HAL
open science

Conception, réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques

Bruno Estibals

To cite this version:

Bruno Estibals. Conception, réalisation et caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2002. Français. NNT : . tel-00132054

HAL Id: tel-00132054

https://theses.hal.science/tel-00132054v1

Submitted on 20 Feb 2007

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.

INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE

T H E S E

En vue de l'obtention du
Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse

Discipline : Conception des Circuits Microélectroniques et Microsystèmes

Présentée et Soutenue
Par

Bruno ESTIBALS

Le 19 Décembre 2002

Titre :

Conception, Réalisation et Caractérisation de micro-miroirs à déflexion localisée appliqués aux télécommunications optiques

Jury

Président	Y. CHÉRON
Rapporteurs	A. POVEDA-LOPES G. REYNE
Examinateurs	C. PISELLA F. VERLUISE
Directeurs de thèse	A-M. GUÉ H. CAMON

Avant Propos.

"La bave du crapaud n'empêche pas la caravane de passer"
Théo

Avant propos.

Le travail présenté dans ce mémoire a été réalisé au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes, au sein du groupe Microsystèmes et Intégration des Systèmes.

Je tiens tout d'abord à remercier Jean-Claude Laprie, pour m'avoir accueilli dans son laboratoire, ainsi qu'Augustin Martinez, pour m'avoir accepté dans la formation doctorale qu'il coordonne. J'ai également pu apprécier son amitié et ses conseils toujours très bien éclairés.

Je remercie tout particulièrement mes directeurs de thèse, Anne-Marie Gué et Henri Camon, pour avoir accepté de diriger mes travaux. Merci Henri pour ta disponibilité, tes qualités scientifiques et humaines et surtout pour ta confiance. Merci aussi de m'avoir fait découvrir qu'il n'y avait pas que le Stade Toulousain qui savait jouer au rugby, mais aussi l'USAP.

J'exprime aussi toute ma gratitude à mon employeur durant cette thèse, Tronic's microsystems, et en particulier à Stéphane Renard et Christian Pisella. Ils ont su me faire découvrir la réalité et les contraintes du monde industriel avec beaucoup de sympathie malgré leurs emplois du temps toujours très chargés. Je n'oublie pas mes amis de Grenoble : Diana Roméro, toujours de bonne humeur, Vincent Gaff, l'Européen, Françoise Giraud et Joel Collet.

Je souhaite également remercier chaque membre de mon jury de thèse : Yvon Chéron, Directeur de Recherche au LEEI et Président de mon jury, Gilbert Reyne, Directeur de Recherche au Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble et Premier Rapporteur, Alberto Poveda-Lopes, Professeur à l'Université Polytechnique de Catalogne, Christian Pisella, Directeur Technique de Tronic's Microsystems et Frédéric Verluise, Ingénieur Recherche et Développement chez Nettest. A tous, merci pour la justesse de vos remarques qui m'ont permis d'affiner certains points importants de la thèse.

Plusieurs personnes ont également joué des rôles clefs durant ces années de thèse. Je pense tout d'abord à Corinne Alonso, ma co-locatrice de bureau. Elle a su m'épauler dans les moments difficiles de la thèse et me donner des conseils toujours avisés, avec beaucoup d'amitiés et surtout le goût de la recherche.

Vient ensuite géographiquement Bruno Jammes. De part notre passion commune, sa gentillesse et ses conseils éclairés, il a su, lui aussi, me montrer les ficelles du métier avec beaucoup d'amitiés.

Enfin, j'ai une pensée particulière pour mon maître spirituel, autant dans le monde scientifique que dans le monde de la voiture ancienne, Jean-Claude Marpinard. C'est toujours avec un réel plaisir que j'entreprend, toujours sans limite de temps, des discussions sur l'électronique de puissance ou les Bugatti. Merci Jean-Claude de m'avoir ainsi mis « sur la bonne voie ».

Je remercie aussi tout particulièrement mes collègues et amis espagnols de l'Université Rovira i Virgili et l'Université Polytechnique de Barcelone, pour leurs compétences scientifiques et les différentes échanges culturels : Luis Martinez-Salaméro, François Guinjoan, Eduard Alarcon et en particulier mes amis Hugo Valderrama-Blavi, Ramon Leyva-Grasa, Angel Cid-Pastor et Ricart Pedrola avec qui j'ai partagé deux années formidables de ma vie, à parler d'AC-LFR, de fuzzy control, de moqueta ou encore de tourron.

Merci également à mes autres collègues du couloir : François Olivié, Pierre Temple, Carole Rossi, Christian Bergaud, Christophe Vieu, Jean-Louis Sanchez, Emmanuel Scheid. J'ai également une pensée particulière pour Sophie Tarbouriech et Isabelle Queinnec.

Je remercie l'ensemble de mes collègues d'enseignement de l'Université Paul Sabatier et de l'INSA de Toulouse et en particulier Nicolas Nolhier, Philippe Ménini, Frédéric Morancho, Jean-Louis Noullet, Jean-Marie Dilhac, Daniela Dragorimescu. Un grand merci à Jean-Yves Fourniols pour sa confiance et son amitié et pour m'avoir permis de créer à ses côtés cet enseignement de CAO Microsystèmes…

A mes camarades de thèse : Alfredo Santana, Roberto Reyna, Laurent Malaquin, Georges Soto-Roméro, Laurent Rabbia, David Tremouilles, Laurence Morancho, Stéphane Alvès, Marie-Laure Pourciel, Petra Schmitt, Guillaume Auriol, Alexandre Marchese, Francis Bony, Mathieu Girardel, Efrain Jaime, Benoit Larangot, Sylvaine Muratet, Thomas Ricart et… Alain Salles.

A l'ensemble du personnel technique, qui m'a permis d'acquérir une grande et précieuse expérience autant technique qu'humaine : Denis Lagrange, Franck Carcenac, Fabrice Mathieu, France et Rodolphe Langohrig, Arlette Evrard et Michelle Powell. Une pensée spéciale pour Nicole Higounet, Isabelle Nolhier et surtout « El Kikiberti », Monsieur Christian Berty, le toréador de l'imprimerie, pour qui l'impression tout comme le dosage d'un noble breuvage n'a aucun secret.

Enfin, je ne veux pas oublier mes amis de toujours, que j' ai souvent laissé tomber à cause de retard dans mon boulot ou d'un événement imprévu à résoudre : Sigrid, Isa, Cathy, Chloé, Christel, Valérie, Aldric, Frantz, Stéphane, Richard, Président Christian et Jean-Paul.

Pardon enfin à tout mes amis des voitures anciennes que j'avais lachement abandonné pendant deux ans : Louis, Hervé, Patrick, Honoré, C. Tressens et tous les autres.

Merci à ma famille de m'avoir guidé, soutenu et encouragé pendant cette période difficile de la vie. Enfin, pour mon cher Frère, Christel et Cathy, je concluerai par une phrase de Paul Volfoni : « *laisses nous te dire que tu te prépares des nuits blanches, des migraines, des nervousses brékdones comme on dit de nos jours* ».

Table des matières.

TABLE DES MATIERES

Table des matières **1**

Introduction générale **7**

Chapitre 1 : Les transmissions de données par voie optique optiques **11**

1. Les télécommunications optiques 13
   1.1 Opportunités du marché 13
   1.2 La technologie DWDM 14
   1.3 Impact des technologies DWDM sur le marché 16
   1.4 Transmission d'information par électron ou photon ? 17

2. Etude d'un réseau de télécommunication optique 19
   2.1 Principales composantes des systèmes de transmission optique 19
   2.2 Classification des composants optiques des réseaux Télécoms 20
   2.3 Description des composants selon leur fonction 21
      2.3.1 Les transmetteurs 21
      2.3.2 Les lasers 22
      2.3.3 Les modulateurs 23
      2.3.4 Les atténuateurs, isolateurs et compensateurs de dispersion 24
      2.3.5 Les amplificateurs optiques 24
      2.3.6 Les récepteurs 25
      2.3.7 Les Optical Cross Connects (OXC) 25
      2.3.8 Les Optical Add/Drop Multiplexer (OADM) 25
      2.3.9 Synthèse 26

3. L'apport des microsystèmes dans les télécoms optiques 26
   3.1 Les microsystèmes, une technologie prometteuse pour les télécoms optiques 26
      3.1.1 Les télécommunications optiques : un environnement florissant 26
      3.1.2 Le lancement de nouvelles start-up 28
      3.1.3 Les télécommunications fibres optiques : une opportunité pour les MEMS 28
      3.1.4 Perspectives 28
   3.2 Les microsystèmes optiques 29
      3.2.1 Introduction 29
      3.2.2 Enjeux des microsystèmes optiques pour la commutation 30
      3.2.3 Principales techniques de fabrication des MEMS optiques 30
   3.3 Les microsystèmes optiques pour la commutation 31
      3.3.1 Généralités 31
      3.3.2 Les commutateurs de type « porte optique » par déplacement de fibre 32
      3.3.3 Les commutateurs de type « porte optique » utilisant des micro-miroirs 36
      3.3.4 Les matrices de commutation à base de micro-miroirs 40
      3.3.5 Les matrices de commutation à base de guide d'ondes 41

4. Cahier des charges 44
   4.1 Objectifs 44
   4.2 Démarche envisagée 45

Chapitre 2 : validation des outils de CAO utilisés pour la conception du micro-miroir 47

1. Positionnement du problème 49
1.1 Généralités 49
1.2 Description générale du micro-miroir mis au point 50
1.3 Modélisation aux éléments finis de la structure 51
1.3.1 Généralités 51
1.3.2 Méthode de conception 52
1.4 Simulation du micro-miroir sous COVENTOR 54
1.4.1 La création du modèle tri-dimensionnel maillé 54
1.4.2 Préparation des simulations 56

2. Validation du logiciel aux éléments finis 58
2.1 Description du comportement mécanique d'une barre de torsion 58
2.1.1 Calcul de la raideur du ressort à partir du modèle analytique 58
2.1.2 Calcul de la raideur du ressort en tenant compte de l'anisotropie du Si 60
2.1.3 Validation du modèle aux éléments finis de COVENTOR 62
2.14 Etablissement d'un facteur correctif 64
2.2 Modèle électrostatique 65
2.2.1 Modèle analytique : expression et caractérisation du moment 65
2.2.2 Etude de l'expression de la tension de commande dans le cas général 67
2.2.3 Etude du comportement électrostatique du miroir 69
2.2.4 Modèle analytique tenant compte des phénomènes de Pull-In 71
2.2.5 Simulation électrostatique avec prise en compte des phénomènes de Pull-In 76
2.3 Conclusion 78

Chapitre 3 : Conception et réalisation du micro-miroir 79

1. Définition d'une structure micro-miroir de test 81
1.1 Cahier des charges 81
1.1.1 Structure 81
1.1.2 Commande 82
1.1.3 Faisceau lumineux 82
1.1.4 Détail des normes Bellcore 83
1.1.5 Contraintes technologiques 85
1.2 Détermination des dimensions géométriques du miroir 85
1.2.1 Dimensions du miroir 85
1.2.2 Dimensions des barres de torsion 86
1.3 Simulation comportementale : couplage COVENTOR-SABER 88
1.3.1 Principe de fonctionnement 88
1.3.2 Simulations sous SABER 91

2. Technologie utilisée 92
2.1 Les substrats SOI 92
2.1.1 Généralités 92
2.1.2 Le micro-usinage de surface sur SOI épitaxié 93
2.2 Principales étapes du process 95
2.2.1 Réalisation des miroirs 95
2.2.2 Réalisation des électrodes de commande 96
2.2.3 Assemblage 97
2.2.4 Structure finale 97

3. Caractérisation électrique 99
3.1 Caractérisation électrique *99*
3.2 Caractérisation optique *99*
3.2.1 Principe de la caractérisation 99
3.2.2 Résultats et observations 101
3.2.3 Tension de basculement et de décollage 103
3.2.4 Réponse d'un miroir à un échelon de tension 0-100V 103
3.2.5 Réponse d'un miroir à une tension périodique carrée 104
3.2.6 Réponse d'un miroir à une tension alternative de rapport cyclique variable 105

4. Conclusion 106

Chapitre 4 : Les micro-sources d'énergie dédiées à l'alimentation des microsystèmes 107

1. Introduction. Positionnement du problème 109
1.1 Introduction *109*
1.2 Traitement des sources d'énergie électriques *111*
1.2.1 L'intégration de puissance aujourd'hui 111
1.2.2 Convertisseurs d'énergie électrique susceptibles d'être intégrés 113
1.2.3 Intérêt d'intégrer des éléments passifs 115

2. Etude, conception et réalisation d'inductances intégrées 116
2.1 Etat de l'art sur l'intégration des inductances *116*
2.1.1 Les inductances intégrées réalisées par PWB 117
2.1.2 Les inductances intégrées par semi-conducteurs 118
2.1.3 Les inductances sérigraphiées 118
2.1.2 Les inductances micro-usinées 119

2.2 Méthodologie de conception dédiée aux éléments inductifs *122*
2.2.1 Modélisation numérique de l'inductance 122
2.2.2 Dimensionnement d'une inductance 123
2.3 Calcul de la valeur de l'inductance L par deux méthodes mathématiques *124*
2.3.1 Méthode de Grover 124
2.3.2 Méthode de Wheeler 125
2.3.3 Comparaison des deux méthodes numériques 126
2.4 prise en compte des résistances et capacités parasites *128*
2.4.1 Capacité parasite série C_S 129
2.4.2 Capacité et résistance parasites de substrat et d'oxyde 130
2.4.3 Evaluation de la résistance série R_S 130

3. Modélisation aux éléments finis 131
3.1 Calcul de l'inductance et de la résistance à l'aide des éléments finis *131*
3.1.1 Calcul de l'inductance L 131
3.1.2 Calcul de la résistance R parasite 133
3.2 Modélisation de l'inductance à l'aide de COVENTOR *134*
3.2.1 Construction et maillage du modèle 135
3.2.2 Résultats de simulations 137
3.3 Modélisation de l'inductance à l'aide d'INCA *138*
3.4 Comparaison des résultats obtenus avec les trois méthodes *139*

4. Simulation globale du convertisseur 140
4.1 Adaptation d'une inductance intégrée à des convertisseurs statiques *141*
4.2 Simulation du convertisseur intégré *142*

5. Réalisations technologiques associées. Conclusion 144

Conclusion générale **145**

Références bibliographiques **149**

Annexe **159**

Introduction générale.

