a donc été retenue pour la réalisation d'un premier prototype. La commande magnétique est, quant à elle, basée sur une bobine planaire, dont la hauteur des conducteurs est volontairement limitée à 15 μ m pour des raisons technologiques. La largeur d'une spire peut être variable selon le courant de commande choisi, la force magnétomotrice devant être conservée. La commande magnétique en U permet ainsi de respecter la puissance maximale de 30 mW, avec un courant de 0,28 A sous une tension de 0,1 V. Les simulations électromagnétiques ont donc permis de définir une structure finale respectant le cahier des charges établi, mais également d'apporter des éléments essentiels pour la réalisation de micro-actionneurs électromagnétiques intégrés.

La réalisation et l'étude des microcontacts électriques nous a permis de définir un premier outil nécessaire au dimensionnement, mais également de montrer l'influence des problèmes de positionnement et de translations des contacts sur la résistance électrique. Le principe du banc de test est basé sur l'établissement d'un contact électrique entre les deux parties d'une ligne de type microruban coupée en son milieu. Ces lignes, d'une longueur fixe de 6000 μm , ont été réalisées à des largeurs de 100 μm , 200 μm , 300 μm et 500 μm . Les contacts supérieurs, de forme carrés, ont pour dimension 120 μm , 220 μm , 320 μm et 520 μm de côté. La mesure de la force est indirecte, nous mesurons la déformation d'un bras mécanique pour en déduire ultérieurement la force (via sa raideur mécanique $\approx 12 \mu\text{N}/\mu\text{m}$). La principale difficulté réside dans le fait que le contact, une fois posé sur la ligne, est soumis à des translations dans le plan du contact, ce qui rend la connexion électrique de la ligne aléatoire et instable dans les premiers points de mesures (forces très faibles). Les simulations électromagnétiques nous laissant présager une force de 500 μN , une résistance de contact inférieure à l'ohm devrait pouvoir être garantie, et ce pour une surface de contact de 20000 μm^2 . Cette étude nous a donc non seulement permis de répondre à notre dimensionnement et de valider les procédés technologiques utilisés, mais également de fournir un premier outil pour l'utilisation et la réalisation de microcontacts électriques.

Enfin la réalisation des structures mécaniques a permis, d'une part, de valider les procédés technologiques qui ont été mis en œuvre, mais également de caractériser les structures étudiées, afin de pouvoir les comparer aux calculs réalisés pour le dimensionnement. Les structures les plus étudiées ont été les poutres « encastrées-libres », puisqu'il s'agit de la structure retenue pour la réalisation d'un prototype. Nous avons également étudié des poutres encastrées-encastrées ainsi que des poutres à encastres multiples. Les structures à guide de flux ont également été réalisées : l'objectif principal était ici de pouvoir évaluer la faisabilité de géométries aussi complexes, et notamment la réalisation d'entrefers proche du micron. Les fréquences de résonance mesurées sont globalement celles attendues (par le calcul) puisqu'elles se situent entre 40 kHz et 60 kHz. L'exploitation de ces résultats est toutefois délicate : nous avons pu observer des variations de fréquences importantes, ainsi que des lois d'évolution de la fréquence difficiles à déterminer. Le principal problème réside dans la technologie, qui ne nous a pas permis d'obtenir des épaisseurs homogènes de 7 μm . Il en résulte, dans la pratique, un ensemble de poutres dont l'épaisseur varie avec la localisation géographique sur le wafer, épaisseur qu'il est très difficile de mesurer après réalisation. D'autres problèmes sont également à prendre en compte comme la présence de contraintes mécaniques importantes qui induisent initialement des flexions dans les poutres, et provoquent également des problèmes d'adhérence entre les couches déposées (ex : décollement entre l'isolant et la poutre en CoFeCu). Si l'ensemble des structures réalisées sur la wafer n'est pas optimisé, les mesures ont permis, d'une part, de valider en partie la technologie mise en œuvre, et d'autre part, de valider les calculs et simulations effectués pour le dimensionnement mécanique. La technologie utilisée, ainsi que les structures retenues, permettent de répondre au cahier des charges et pourront donc être reprises pour la réalisation d'un premier prototype.