Introduction générale.

La demande de plus en plus importante d'accroissement des capacités des réseaux de transmission de données, due par exemple à l'avènement du protocole de communication INTERNET, a fait rapidement naître un besoin important en composants devant permettre la transmission rapide de l'information sous différentes formes (*voix, image, son, etc.…*). Ces nouveaux composants doivent répondre aujourd'hui à une double contrainte qui est, d'une part, pouvoir être facilement intégrables dans des réseaux existants à base de fibres optiques et, d'autre part, être compatibles avec les nouvelles techniques de transmission comme le multiplexage-démultiplexage en longueurs d'onde, nommé DWDM (*en anglais pour Dense Wavelength Division Multiplexing).*

Ce type de transmission permet dès à présent d'injecter simultanément, dans la même fibre optique, plusieurs trains de signaux numériques de longueur d'onde distincte, à la même vitesse de modulation. Cependant, les techniques de transmission DWDM nécessitent encore, pour certaines opérations comme l'amplification ou l'adressage, des transformations de signaux optiques en électriques, et inversement. Ceci entraîne des pertes et des retards importants, qui freinent encore la transmission d'informations. Des travaux de recherche sont en cours, pour mettre au point les commutateurs « tout optique » faisant appel par exemple aux microsystèmes optiques, plus communément appelés *MOEMS* (*Micro Opto Electro Mechanical SystemS*). En effet, ces derniers sont destinés à remplacer les commutateurs électroniques actuels de grande puissance, servant à orienter et multiplexer les signaux dans les systèmes de communication par fibres optiques. Ainsi, les délais associés à la conversion entre *optique* et *électronique,* ralentissant les transmissions, seront éliminés.

Parmi les différents types de microsystèmes optiques en cours de développement ou d'industrialisation, destinés aux réseaux DWDM, nous nous sommes intéressés dans cette thèse aux micro-miroirs. En effet, ils constituent, pour la fonction de commutation, l'élément clef dans les commutateurs optiques. Pour cela, à la fois dans un contexte industriel à travers la société TRONIC'S Microsystems, qui a en grande partie financé ces travaux et un contexte de recherche s'étant déroulé au LAAS-CNRS, nous avons réalisé des micro-miroirs qui pouvaient s'associer entr'eux pour

constituer des architectures de type multiplexeur/démultiplexeur ou routeur optique. L'objectif principal que nous nous sommes fixés dans cette thèse a consisté à évaluer les performances théoriques et pratiques d'une nouvelle architecture de micro-miroir, devant être implantée soit dans des multiplexeurs-démultiplexeurs en longueurs d'ondes, soit dans des routeurs optiques. Pour cela, la réalisation pratique des structures, validant l'étude théorique, a été faite dans les locaux de TRONIC'S à Grenoble.

Ainsi, dans le chapitre 1, un état de l'art des différents composants optiques existant dans les réseaux de télécommunications optiques a été effectué, pour cerner leurs performances et bien comprendre les tendances à venir. C'est dans ce contexte que nous avons établi le cahier des charges à atteindre concernant la mise au point des micro-miroirs.

Le chapitre 2 est consacré à la modélisation proprement dite des micro-miroirs. Pour cela, après avoir rappelé le contexte général des outils de simulation dédiés microsystèmes, nous présentons deux approches menées au cours de cette étude. Ceci nous a permis, par comparaison de ces résultats avec ceux acquis à travers nos modèles analytiques, de déterminer le domaine de validité du logiciel aux éléments finis et de déterminer les éventuels facteurs correctifs à apporter. Nous avons pu ainsi mettre au point une méthodologie complète de conception, utilisant pour les micro-miroirs les modules mécaniques et électrostatiques du logiciel.

Les outils de conception ayant été mis au point et validés, le chapitre 3 montre un exemple de conception et de réalisation de micro-miroir. Ainsi, en suivant la méthode de modélisation exposée précédemment, nous avons pu mettre au point un modèle de micro-miroir, décrivant les principaux comportements, autant mécaniques qu'électrostatiques de l'objet. De ce dernier, un jeu de dimension a été déduit, nous permettant la réalisation d'un jeu de miroir. La caractérisation de ces objets exposée ensuite a été faite par la société GN NETTEST à Marly Le Roi.

Dans le chapitre 4, nous abordons une suite naturelle des travaux précédents en s'intéressant aux alimentations spécifiques nécessaires à ce type d'application. Nous avons ainsi fait un état de l'art des solutions existantes pour en déduire des solutions compatibles en taille avec notre application pour la rendre plus souple d'utilisation, voir même autonome. Pour cela, nous avons contribué à la création d'alimentations intégrées, servant d'étage d'adaptation entre une micro-source d'énergie et un microsystème, en collaboration avec l'équipe TMN du LAAS-CNRS.

Comme la conversion d'énergie dans ce domaine doit répondre à des contraintes très sévères en très haute tension, très faible courant ou alors au contraire de très faible tension, fort courant, nous avons tout d'abord cerné les problèmes à résoudre pour créer des alimentations de ce type. Ils étaient essentiellement liés à l'intégration des éléments de stockage à l'échelle de la commutation, à travers les composants passifs. Plusieurs voies étant aujourd'hui à explorer, nous présentons ici notre contribution à l'avancement des travaux qui se poursuivent actuellement dans ce domaine au LAAS-CNRS, pour obtenir des éléments passifs de stockage performants.

Chapitre 1 :

Les transmissions de données

Par voie optique.

Chapitre 1 :

Les transmissions de données par voie optique.

1. Les télécommunications optiques.

1.1 Opportunités du marché des télécommunications.

Depuis le milieu des années 90 et l'avènement du réseau de communication INTERNET, une demande de plus en plus croissante est observable sur les composants optiques pour les télécommunications, servant à transmettre l'information en des temps relativement restreints. En effet, la popularité et la facilité d'accès à ce réseau a impliqué une demande en constante croissance de bande passante, doublant approximativement tous les 6 à 9 mois, du fait de l'importance des tailles de fichiers de données transmises (*voix, images, photos, etc…*).

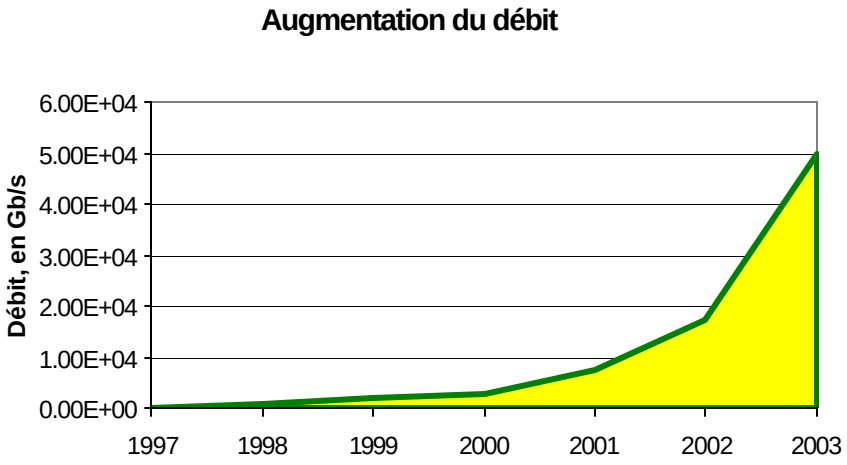


Figure I-1. Evolution prévisionnelle de la demande en bande passante dans le monde [1].

Deux importantes découvertes dans le domaine des télécommunications à base de fibres optiques ont permis d'augmenter considérablement la bande passante des données : ce sont d'une part les amplificateurs optiques et, d'autre part, un nouveau principe de multiplexage-démultiplexage en longueur d'onde. Nommé DWDM (*Dense Wavelength Division Multiplexing*). Cette dernière solution, appelée en français multiplexage-démultiplexage en longueurs d'onde, a émergé dans les années 90 et a permis de multiplier considérablement les capacités de transmission des fibres optiques, pour en devenir un élément quasi-incontournable. En effet, au delà du multiplexage fréquentiel, permettant par exemple la transmission hertzienne de la radio et de la télévision, le DWDM est capable actuellement de transmettre, au sein d'une même fibre, un grand nombre de longueurs d'onde de la lumière.

Deux marchés émergents sont actuellement très demandeurs en technologie DWDM : les réseaux métropolitains, propres à une ville et les réseaux à large distance, permettant par exemple une connexion entre la maison et le bureau, via Internet. Les prévisions actuelles concernant le marché des réseaux métropolitains, tablent sur une augmentation de 78% environ des transmissions de données jusqu'en 2004.

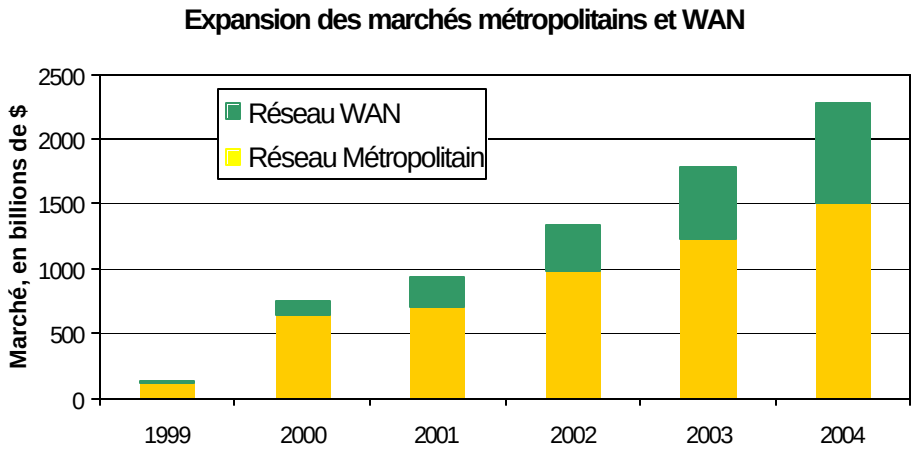


Figure I-2. Evolution prévisionnelle de la demande en bande passante pour deux types d'applications [1].

1.2 La technologie DWDM.

Alors que les systèmes de transmission ne reposaient dans les années 80 que sur l'utilisation du multiplexage temporel (*ou TDM pour Time Division Multiplexing*), pour la transmission sur une seule longueur d'onde, une nouvelle génération de systèmes est apparue au début des années 90, mettant en oeuvre le multiplexage de longueurs d'onde (*ou WDM pour Wavelength Division Multiplexing*).

Cette technologie est née de l'idée d'injecter simultanément dans la même fibre optique plusieurs trains de signaux numériques à la même vitesse de modulation, mais chacun à une longueur d'onde distincte. Ainsi, à l'émission, on multiplexe *n* canaux au débit nominal *D*. A la réception, on démultiplexe le signal global *n x D* en *n* canaux nominaux.

La norme internationale ITU-T G 692, portant sur les interfaces optiques pour systèmes multi-canaux avec amplificateurs optiques définit un peigne de longueurs d'onde autorisées dans la fenêtre

de transmission donnée entre 1530 et 1565 nm. Elle normalise ainsi l'espacement en nanomètre ou en Gigahertz entre deux longueurs d'onde permises de la fenêtre : 200 GHz ou 1,6 nm et 100 GHz ou 0,8 nm.

La technologie WDM est dite dense (*DWDM*) lorsque l'espacement utilisé est égal ou inférieur à 100 GHz. Des systèmes à 50 GHz (*0,4 nm*) et à 25 GHz (*0,2 nm*) ont déjà été testés et permettront d'obtenir des centaines de longueurs d'onde. Pour ces nouveaux systèmes, on parle alors de U-DWDM (*Ultra - Dense Wavelength Division Multiplexing*).

Les systèmes WDM / DWDM commercialisés aujourd'hui comportent 4, 8, 16, 32, 80, voire 160 canaux optiques, ce qui permet d'atteindre des capacités de 10, 20, 40, 80, 200 voire 400 Gb/s en prenant un débit nominal de 2,5 Gb/s. Si le débit nominal passe alors à 10 Gb/s, on peut atteindre des capacités quatre fois plus importantes. Ainsi, on obtient 3200 Gb/s (*3,2 Tb/s*) avec 80 canaux optiques à 40 Gb/s.

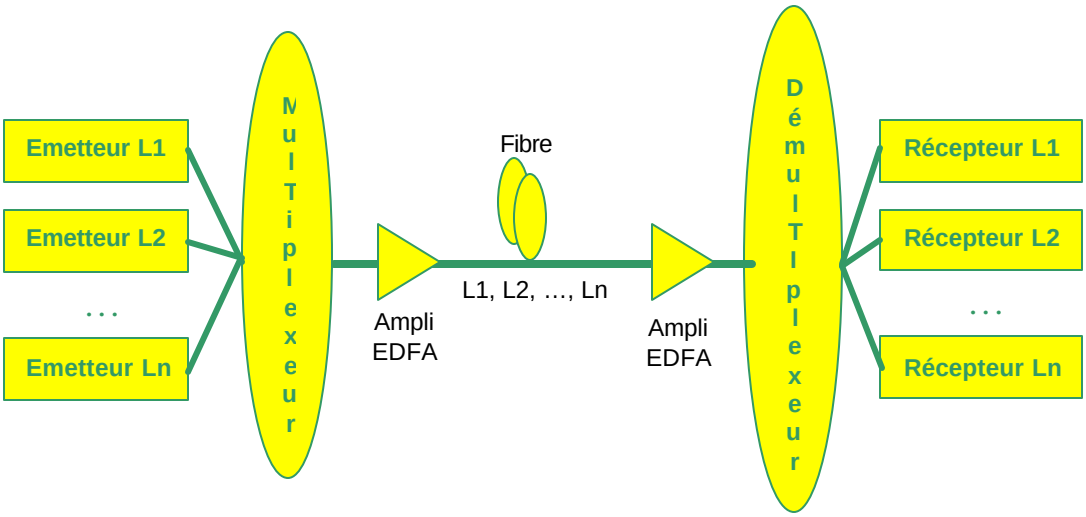


Figure I-3. Principe d'une liaison WDM/DWDM.

Le DWDM introduit des phénomènes non linéaires qui ont notamment pour conséquence de limiter la distance entre les amplificateurs optiques de 50 à 100km. Ces phénomènes ont pour principales origines :

- la diaphonie entre canaux (*XPM : Cross Phase Modulation*),
- le mélange quatre ondes (*FWM : Four Wave Mixing*) qui créait de l'inter-modulation optique entre les différents canaux,
- l'effet Raman (*SRS : Stimulated Raman Scattering*) qui augmente les écarts de puissance reçue entre canaux et par conséquent produit une trop grande dispersion du rapport signal/bruit.

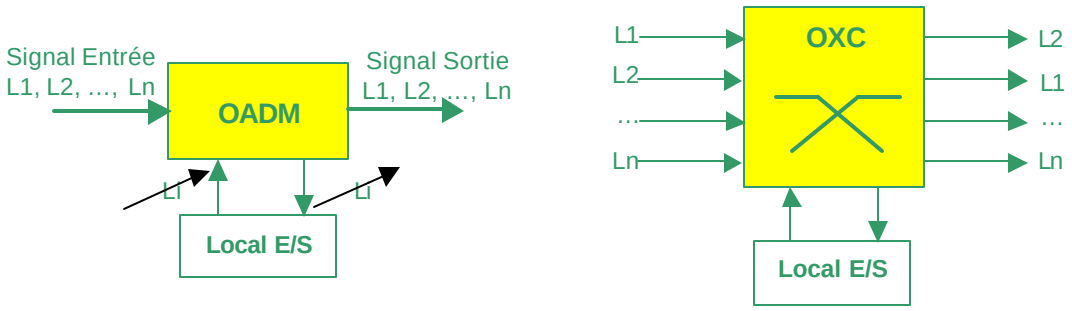
Sur de la fibre optique monomode référencée G 652, les effets non linéaires cités ci-dessus apparaissent dans la fenêtre 1550 nm lorsque le nombre de canaux atteint 32 et que la puissance par canal dépasse 1 mW. Différentes techniques permettent de corriger ces phénomènes. On peut citer la technique DCF (*Dispersion Compensating Fiber*), consistant à introduire dans la liaison un tronçon de fibre produisant une dispersion négative de compensation (*environ -100ps/nm.km*).

Aujourd'hui, la technologie DWDM n'a pas encore atteint ses limites. De plus, de nouvelles techniques en cours de développement vont permettre à priori de multiplier encore plus les capacités des systèmes optiques. On peut citer :

- la transmission soliton permettant le transport d'impulsions très étroites sur des milliers de kilomètres sans déformation, tout en conservant une bande passante très large,
- la modulation des impulsions, ou transmission duo-binaire, multipliant par deux ou trois le débit électronique, en utilisant des impulsions à 2 ou 3 niveaux binaires,
- l'amplification et le multiplexage dans la fenêtre 1300 nm permettant de mieux rentabiliser les fibres optiques conventionnelles, comme la G-652, qui connaissent des limites dans l'utilisation des systèmes DWDM à 1550 nm.

Compte tenu des nombreux avantages que le DWDM apporte, l'intégration de cette nouvelle technologie dans un réseau d'opérateur nécessite d'adapter son architecture au double objectif qui est, d'une part, de ménager les investissements déjà réalisés et, d'autre part, de préparer un avenir proche où simplicité, fiabilité et faible coût seront de plus en plus imposés. L'approche faite par de nouveaux opérateurs aux Etats-Unis pour bâtir aujourd'hui directement leur réseau fonctionnant avec le protocole d'Internet nommé IP (*Internet Protocol*) directement sur le DWDM est un signe révélateur de cette tendance qui devrait voir le jour en Europe prochainement.

Ainsi, dans un proche avenir, il apparaît certain que la longueur d'onde optique deviendra un élément à part entière du réseau, avec l'introduction des multiplexeurs à insertion/extraction optiques (*Optical Add Drop Multiplexing : OADM*) reconfigurables et des brasseurs optiques (*Optical Cross-Connect : OXC*), dont le principe des architectures est décrit dans la figure I-4 ci dessous.



a. b.

Figure I-4. Principe de nouvelles architectures de routage.
a. Architecture type Optical Add Drop Multiplexing (OADM) – b. Architecture type Optical Cross-Connect (OXC)

1.3 Impact des technologies DWDM sur le marché.

L'impact des technologies DWDM sur les télécommunications optiques peut être comparé à celui de l'arrivée des microprocesseurs dans l'industrie du semi-conducteur. Dans ce dernier cas, la demande en microprocesseur suit une loi proche de la loi de Moore, qui prévoit un doublement du nombre de transistors intégrés sur un même substrat tous les 18 mois. La « Loi de la Photonique » prend une toute autre ampleur, grâce notamment à l'arrivée des technologies DWDM, qui ont permis un doublement de la quantité d'informations transmises tous les 6 à 9 mois [2].

Mais toute nouvelle technologie ayant son coût, l'utilisation des technologies DWDM implique une augmentation du prix de la bande passante. Dans un même temps, les industries produisant les composants nécessaires à cette technologie ont vu leur chiffre d'affaires augmenter considérablement ces quatre dernières années ; une progression du marché de 48% est prévue jusqu'en 2004, avant un effondrement brutal du marché fin 2001.

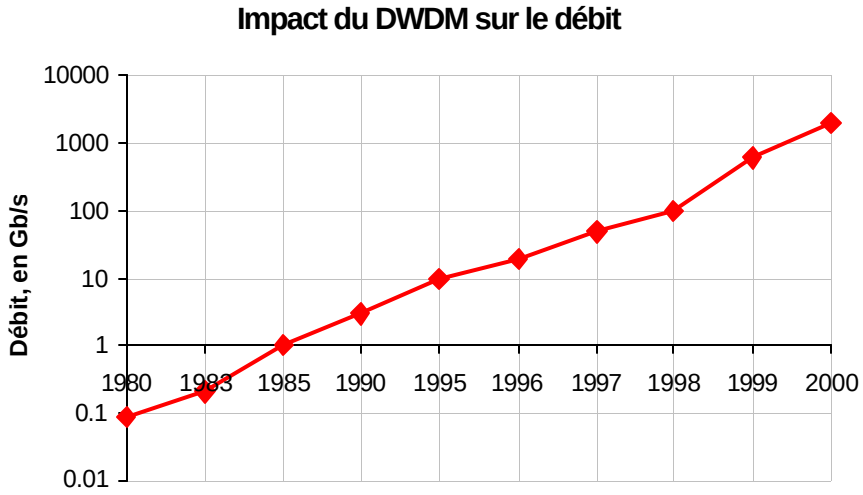


Figure I-5. Impact des technologies DWDM sur le débit des réseaux optiques [2].

La complexité de fabrication des nouveaux composants optiques, de plus en plus importante, a impliqué de nombreuses et sévères contraintes aux industriels du marché. En effet, les méthodes de fabrication des composants optiques sont, certes, beaucoup moins difficiles que celles employées dans l'industrie du semi-conducteur, mais les automatismes nécessaires à l'assemblage d'équipements et de processus non standardisés ont du mal à être mis en place. De ce fait, la majorité des étapes sont réalisées manuellement, représentant de forts coûts de fabrication.

1.4 Transmission d'information par électron ou photon ?

L'augmentation de la croissance du marché des télécommunications utilisant des composants optiques est souvent comparée à celle de l'industrie du semi-conducteur sur les trente dernières années. Il y a pourtant plusieurs différences fondamentales.

L'élément principal qui a fait émerger la fibre optique dans les réseaux de télécommunications est que le photon présente une vitesse de déplacement supérieure à celle de l'électron. Ainsi, dans un fil de cuivre, la vitesse de transmission d'un électron peut atteindre 1 Mbit par seconde (*Mbps*) sur de petites distances (*quelques mètres*) uniquement. Au delà, les pertes deviennent trop importantes pour la transmission. Cet argument a d'ailleurs limité l'installation du DSL (*Digital Subscriber Line*) pour des lignes de quelques kilomètres, d'un particulier à son lieu de travail par exemple. Les câbles coaxiaux permettent de passer la barre des 100 Mbps, mais le signal se détériore rapidement quand la distance de transmission augmente. Les photons peuvent, en théorie, être utilisés pour atteindre des débits de 50 Térabits par seconde (*1 Tbps = 1000 Gbps*) . Ce constat a donc fait émerger la lumière comme porteur d'information pour des applications à large bande passante sur des grandes distances.

En pratique, les recherches ont pu démontrer un débit de 100 Gbps dans une fibre sur un seul canal, en utilisant des photons.

Un avantage supplémentaire de la fibre est que la lumière est confinée à l'intérieur d'une gaine, réduisant de manière significative les pertes d'un signal optique par rapport à un signal électrique véhiculé par du cuivre. En effet, les pertes dans une fibre se réduisent à celles liées à la vitesse de transmission du signal.

	Industrie du semi-conducteur	**Ind. de l'optique**
Part de marché en 2000	205 billions de $	9.2 billions de $
Type d'application des produits	Calcul (transformation des signaux), stockage des données, transmission de l'information	Transmission de l'information, stockage optique ; les puces électroniques restent (et continuent de rester) la norme pour le traitement du signal
Forme du signal de transmission	Courant électrique se propagant dans un conducteur métallique	Onde optique transmise dans un guide optique
Interconnections utilisées	Aluminium ; le cuivre remplace petit à petit l'aluminium	Utilisation de guides optiques en silice ; pour de très courtes distances, la transmission se fait dans l'air sans guide
Marché équipementier	62.6 billions de $	Non connu pour le moment, mais estimé entre 1.5 et 3 billions de $
Méthodes de fabrication	process CMOS, planar, silicium utilisés à 95 %	Fibre, micro-optique, planar
Volume des opérations	Gros volume	Petit et moyen volume
Vue à long terme	Miniaturisation et production sur des wafers plus grands	Augmentation de la part des composants optiques ; augmentation de la bande passante

Tableau I-1. Comparaison des industries du semi-conducteur et de l'optique.

En résumé, l'électron reste aujourd'hui plus facile à manipuler que la lumière car les phénomènes physiques le caractérisant sont mieux compris. Il présente cependant des limites sévères sur des transmissions à longue distance à cause des pertes importantes que les conducteurs engendrent.

Une différence clé entre l'électron et le photon est leur mode de transmission dans les milieux respectifs. En effet, la lumière nécessaire pour transmettre l'information doit être véhiculée à travers un guide d'onde. Cette dernière peut cependant se propager sur de grandes distances sans guidage, mais a tendance à se disperser et à perdre en intensité. Ainsi, l'intensité lumineuse provenant du soleil parcourt des millions de kilomètres, mais les photons qui la composent subissent des pertes importantes, du fait que la lumière n'est pas guidée.

D'autre part, avec le développement de nouvelles technologies dans le domaine de l'optique, la fibre autorise de très forts débits. Globalement, l'électron et le photon devraient jouer des rôles

complémentaires dans les futurs réseaux de télécommunications, où l'électron serait utilisé pour des aspects de stockage et de commande et la lumière pour la transmission de l'information.

2. Etude d'un réseau de télécommunication optique.

2.1 Principales composantes des systèmes de transmission optique.

Le réseau des télécommunications peut être considéré comme une toile extensible de nœuds connectés entre eux, par des fibres optiques à certains endroits et, à d'autres, par des fils électriques en cuivre. Certains nœuds de connexion, notamment le central, sont plus importants que d'autres et supportent un trafic plus important. Ainsi, à certains nœuds spécifiques, des systèmes sophistiqués de commutateurs permettent l'aiguillage de signaux (voix, données ou vidéo) vers des liens spéciaux et bien déterminés. L'infrastructure du futur tend à remplacer les fils en cuivre existants par des fibres optiques très performantes pour aboutir à un réseau entièrement fait de composants optiques, le but est d'obtenir un réseau performant, occasionnant le moins d'erreurs possible, rapide et à haut débit.

Encore récemment, la plupart du trafic des télécommunications contenait une partie vocale, requérant un débit relativement faible. La prolifération rapide du réseau Internet augmente considérablement de jour en jour les débits nécessaires. Le rôle de la fibre optique pour assurer ces débits est de plus en plus incontournable. Les méthodes antérieures consistaient à utiliser un signal optique, converti par la suite en signal électrique, puis amplifié et enfin converti en signal optique. Aujourd'hui, des fonctions telles que l'amplification et le multiplexage utilisent exclusivement des composants optiques tendant ainsi à avoir des transmissions « Tout Optique ». Nous détaillons par la suite la composition de chaque composant avec ses performances et ses limites. La figure 6 montre un exemple typique de réseau actuel à deux nœuds, chaque fonction est précisée. Comme on peut le constater, la partie électrique des signaux ne concerne plus que les données en entrée et en sortie du réseau.