Nous pouvons aujourd'hui entrevoir plusieurs perspectives pour compléter et parachever ces travaux. Un premier axe concerne le développement et l'amélioration des technologies utilisées. La réalisation de poutres d'épaisseurs homogènes, de contraintes mécaniques réduites (réduire les flexions initiales ainsi que les problèmes d'adhérence) est primordiale pour garantir et valider un procédé technologique industriel fiable. Toujours dans l'optique d'une industrialisation du microrelais, une étude importante liée au

packaging devra être menée. Elle est importante car elle assure le bon fonctionnement du composant. Il doit notamment prendre en compte l'isolation des contacts pour éviter la présence de corps étrangers nuisibles à la qualité du contact, mais également à son établissement. Nous pourrions également imaginer le placement des contacts dans un gaz pour permettre une meilleure isolation ou encore une dégradation des surfaces plus lentes. Le packaging devra également s'intéresser aux problèmes de chocs mécaniques ou de vibrations qui ne devront pas perturber le fonctionnement du microrelais. Un autre axe important concerne la réalisation des microbobines pour la commande magnétique du relais. Les procédés utilisés aujourd'hui seront peut être à adapter, dans la mesure où ils devront rester compatibles avec l'ensemble des procédés utilisés pour la réalisation intégrale du microrelais. De nouveaux types de microbobines pourraient être étudiées pour s'adapter au contexte ou à l'application (ex : réalisation de solénoïdes à la place de bobines planaires). Les perspectives se tournent également vers l'étude des problèmes de CEM (Compatibilité ElectroMagnétique) que l'on pourrait rencontrer entre les champs magnétiques créés par l'actionnement du microrelais et les signaux électriques transmis. Bien que nous ayons abordé cette question avec notamment la possibilité d'éloigner (déporter) le contact de l'entrefer, il faudrait pouvoir apprécier de façon précise les impacts potentiels des lignes de fuites sur les signaux commutés.

Enfin, des perspectives à plus courts termes concernent la réalisation d'un premier prototype, basé sur la structure finale retenue (solution à guide de flux avec poutre encastrée-libre). Elle devrait permettre d'une part de valider la solution retenue, et d'autre part de comparer les différents paramètres calculés dans le dimensionnement (résistance de contact, pertes par insertion, isolation, puissance consommée, fréquence de commutation, temps de fermeture, influence des rebonds, vieillissement des contacts électriques, etc.).

RESUME en français

Cette thèse traite de l'étude de microstructures (microsystèmes) pour la réalisation de microrelais électromagnétiques et magnétostrictifs. Ce travail se divise en trois parties. Dans un premier temps, une analyse bibliographique nous permettra d'introduire les microtechnologies et les microsystèmes. Ensuite, cette analyse se focalisera plus spécifiquement sur la problématique du microrelais. Dans une deuxième partie, nous aborderons la première solution étudiée : le microrelais magnétostrictif. Nous montrerons ici le fort potentiel des applications couches minces dans ce domaine, avec le dimensionnement d'un premier prototype. Cette étape passe par le développement d'un premier modèle analytique qui y est présenté. Enfin dans une troisième partie, nous traiterons de l'élaboration de microrelais électromagnétiques à application RF (fonction émission/réception des commutateurs de téléphones cellulaires). Ce travail se décompose en trois parties. Nous traiterons d'abord le dimensionnement mécanique des structures retenues, puis le dimensionnement magnétique (commande, circuit magnétique, etc...). Enfin nous présenterons les réalisations technologiques ainsi que la caractérisation mécanique des structures.

TITRE en anglais

Development and Realisation of Basic Steps for the Conception of Electromagnetic and Magnetostrictive Microrelays

RESUME en anglais

This thesis deals with the study of microstructures (microsystems) in order to realize electromagnetic and magnetostrictive microrelays. This work is divided in three parts. In a first step, a bibliographical analyze will introduce microtechnologies and microsystems. Then, this analyze will focus more specifically on the microrelay problematic. In a second step, we will approach the first solution studied: the magnetostrictive microrelay. We will show the high potential of thin films in this properties, with the study of a first prototype. This step gives a first analytical model which is developed here. Finally, in a third party, we deal with the conception and development of electromagnetic microrelays for RF applications (function emission/reception in mobile phone switches). This work is divided in three parts. We will start to present the mechanical design of the structures, then the magnetic design (microcoils, magnetic circuit). To finish, we will treat of the technological realisation of the structures and theirs mechanical characterisations.

DISCIPLINE

Génie Electrique

MOTS - CLEFS

Microsystèmes, Microrelais, Microtechnologies, Micropoutres, Simulations mécaniques, Simulations électromagnétiques, Magnétostriction, Couches minces

Microsystems, Microrelay, Microtechnologies, Microbeam, Mechanical simulations, Electromagnetic Simulations, Magnetostriction, Thin films

INTITULE ET ADRESSE DE L'U.F.R. OU DU LABORATOIRE :

Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble
Domaine Universitaire
Rue de la Houille Blanche - B.P. 46
38 402 Saint-Martin d'Hères