Ainsi, dans le système de transmission de la figure 6, une série de bits de données (*correspondant généralement à un flot de données reçu à un nœud électrique*) est envoyée sur un modulateur, qui encode les données à l'aide d'un faisceau lumineux provenant d'un laser pour transmission optique. Pour cela, une source lumineuse doit être focalisée sur une fibre optique, cette dernière étant assimilable à une porteuse du signal dans la fibre. Quand la lumière voyage dans la fibre, il peut y avoir des pertes significatives et une dégradation du signal, cette dernière étant causée principalement durant la propagation par dispersion au sein de la fibre. Pour reconstruire le signal, on utilise alors un régénérateur, qui compense les pertes, en amplifiant principalement le signal.

Durant son trajet, le signal optique peut rencontrer un nombre plus ou moins important d'interrupteurs optiques, de routeurs, etc… En fin de parcours, le signal est détecté par une photodiode. Les données passent alors dans un décodeur, qui convertit le signal optique en un signal électrique, en utilisant un canal par fibre. Des recherches ont pu démontrer que la vitesse de transmission des données ne pouvait excéder 100 Gigabits par seconde (*Gbps*). En pratique, les vitesses atteintes dans les réseaux classiques sont de l'ordre de 10 Gbps.

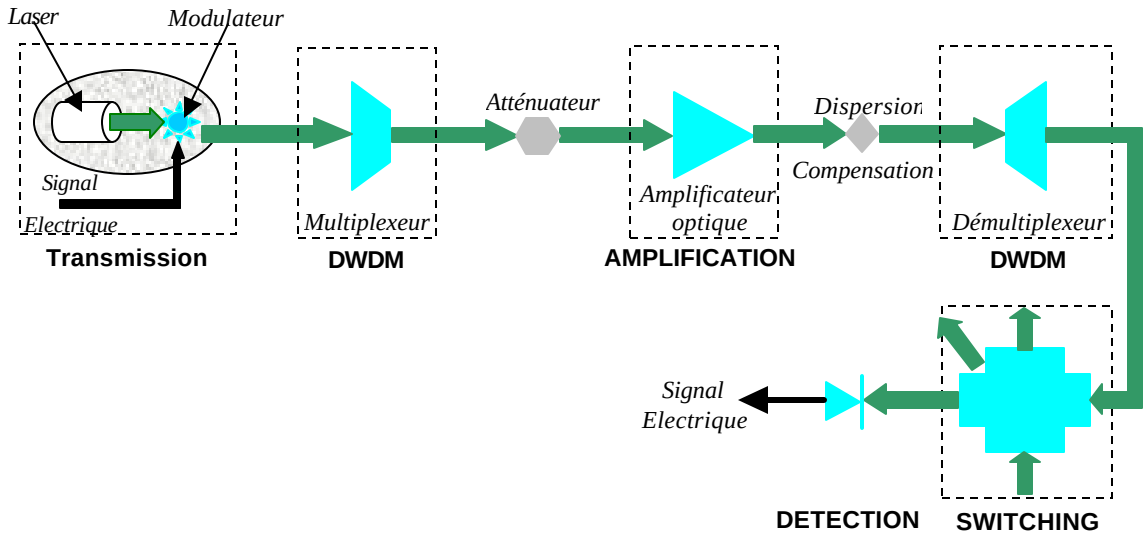


Figure I-6. Schéma de principe d'un système de transmission optique.

2.2 Classification des composants optiques des réseaux Télécoms.

Les composants optiques peuvent être qualifiés d'actifs ou de passifs selon les fonctions qu'ils assurent. Les actifs sont les composants utilisant une source de tension extérieure pour fonctionner, incluant les fonctions de transmission (*modulation, laser, etc…*), de réception (*photodiode*) et d'amplification. Dans ces composants, les électrons et les photons cohabitent.

Composant	Fonction	Process	Vendeurs
Isolateur, circulateur	Passage de la lumière uniquement selon une direction	Planar, micro optique	*FDK, Isowave, JDSU, Kyocera, Namiki, New Focus, Oplink, Tokin*
Filtre et coupleur	Combine ou non la lumière	Planar, micro optique	*Corning, JDSU*
Compensateur de dispersion	Reforme les pulses	Fibre	*Corning, Furukawa, Lucent, Sumitomo*
Atténuateur	Ajuste les niveaux de puissance	Planar, micro optique	*Corning, JDSU, Oplink*

Tableau I-2. Les différents types de composants passifs.

Les composants passifs incluent les fibres optiques, les isolateurs, les atténuateurs, les circulateurs ainsi que les compensateurs de dispersion. Ces composants, qui n'utilisent que des photons, ne nécessitent pas de source de puissance extérieure pour effectuer des opérations sur le signal.

Composant	Fonction	Process	Vendeurs
Diode Laser	Source du signal	Planar, micro-optique	*Agere, Alcatel, Fujitsu, Mitsubishi, Nortel, Sumitomo*
	Pompe	Planar, micro-optique	*Agere, Alcatel, Furukawa, Multiplex, Nortel, SDL, Sumitomo*
Détecteur	Détecteur de signal	Planar, micro-optique	*Agere, Corning, JDSU, Fujitsu, Multiplex, Nortel*
Modulateur extérieur	Régulation du passage de la lumière	Planar, micro-optique	*Agere, Corning, Cyoptics, Fujitsu, JDSU, MSDL, Sumitomo Osaka Cement*
Commutateur	Routeur de signal	Planar, micro-optique	*JDSU, Corning, Agilent*

Tableau I-3. Les différents types de composants actifs.

Chaque composant a une fonction donnée ainsi que ses propres caractéristiques. Nous décrivons succinctement les composants actuels disponibles sur le marché dans le paragraphe suivant. Cependant, étant donné le nombre important de composants, la liste établie ne se veut pas exhaustive.

2.3 Description des composants selon leur fonction.

2.3.1 Les transmetteurs.

Un module de transmission (*ou transmetteur*) a pour but de convertir un signal électrique en une suite d'impulsions lumineuses.

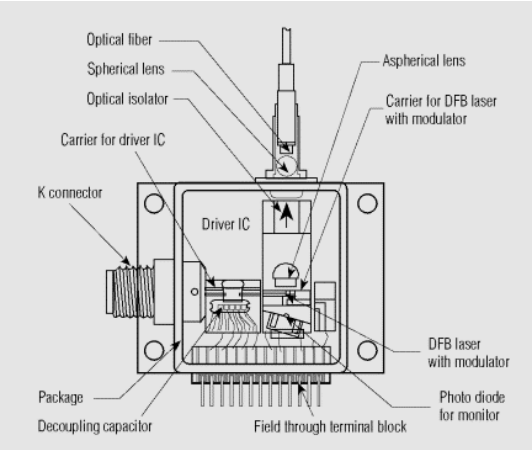


Figure I-7. Schéma d'un transmetteur typique.

Il comporte donc, en son sein, des composants comme des diodes lasers, constituant la source lumineuse et un modulateur, qui convertit le signal électrique porteur d'informations en une suite d'impulsions lumineuses. Bien évidemment, une électronique de conversion et de commande doit

être associée à ces composants. La source lumineuse peut être une LED (*Light Emitting Diode*) ou une diode à semi-conducteur. En sortie de ces composants, le signal porteur d'informations est lumineux.

2.3.2 Les lasers.

Les lasers à semi-conducteurs, ou diodes lasers, constituent actuellement l'élément clé des systèmes de transmission optique. En effet, ils s'avèrent être les composants les mieux adaptés de part leur compacité (*inférieur au mm*^{2}) et la possibilité de les fabriquer en grande quantité, à travers les filières technologiques classiques des semi-conducteurs.

Comparées aux LED, les diodes lasers sont capables de produire de fortes puissances en sortie. Le tableau 4 présente les cinq principaux types de diode laser utilisés dans les télécoms.

Parmi les diverses sources lasers citées ci-dessus, on peut noter que les lasers de type DFB (*Distributed Feedback Laser*) sont utilisés la plupart du temps dans les systèmes de transmission très rapides. Ils présentent en effet de fortes puissances de sortie et sont capables par exemple de coupler plusieurs milli-watts dans une fibre monomode. Du fait de leur grande vitesse, leur largeur spectrale est réduite (*ie. La fenêtre de couleurs ou de longueurs d'onde émise par la source lumineuse*). Le seul inconvénient est leur complexité et leur coût de fabrication qui reste élevé, comparé à une LED classique.

Type de laser	**Description**	**Longueur d'onde**
Fabry-Perot	Le plus général	1310 – 1500nm
DFB Laser	Forte puissance de sortie ; largeur spectrale étroite ; très cher	1310 – 1550nm
CD Laser	Faible coût de production	790 – 850nm
VCSEL	Faible coût de production	850 – 1300nm
Laser pompe	Forte puissance en sortie ; utilisé pour amplifier des signaux optiques dans les fibres	980 – 1480nm

Tableau I-4. Principaux types de laser utilisés dans les transmissions optiques.

Généralement, une fibre de sortie est incluse dans le packaging de la diode DFB. Cette particularité augmente le coût du laser, mais permet de réaliser des sources multiples, émettant des longueurs d'onde différentes.

Les diodes VCSEL (*Vertically Cavity Surface Emmiting Laser*) constituent un nouveau type de laser. Elles utilisent, elles aussi, les méthodes de fabrication des semi-conducteurs pour, entr'autre, déposer de très fines couches de matériaux sur un substrat.

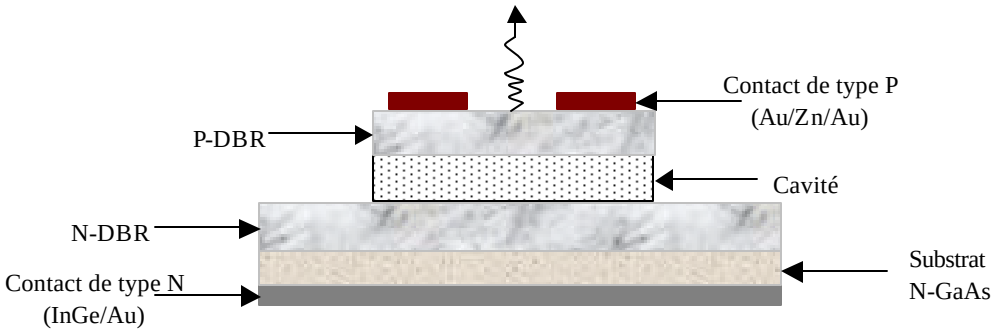


Figure I-8. Principe d'une diode laser VCSEL.

Par opposition aux autres types de diodes lasers, qui émettent la lumière par le coté, une VCSEL émet par la surface. Elle peut donc être testée avant d'être intégrée au packaging, diminuant ainsi les coûts de fabrication. Un autre avantage provenant de ce mode de fabrication est que plusieurs VCSEL peuvent être intégrées dans un même packaging. Il est donc courant de trouver 12 sources lasers VCSEL dans un même boîtier. Pour rappel, une LED ne peut être constituée que d'une seule source.

Les VCSEL présentent actuellement une longueur d'onde d'émission autour de 850nm. Cette caractéristique limite son utilisation aux réseaux locaux. En effet, pour des applications longues distances, la longueur d'onde de l'onde transmise doit être comprise entre 1300 et 1600nm.

2.3.3 Les modulateurs.

Les modulateurs ont pour but de transformer la série de données en un flot de lumière codé. La technique utilisée pour cela est analogue à la modulation de fréquence (*FM*) ou d'amplitude (*AM*) utilisées pour les transmissions radios. Dans les deux cas, la porteuse est modulée avec le signal ou les données à transmettre.

La méthode la plus simple de modulation, appelée modulation directe, utilise un laser émettant si le bit à coder est un « 1 » ou n'émettant pas si le bit à coder est un « 0 ». La vitesse de transmission que l'on peut atteindre dépend alors de la vitesse à laquelle le laser peut être allumé ou éteint. En réalité, le laser opère, pour simuler un allumage ou une extinction, entre deux niveaux d'intensité : un fort, simulant le « 1 » et un suffisamment faible pour être interprété comme un « 0 ».

Dans le cas d'application à très haut débit, la lumière est modulée après être sortie de la source. Le laser est toujours en mode d'émission et un modulateur externe fait varier l'intensité du faisceau lumineux.

On trouve généralement des modulateurs type lithium niobate pour réaliser les solutions externes. Les récentes avancées sur l'intégration des composants optiques actifs ont rendu possible la cohabitation sur une même puce d'une diode laser avec un modulateur, en utilisant les mêmes technologies de réalisation des semi-conducteurs. Le coût de l'ensemble en est donc réduit.

2.3.4 Les atténuateurs, isolateurs et compensateurs de dispersion.

Un atténuateur consiste en un assemblage de filtres, réduisant l'intensité de la lumière qui le traverse. Ce composant est utilisé dans les télécommunications optiques pour réguler la quantité de lumière arrivant sur les composants sensibles, tels que les photo-récepteurs.

Un isolateur optique consiste en un assemblage de lentilles et de prismes, transmettant la lumière uniquement dans une seule et même direction. Ces composants sont généralement utilisés pour stopper la réflexion ou pour isoler les sources émissives, comme les lasers.

Durant la transmission des multiples longueurs d'onde dans une fibre, les longueurs d'onde les plus longues ont tendance à prendre de l'avance sur les plus courtes, du fait de leurs modes de dispersion différents durant le trajet. De ce fait, le spectre du signal transmis devient plus large que celui émis à l'origine.

Pour réguler ce phénomène, on insère avant le récepteur des compensateurs de dispersion, constitués d'une fibre courte, ralentissant les longueurs d'onde longues et accélérant les courtes.

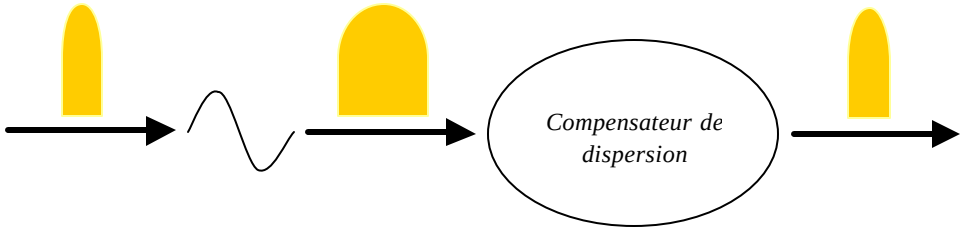


Figure I-9. Principe d'un compensateur de dispersion.

Ces composants biens connus ne faisant pas l'objet de travaux de recherche directs dans cette thèse, nous ne détaillerons pas leur fonction. Toutefois, des informations complémentaires pourront être trouvées dans la référence suivante [3].

2.3.5 Les amplificateurs optiques.

Dans un système de transmission optique, le signal provenant d'un transmetteur est naturellement atténué car il se propage à travers une fibre optique. Il faut alors faire attention car, dans certains cas, le cumul des pertes est tellement important que le signal d'origine comportant l'information ne peut plus être détecté.

La méthode traditionnelle pour amplifier le signal est de passer par un intermédiaire électrique, qui amplifie puis reconvertit le signal en lumière. Récemment, des OFA (*optical Fiber Amplifier*) ont été développés pour supprimer cette étape de conversion. Dans le cas des sytèmes à DWDM, l'OFA le plus utilisé est l'EDFA (*Erbium-Doped Fiber Amplifier*). Le principe de fonctionnement est basé sur une fibre en silice, dont le cœur est dopé avec des atomes ionisés d'erbium. La fibre est alors pompée avec un laser pompe, dont la longueur d'onde est comprise entre 980 et 1480nm. Ce dernier amène de l'énergie dans la fibre dopée, qui est alors transférée au signal pour l'amplifier.

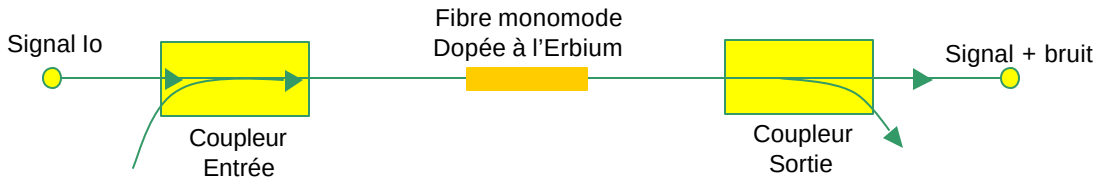


Figure I-10. Principe d'un amplificateur optique.

2.3.6 Les récepteurs.

Le récepteur a pour but de convertir le signal reçu en un signal électrique utilisable. Il consiste généralement en un photodétecteur, un amplificateur optique (*utilisé si le signal réceptionné est trop faible*) et un circuit électronique permettant l'obtention d'un signal propre.

2.3.7 Les Optical Cross Connects (*OXC*).

Dans les réseaux tout optique, un incident sur une fibre monomode transportant 32 longueurs d'onde se traduit par une perte d'information transportée par cette fibre. Si le nombre de longueurs d'onde est plus important, la vulnérabilité du système est proportionnellement plus grande. De ce fait, il est nécessaire de réaliser des systèmes capables de trouver de nouveaux chemins, palliant la rupture de la fibre défaillante.

Les routeurs optiques, ou Optical Cross Connects (*OXC*) consistent en une solution à ce problème. Ils permettent de rediriger un signal au sein d'un réseau, mais aussi entre plusieurs réseaux inter-connectés entre eux. La taille des commutateurs peut ainsi varier d'un simple interrupteur *On/Off* à une matrice $n \times n$.

2.3.8 Les Optical Add/Drop Multiplexer (*OADM*).

Les OADM, pour Optical Add/Drop Multiplexer, sont basés sur le principe de fonctionnement suivant :

- plusieurs ondes lumineuses multiplexées arrivent sur un module optique de démultiplexage,
- la longueur d'onde désirée est extraite puis redirigée vers un nouveau module de traitement,
- cette dernière est incluse dans un nouveau train de longueurs d'onde par un multiplexeur.

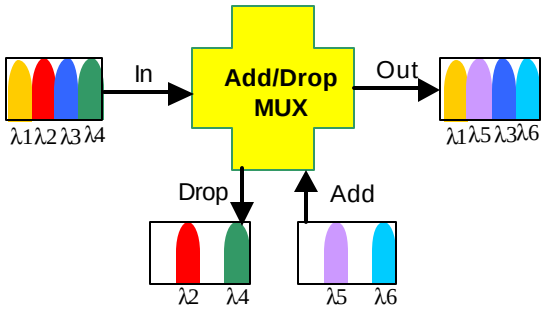


Figure I-11. Principe d'un multiplexeur démultiplexeur optique.

La principale limitation de ce type d'architecture réside dans le fait que chaque longueur d'onde est filtrée puis combinée ou décombinée dans chaque site, ce qui implique de la distorsion dans le signal et donc une perte d'information. En général, les systèmes à OADM doivent être capables de :

- additionner/soustraire une longueur d'onde dans n'importe quel ordre,
- limiter le nombre de longueurs d'onde non distribuées,
- être contrôlable localement ou à distance,
- présenter de faibles pertes d'insertion et un faible crosstalk entre les canaux.

Dans le cadre des travaux de thèse, nous avons contribué à la mise au point d'un micro-miroir qui, associé à plusieurs identiques, pourrait satisfaire l'ensemble des conditions énumérées ci-dessus. L'ensemble de l'étude fait l'objet des chapitres 2 et 3 de cette thèse.

2.3.9 Synthèse.

Même si la majorité des commutateurs est actuellement de type électronique, la demande pour des commutateurs optiques est de plus en plus importante pour permettre d'améliorer les temps de commutation, les performances de la transmission (*pertes d'insertion, crosstalk, etc…*) mais aussi la taille du système. Les composants actuels, nécessitant de nombreuses transitions optique-électronique, deviennent des freins importants à l'amélioration des performances globales des circuits. Il devient donc primordial de développer de nouvelles filières technologiques permettant de réaliser des composants optiques, supprimant ces transitions.

3. L'apport des microsystèmes dans les télécoms optiques.

L'année 2000 a été une année décisive dans la structuration du marché des télécommunications à fibres optiques et le moment où les acteurs du domaine ont réalisé l'importance des technologies microsystèmes pour les futurs réseaux tout optique. Nous présentons dans cette partie l'impact de cette nouvelle technologie et ses retombées sur le marché des télécommunications.

3.1 Les microsystèmes, une technologie prometteuse pour les télécoms optiques [4].

Malgré la baisse générale des valeurs « télécom » sur les différents marchés financiers, le marché des télécommunications à fibres optiques continue son évolution positive. Une preuve en est que, depuis deux ans, environ 110 milliards de dollars ont été échangés dans l'acquisition d'entreprises et de nouvelles technologies par des grands groupes tels que Corning, JDS Uniphase, Nortel, etc… Aujourd'hui, le nombre de fusions et d'acquisitions a diminué mais celles-ci sont devenues plus spécifiques. Les technologies MEMS restent très convoitées. De plus, dans ce domaine, des sociétés de capital-risque continuent leurs efforts d'investissements (*en Europe, celles-ci ont investi 400 millions de dollars dans douze entreprises de ce secteur*). Regardons ici les évolutions économiques les plus récentes de ce marché toujours en croissance et montrons les rôles clés que peuvent jouer les MEMS dans un avenir proche.

3.1.1 Les télécommunications optiques : un environnement florissant.

En 2000, des industriels du domaine des télécommunications optiques ont acquis un portefeuille complet des technologies, pour la plupart à des prix fantastiques : ainsi, plus de 100 milliards de

dollars ont été échangés au cours d'achat d'entreprises depuis deux ans, surtout de la part d'entreprises américaines.

Un des points les plus intéressants de cette vague d'achats est l'acquisition de centres de recherches publiques par des groupes privés (*par exemple le CSELT en Italie, qui a été acheté par Agilent Technologies, ou encore l'activité R&D en optique intégrée de France Télécom qui a été acquise par HighWave Optical Technologies*). Dans un avenir proche, il est probable que ne survivront plus que quelques grandes entreprises qui domineront le marché, telles que JDS, Uniphase, Corning, Alcatel, Lucent, Nortel, ... Comme leurs homologues américaines, les entreprises européennes sont elles aussi dans une phase d'acquisition d'autres entreprises (*c'est le cas d'Alcatel Optronics, d'HighWave Technologies ou de Kymata*).

Aujourd'hui, les nouveaux acteurs intègrent cette chaîne industrielle. Ce sont des systèmiers tels que Ilotron au Royaume-Uni (*l'objectif d'ilotron est le développement de routeurs optiques basés sur des MEMS, les micro-miroirs étant achetés à des entreprises fabriquant de MEMS tels que Optical Micro-Machines (OMM) aux Etats-Unis*). Ces dernières sous-traitent la fabrication des composants et ne gardent que les aspects assemblage et test en interne. Ce positionnement stratégique offre ainsi une plus haute valeur ajoutée sur des produits finaux que ne le ferait la production simple des composants eux-mêmes.

3.1.2 Le lancement de nouvelles start-ups.

La figure I-12 présentée ci-dessous résume l'ensemble des acquisitions qui ont contribué à former une chaîne industrielle.

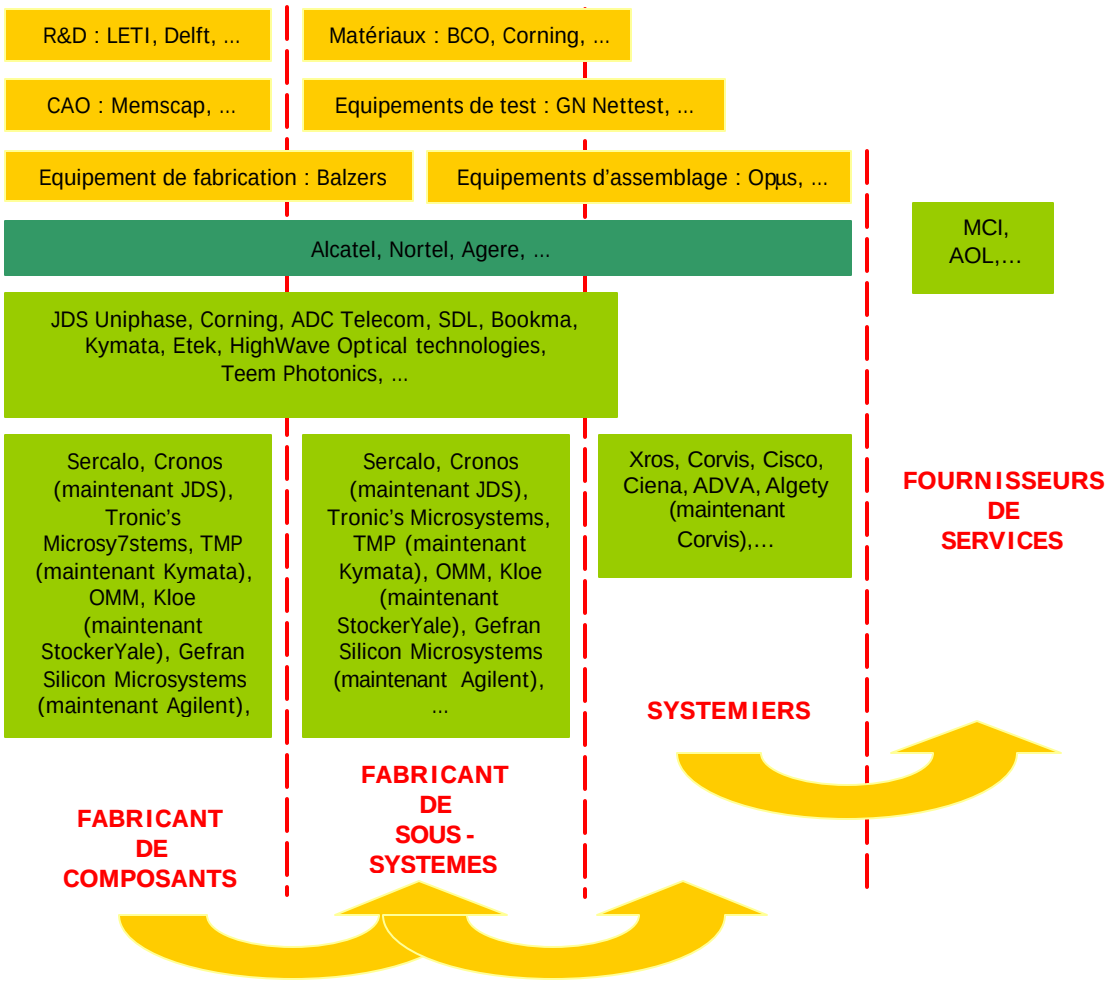


Figure I-12. Chaîne industrielle du secteur des télécommunications optiques.

3.1.3 Les télécommunications fibres optiques : une opportunité pour les MEMS.

La figure I-13 illustre les composants et modules utilisés dans les réseaux DWDM. Cette figure montre que les microsystèmes peuvent jouer un rôle clé dans les réseaux sur les points suivants : émetteurs, Multiplexeur/démultiplexeur, commutateurs et récepteurs. Pour les émetteurs, les Mux/Demux et les récepteurs, la technologie des MEMS peut être utilisée dans la réalisation de filtres et de lasers accordables. Pour la fonction de commutation, la technologie MEMS peut aussi être utilisée pour les commutateurs optiques, les modules Add/Drop et OADM reconfigurables (*technologie micro-miroirs 2D et 3D*).

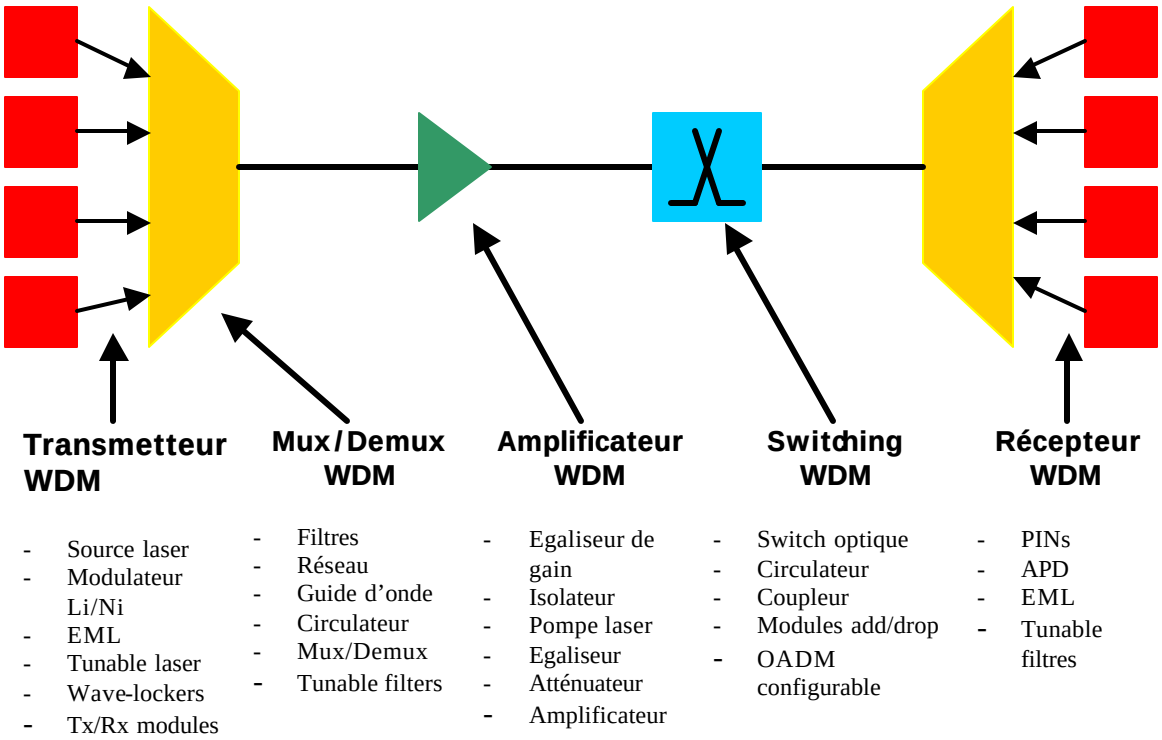


Figure I-13. Composants et modules dans les réseaux DWDM.

3.1.4 Perspectives.

Aujourd'hui, le marché des composants à fibres optiques est en forte croissance mondialement, ce qui peut être expliqué par trois paramètres :

- Le trafic dans les réseaux de télécommunications est en croissance grâce à Internet. De plus en plus de gens sont connectés, le taux d'information est en croissance et le temps en ligne augmente aussi,
- Le marché des télécommunications n'est plus réglementé. Il y a de plus en plus d'acteurs industriels et de fournisseurs. En Europe, plusieurs dizaines de projets de fibres optiques se mettent en place actuellement,
- De nouvelles technologies se développent pour le routage tout optique. L'électronique limite actuellement le débit à 1 Tbit/s ; pour des débits plus hauts, la gestion du réseau devra être tout optique.

Ce dernier point est essentiel et explique pourquoi de nouvelles technologies apparaissent aujourd'hui. Les technologies, qui étaient des technologies de laboratoire il y a quelques années, sont subitement mises en avant et de nombreuses start-ups se créent à cet effet. Par exemple, Opsitech est une nouvelle spin-off du LETI, créée en Juillet 2000 par Patrick Mottier, Michel Bruel et Joël Alanis ; elle produit des composants en optique intégrée. En 2000, l'IMM a lancé deux nouvelles start-ups : Starlink AG et Cube Optics AG. Cependant, cette croissance de start-ups est équilibrée par de nombreux achats par de plus grands groupes (*en Juillet 2000, par exemple JDS Uniphase a acquis SDL pour 41 milliards de dollars*).

Aujourd'hui, les télécommunications optiques représentent un nouveau débouché des MEMS, mais il reste le défi stratégique qui est celui de trouver une fonderie. En Europe, une offre industrielle se présente néanmoins : Tronic's Microsystems, TMP, CSEM, …

Cependant, il faut retenir le fait que, malgré la tendance à la hausse de l'activité télécommunications à fibres optiques, cela reste un marché à moyen volume (*aujourd'hui, les volumes vont de quelques unités pour OXCs, par exemple, à quelques dizaines de milliers d'unités pour les amplificateurs*), qui emploie « seulement » environ 5000 personnes en Europe. Ceci est à confronter aux 400 millions de dollars investis dans cette activité par les sociétés de capital risque en Europe (*pour douze entreprises*).

3.2 Les microsystèmes optiques.

3.2.1 Introduction.

Le concept de microsystème ou MEMS (*Micro Electro Mechanical Systems*), né dans les années 80, est basé sur la cohabitation de structures, à fonctions mécaniques et électriques de très faibles dimensions sur une même puce. Ces réalisations d'une très grande variété sont rendues possibles grâce à l'utilisation des techniques classiques de la microélectronique, telles que la photolithographie, les techniques de dépôt, de gravure, de report, d'interconnexion et d'assemblage.

Ces techniques permettent l'émergence de nombreux produits sur des domaines d'application de plus en plus vastes. Les micro-capteurs, première application des MEMS, envahirent par exemple rapidement les secteurs de l'automobile, permettant ainsi l'introduction des airbags grâce aux accéléromètres micro-usinés, ou du biomédical avec des micro-capteurs à usage unique pour la mesure de pression artérielle. De nouveaux produits sont aujourd'hui en développement et doivent bientôt voir le jour industriellement tels des micro-pompes pour l'injection de médicaments, des commutateurs RF pour les télécommunications mobiles et bien d'autres encore.

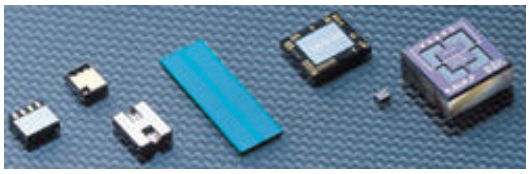


Figure I-14. Exemples de microsystèmes pour différentes applications [77].

Les MOEMS, composants basés sur les MEMS et ayant des propriétés optiques, apparaissent comme étant les seuls à pouvoir assurer toute une série de fonctions, indispensables aux réseaux optiques « DWDM » (*Dense Wavelength Division Multiplexing*), commutation, atténuation, insertion/extraction de canaux et connexion, en traitant directement le signal lumineux. Cette approche est aujourd'hui une alternative à de nombreuses et coûteuses transitions optoélectroniques et électro-optiques, qui sont une limite en débit de transmission.

Différents types de microsystèmes optiques pour réseaux DWDM sont ainsi en cours de développement ou d'industrialisation. Différentes technologies de fabrication sont utilisées parmi lesquelles le micro-usinage de surface sur SOI. Les avantages relatifs des composants utilisant des

substrats SOI (*Silicon On Insulator*) seront présentés au travers des dispositifs décrits dans le chapitre 3 de cette thèse.

3.2.2 Enjeux des microsystèmes optiques pour la commutation.

Les perspectives des MEMS pour réseaux de télécommunications optiques sont impressionnantes, tant par la variété des fonctions possibles que par les quantités ou le montant des enjeux économiques. Les débouchés commerciaux les plus importants se situent actuellement dans la commutation optique pour la reconfiguration et la sécurisation des réseaux. Mais d'autres produits comme les atténuateurs variables (*VOA : Variable Optical Attenuator*), ou les Multiplexeurs d'Insertion et d'Extraction Optiques (*OADM : Optical Add-Dropp Multiplexing*) sont également en cours de développement.

Les commutateurs optiques utilisant les technologies MEMS sont destinés dans un avenir proche à remplacer les commutateurs électroniques de grande puissance qui orientent et multiplexent les signaux dans les systèmes de communication par fibres optiques. Les délais associés à la conversion entre *optique* et *électronique* sont ainsi éliminés pour aller vers le « Tout Optique ». en effet, pour satisfaire la demande croissante de forts débits, du fait notamment du développement du trafic de données et de l'Internet, les fournisseurs d'accès cherchent à utiliser de manière optimale les réseaux existants, en utilisant des réseaux reconfigurables. Des matrices de commutation optique permettront alors d'activer autant de fibres, par exemple pré-installées sur une liaison donnée, que le réseau en aura besoin.

3.2.3 Principales techniques de fabrication des MEMS Optiques

La plupart des MEMS optiques sont réalisés par usinage de surface, procédé grâce auquel des épaisseurs de silicium poly-cristallin et des couches sacrificielles, peuvent être gravées sélectivement et sont alternées sur un substrat semi-conducteur. Appliquées à des couches minces, des étapes de lithographie et de gravure permettent notamment de fabriquer les miroirs pouvant basculer perpendiculairement par rapport au substrat. Cette approche a été historiquement la première, car proche des techniques déjà utilisées dans l'industrie micro-électronique. En revanche, la faible épaisseur de ces couches déposées et le difficile contrôle de ses contraintes internes, ont poussé au développement de technologies alternatives.

Plus récemment le micro-usinage de surface sur SOI (*Silicon On Insulator*) épais a été utilisé et apporte les performances indispensables à ces applications. Un tel substrat comporte structurellement une couche de silicium monocristallin, reposant sur une couche d'oxyde. Cette dernière peut jouer le rôle de couche sacrificielle permettant alors de libérer mécaniquement les structures réalisées dans la couche supérieure de silicium monocristallin qui peut être épaissie à souhait par épitaxie. Mais le principal avantage de cette technique de micro-usinage réside dans la nature même de cette couche monocristalline qui, assure l'épaisseur, la rigidité, la planéité et le comportement mécanique requis pour des pièces mobiles telles que des micro-miroirs. Les différentes étapes de mise au point de microstructures sur SOI sont illustrées en figure I-15, à travers le process MEMSOI développé par TRONIC'S Microsystems.

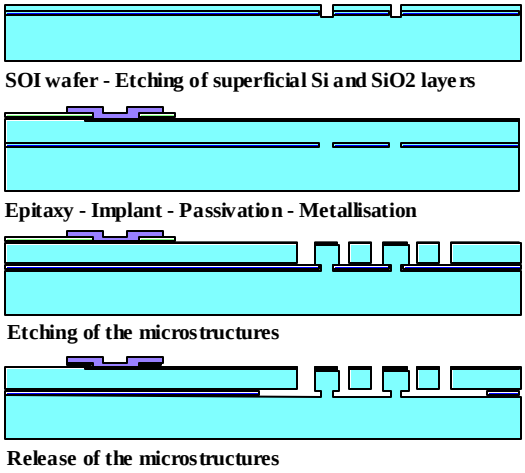


Figure I-15. Principe du micro-usinage de surface sur substrat SOI [77].

3.3. Les Microsystèmes optiques pour la commutation.

3.3.1 Généralités.

Dans le développement des réseaux de fibres optiques, une quantité importante de commutateurs optiques est nécessaire pour assurer la sûreté du réseau, la maintenance ou bien même la reconfiguration du système de transmissions des données.

Les caractéristiques principales des différentes technologies de commutateurs optiques existantes sont comparées dans le tableau I-5 ci-dessous.

Commutateur	**Moyen de guidage**	**Pertes d'insert.**	**Dépend. de la l**	**Dépend. de la polar.**	**Verrouillable**	**Coût**
Positionneur de Fibre optique	Fibre optique	Bonne	Insensible	Insensible	Oui	Elevé
MEMS	Guide d'onde	Bonne	peu sens.	peu sens.	Oui	Faible
MEMS	Fibre optique	Bonne	Insensible	Insensible	Oui	Faible
Effet électro-optique	Guide d'onde	Accept.	Sensible	Sensible	Par batterie	Elevé
Effet Thermo-optique	Guide d'onde	Bonne	peu sens.	peu sens.	Par batterie	Accept.
Diode laser	Guide d'onde	Bonne	Sensible	Sensible	Non	Elevé
Cristaux liquides	Espace libre	Accept.	Sensible	Sensible	Par batterie	Elevé
Hologramme	Espace libre	Elevées	Sensibles	Sensible	Par batterie	Elevé

Tableau I-5. Comparaison des performances des différents types de commutateurs optiques [5].

On remarque que, suivant le type d'applications auquel le commutateur est dédié, ce dernier doit être assez compact pour pouvoir être monté sur un circuit imprimé. Ainsi, une régulation mécanique d'un faisceau lumineux est possible comme mécanisme de commutation, à la condition qu'il possède de très petites dimensions. Le micro-usinage a été la solution envisagée et utilisée pour réduire les tailles.

Les commutateurs micro-usinés sont caractérisés par leur nombre d'entrée/sortie. Ceux comportant une entrée et une sortie uniquement sont appelés des portes optiques. Dans notre étude, nous considèrerons les matrices de micro-miroir, pour des applications d'adressage ou de multiplexage. Pour mieux comprendre les performances des commutateurs actuels, nous avons effectué une synthèse des différents types de commutateurs existant dans la littérature.

3.3.2 Les commutateurs de type « porte optique » par déplacement de fibre.

Historiquement, Hogari et al., de la société NTT a été un des premiers, au début de la technologie microsystème, à proposer un commutateur de fibre optique, basé sur l'utilisation d'un cantilever en métal coupant le faisceau lumineux provenant d'une fibre [5]. Dans le même temps, Jebens et al., de chez AT&T, développait un commutateur 2×2 utilisant un actionneur de fibre optique à effet mémoire Joule [6].

Un des critères les plus importants des portes optiques est la garantie des différents états stables, associée à une consommation d'énergie la plus faible possible. Les actionneurs électromagnétiques sont les plus utilisés dans ce type d'application, pour déplacer des fibres, des miroirs ou des prismes, comme indiqué en figure I-16 [7]. Mais ces structures, usinées dans la masse, sont lourdes, et présentent de faibles vitesses de commutation dues à leur poids excessif.

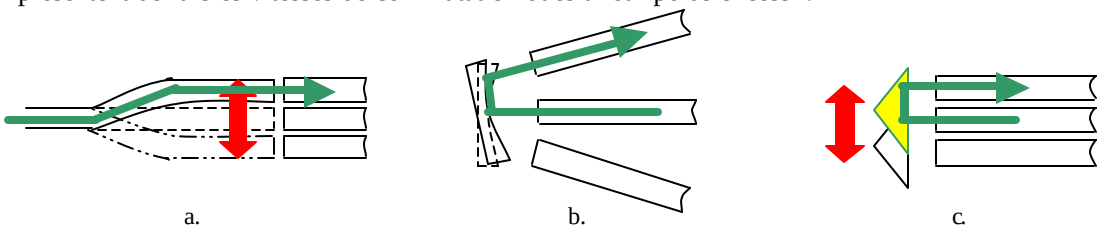


Figure I-16. Types conventionnels de commutateurs optiques.
a. Déplacement de la fibre optique – b. Rotation d'un miroir – c. Déplacement d'un prisme.

Récemment, un commutateur à fibre optique a été miniaturisé par Gonzalez et Collins, pour leur commutateur optique $1\times n$ [8-10]. Ils ont utilisé comme techniques de fabrication, la gravure anisotropique du silicium ainsi qu'un bonding anodique et ont collé ce dernier sur un support de fibre, généralement des tranchées en V nommées V-Grooves.

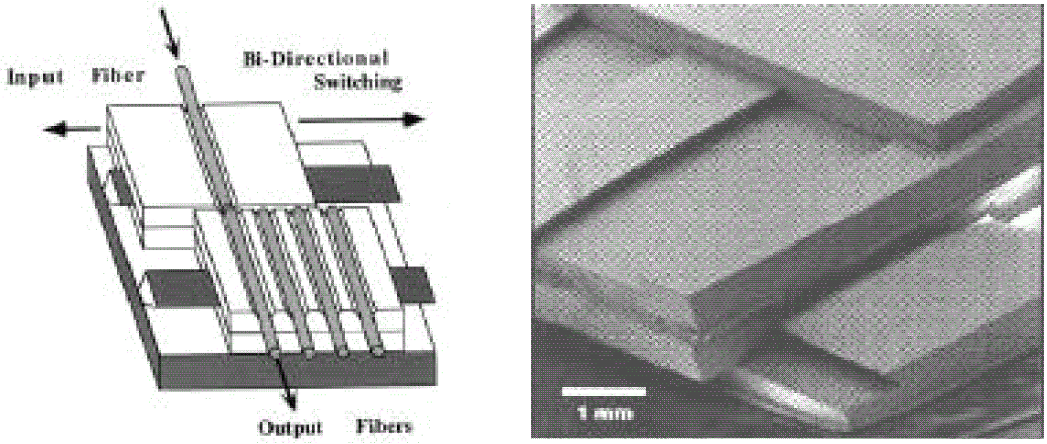


Figure I-17. Le commutateur optique de Gonzalez et Collins [8].

Une version micro-usinée sur silicium de ce dernier a été développée par Nagaoka et al., de NTT [11-13]. Ils utilisent comme moyen d'actionnement des fibres une bobine et des aimants permanents, comme présenté en figure I-18.

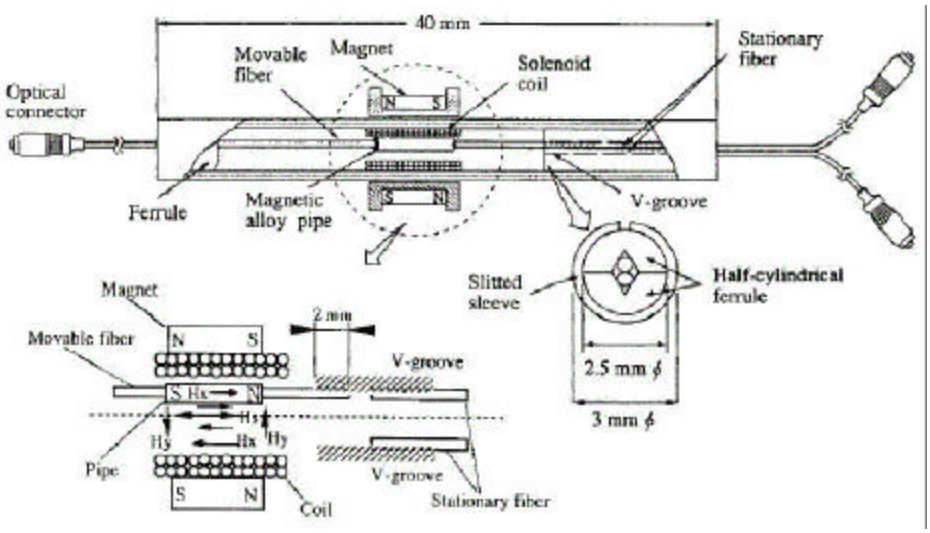


Figure I-18. Le commutateur optique de Nagaoka [11].

La fibre optique est insérée dans un micro-tube sur lequel a été déposé un alliage de nickel-fer, puis alignée avec une des deux fibres de sortie. La bobine est placée autour de la fibre d'entrée et fait bouger cette dernière entre les deux fibres de sortie. La position de sécurité est garantie par les aimants permanents. De ce fait, on fournit de l'énergie uniquement pour « arracher » la fibre de l'aimant permanent et l'envoyer sur l'autre aimant. Les auteurs indiquent un temps de commutation de 2ms, un crosstalk inférieur à –70dB, une tension et un courant de commande respectivement égaux à 0.6V et 15mA. Les faibles pertes d'insertion obtenues (*0.34dB*) en font un bon candidat pour une matrice N×N.

Field et al, de chez Hewlett-Packard, ont développé un commutateur optique à actionnement thermique [14]. Ce dernier est composé de deux actionneurs thermiques en nickel, bougeant une fibre d'entrée pour l'aligner sur deux fibres de sortie possibles. Ces dernières sont positionnées de manière précise dans deux tranchées en V (*V-Grooves*) obtenues par gravure anisotropique du silicium. De par la différence de largeur des deux bras composant l'actionneur, une déformation du bras le plus fin par effet Joule entraîne un mouvement de l'ensemble. Les auteurs indiquent une puissance à fournir de 200 à 400 mW et des pertes d'insertion de –5,8dB. Le crosstalk était estimé à –66.5dB.

Une alternative à cette méthode est la structure développée par Hoffman et al., et présentée en figure I-19 [15-19]. Ce commutateur, utilisant aussi l'effet thermo-électrique comme méthode d'actionnement, consiste en une V-Groove mobile, dans laquelle est placée la fibre d'entrée. Cette dernière bouge de manière horizontale et s'aligne sur l'une ou l'autre des fibres de sortie. Un cantilever supplémentaire, perpendiculaire à la fibre et possédant un mouvement vertical, sert à bloquer les fibres dans leur position.

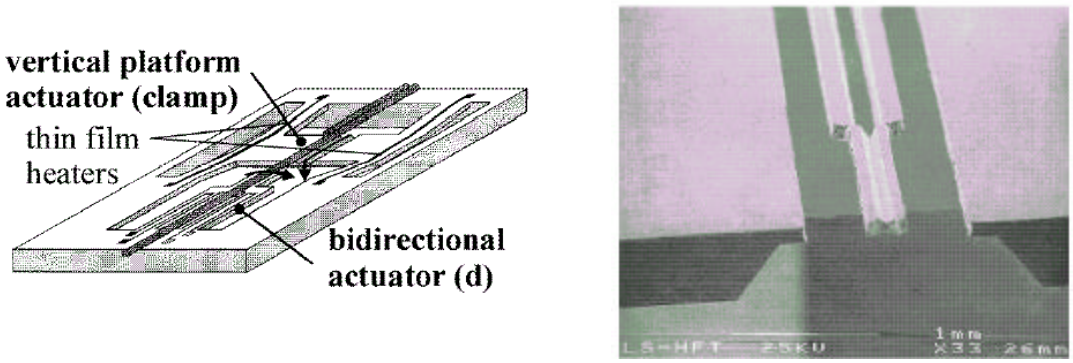


Figure I-19. Le commutateur optique de Hoffmann [16].

Hara et al. ont développé à l'université de Tohoku un commutateur 1×2 par combinaison de V-Grooves, obtenues par gravure anisotropique du silicium et des mémoires volatiles (*Shape Memory Allow SMA*) comme actionneur [20]. Quand un courant électrique, de l'ordre de 200 mA, circule, une translation de la fibre d'entrée est opérée avec un temps de commutation de 1.5s. les pertes d'insertion observées étaient de l'ordre de 2dB et le crosstalk était de l'ordre de –60dB. La figure I-20 montre un commutateur conçu sur le même principe, mais utilisant une mémoire volatile de type TiNiCu [21].

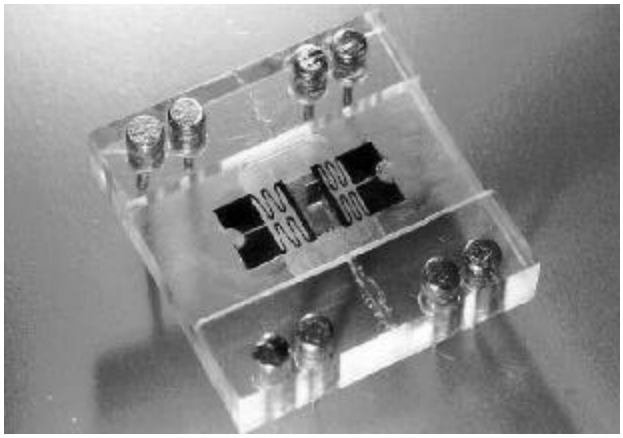


Figure I-20. Le commutateur optique de l'IMT de Karlsruhe [21].

On remarque que, dans ce type de commutateur optique, la fibre mobile d'entrée doit être assez longue pour obtenir un couplage optique avec le moins de pertes possible et une force d'actionnement la plus petite possible. D'un autre côté, la longueur de la fibre implique la taille minimale du composant.

Une autre solution envisagée a consisté à utiliser des micro-miroirs mobiles dans un espace libre faible. Dautartas et al. ont ainsi proposé un miroir micro-usiné sur silicium, inséré dans une micro-cavité et actionné magnétiquement [22]. Dans cette structure, quatre fibres sont alignées sur un substrat à l'aide de V-Grooves. Des lentilles sphériques, aussi alignées avec les fibres par insertion dans des micro-cavités réalisées par gravure anisotropique, assurent une cohérence du faisceau lumineux avant réflexion sur le miroir micro-usiné. Ce dernier, dont les propriétés de réflexion sont améliorées par un dépôt de Ti-Pt-Au, est suspendu par deux barres de torsion, faisant office de ressorts de rappel. L'actionnement du miroir est réalisé à l'aide d'une bobine placée sous le miroir.

Les auteurs reportent des temps de commutation de l'ordre de 10ms, avec une tension de commande de 5V et des pertes d'insertion de 0.7dB.

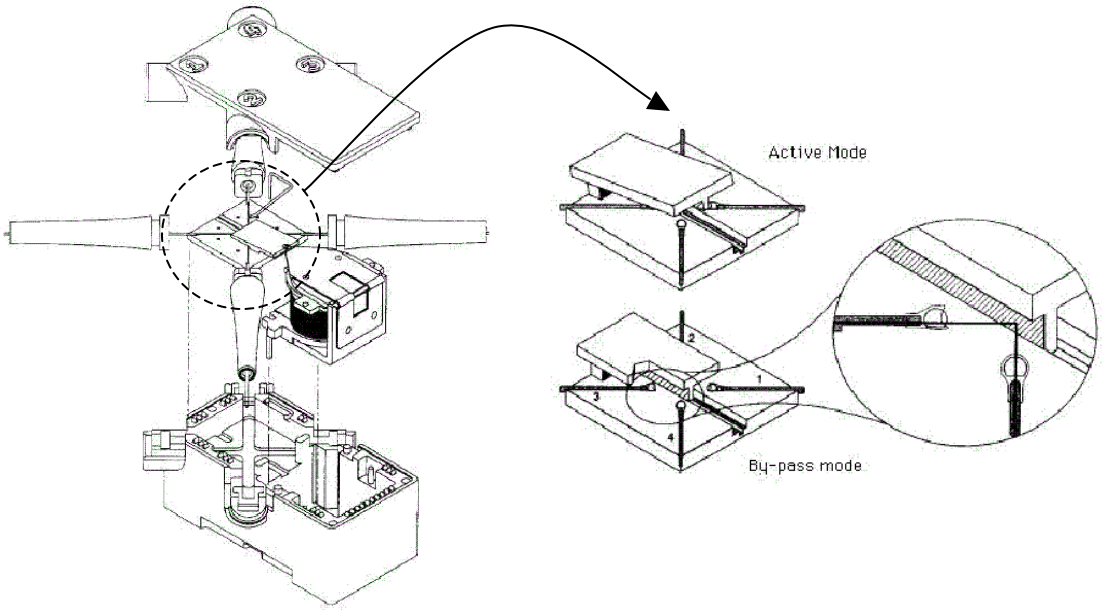


Figure I-21. Le commutateur optique à micro-miroir développé par Dautartas [22].

Une structure similaire a été développée par Matsuura chez Mitsubishi Electric Corporation [23]. Leur structure différait de la précédente par l'utilisation d'une cornière de miroir, posée sur un cantilever. Une couche de NiFe était déposée sur ce dernier. L'actionnement était donc de type magnétique.

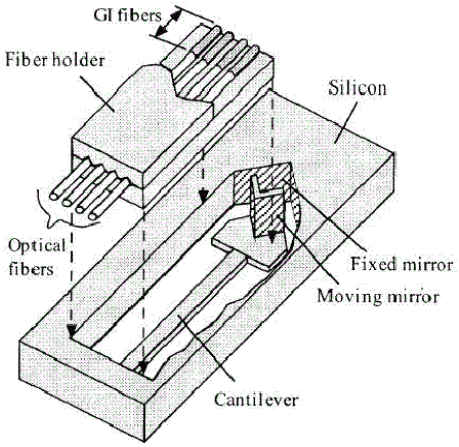


Figure I-22. Le commutateur optique à micro-miroir développé par Matsuura [23].

Une solution un peu plus intégrée a été proposée par Miller et al ; ils ont ainsi réalisé un micro-miroir sur lequel était déposé une bobine de cuivre (*70 tours*). Un aimant permanent était fixé en dessous [24]. L'actionnement du miroir a été réalisé en injectant une puissance de 100mW. La commutation était réalisée en 10ms, avec des pertes d'insertion comprises entre 0.62 et 3dB, avec des fibres multi-modes.

3.3.3 Les commutateurs de type « porte optique » utilisant des micro-miroirs.

Le développement de nouvelles techniques de gravure profonde du silicium, comme l'ICP-RIE (*Inductively Coupled Plasma Reactive Ion Etching*) plus communément appelée Deep RIE, a permis de réaliser des microstructures possédant d'importants facteurs de formes (*supérieur à 20*). Maxer et al., de l'Université de Neuchatel, ont ainsi réalisé un miroir vertical, actionné par un peigne d'électrodes [30-35].

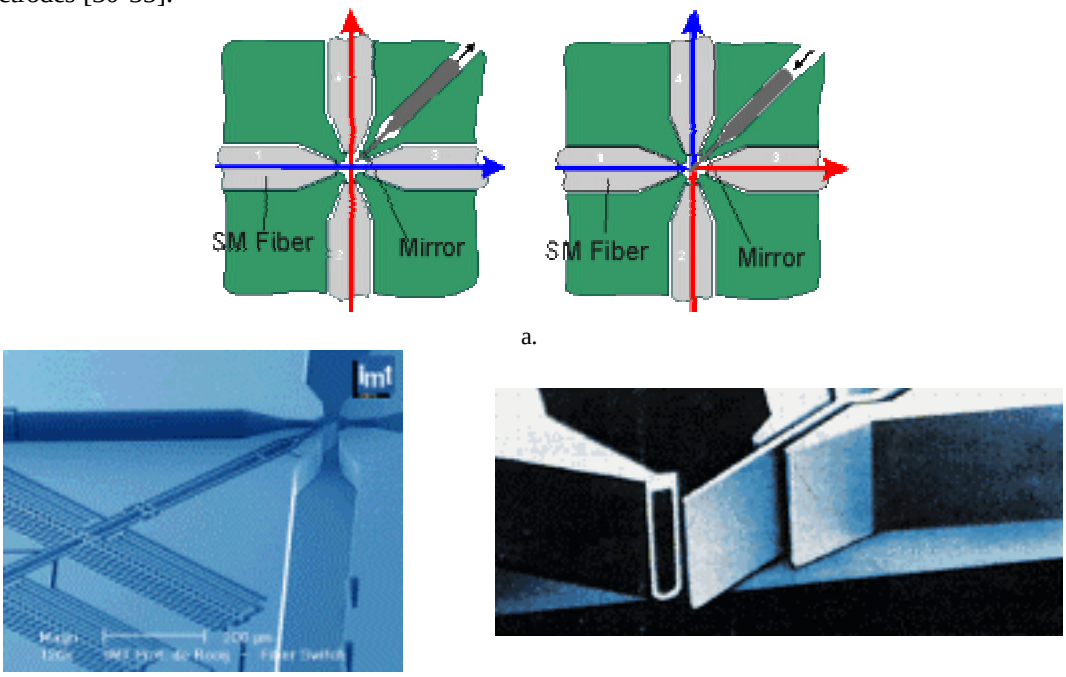


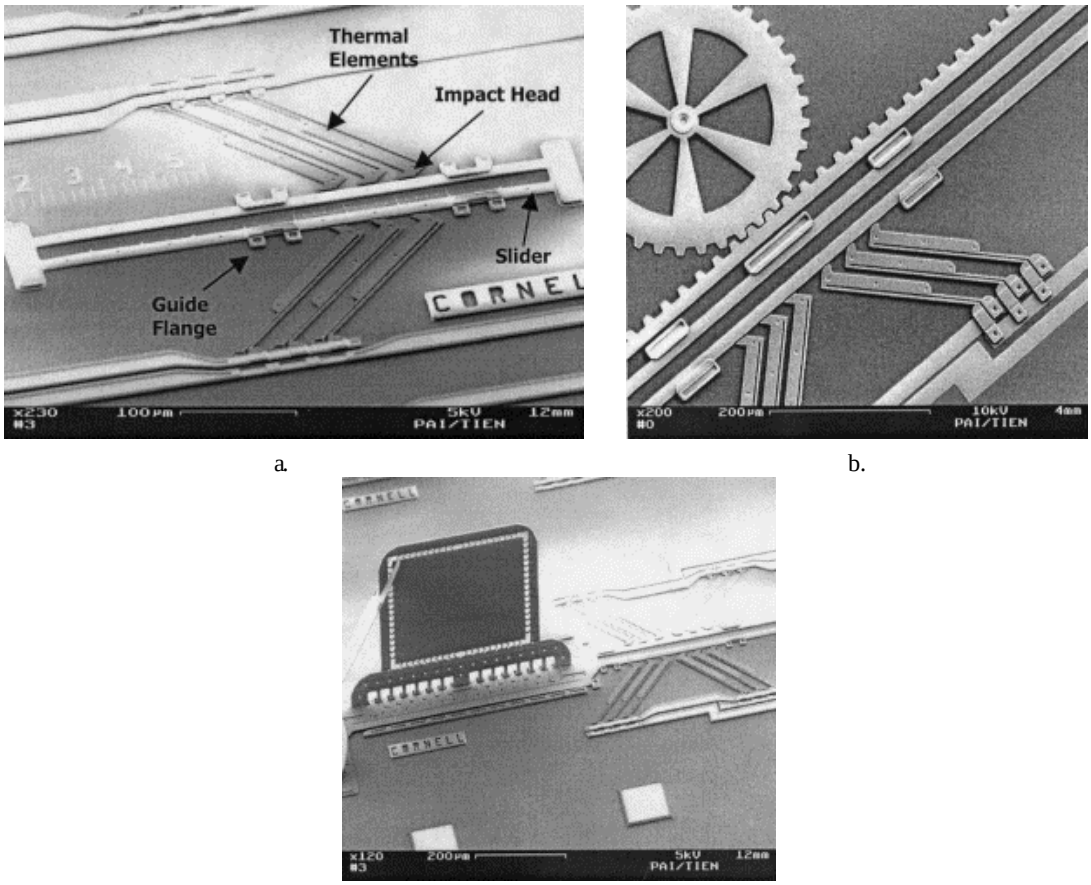
Figure I-23. Le commutateur optique à micro-miroir développé par Marxer
a. Principe de fonctionnement – b. Vue d'ensemble – c. Détail du miroir.

Les performances affichées donnaient des pertes d'insertion de 1,5dB environ. Une réalisation récente a montré la combinaison de six de ces commutateurs optiques, afin de réaliser une matrice de commutation 4×4.

Un autre type d'actionnement a été testé pour faire lever les micro-miroirs à partir de micro-moteurs. Ceux-ci se destinent à des applications où le miroir doit parcourir une longue distance avant d'interrompre le faisceau lumineux.

Ainsi, Pai et Tien, de l'Université de Cornell, ont proposé un actionnement de ce type, pour leur commutateur à micro-miroir [27-29]. Le montage consiste en un miroir vertical micro-usiné dans du silicium et monté sur un cadre flexible, puis actionné par quatre paires d'actionneurs thermiques, comme montré dans les figures I-24.

En contrôlant l'amplitude du courant de commande, les actionneurs thermiques avancent ou reculent. Le miroir possède donc un contrôle de sa position angulaire. Une modification de cette structure a consisté à introduire une crémaillère, entraînant une roue crantée. La crémaillère, mise en mouvement en utilisant des actionneurs thermiques, fait alors tourner une roue excentrique levant le miroir.



a. b.

c.

Figure I-24. Le commutateur optique à micro-miroir développé par Pai et Tien.
a. Vue des actionneurs thermiques – b. Roue crantée d'entraînement – c. La partie réflexion du micro-miroir.

Enfin, Yasseen et al. ont réalisé un commutateur rotatif 1×8, par assemblage manuel d'un micro-moteur usiné sur silicium avec un micro-miroir [36-37]. Les pertes d'insertion affichées étaient comprises entre 0.96dB pour des fibres multi-modes et 2.32dB pour des fibres mono-modes.

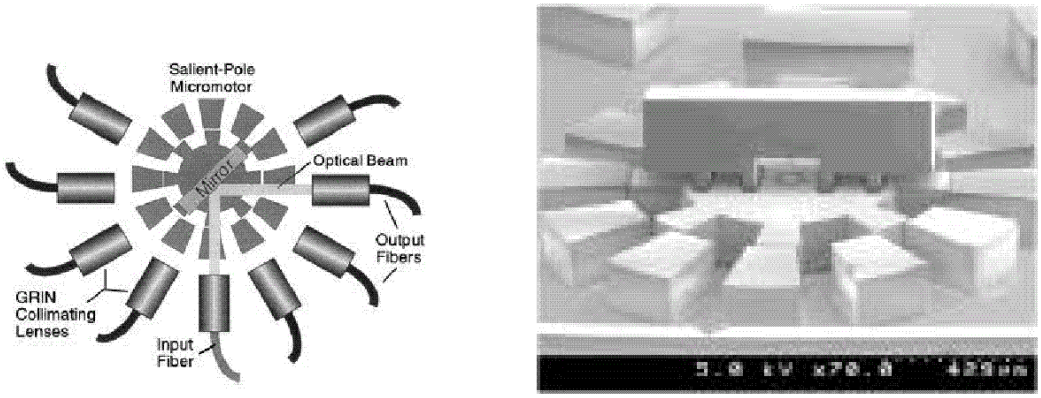


Figure I-25. Le commutateur optique 1x8 développé par Yasseen.

Un des premiers commutateur à micro-miroir à actionnement électrostatique à avoir été développé utilisait le DMD (Digital Mirror Devices), développé et commercialisé par Texas Instruments [38-40]. Boysel a en effet construit un commutateur 4×4 dans l'espace libre, en utilisant comme interrupteur un miroir en aluminium de 50µm de diamètre, supporté par deux barres de torsion de 1µm de largeur et de 0.1µm d'épaisseur [41]. L'ensemble, placé à une distance de 5µm du substrat, nécessite une tension d'actionnement de 20V pour faire pivoter le miroir de 10° en 10µs. Le miroir est couplé avec une paire de fibres multimodes ainsi que des lentilles de focalisation micro-usinées. Les pertes d'insertion observées étaient de –18.7dB et un crosstalk entre canaux de –28.5dB.

Des solutions entièrement intégrées se sont alors développées. Lee et al. ont ainsi conçu un cross-connector, utilisant un miroir en silicium poly-cristallin comme surface de réflexion [25]. Le commutateur consiste en un miroir micro-usiné, normal au substrat, et placé à 45 degrés de quatre V-Grooves. Le miroir est contrôlé par des actionneurs électrostatiques en forme de peignes. Les pertes d'insertion relevées était de 3dB et le crosstalk de 26,1dB.

Le même groupe de recherche a amélioré la structure précédente afin de développer un commutateur optique 2×2 [26]. La structure comprend des électrodes tri-dimensionnelles ainsi que les micro-miroirs. Les optiques de focalisation et les systèmes d'accroche des fibres optiques sont amenés sur une puce séparément. La tension d'actionnement est de 80V, pour faire lever les miroirs, et un temps de commutation de 0.4ms est nécessaire. Les pertes d'insertion sont dans ce cas de 1.25dB et un crosstalk de –60dB a été relevé.

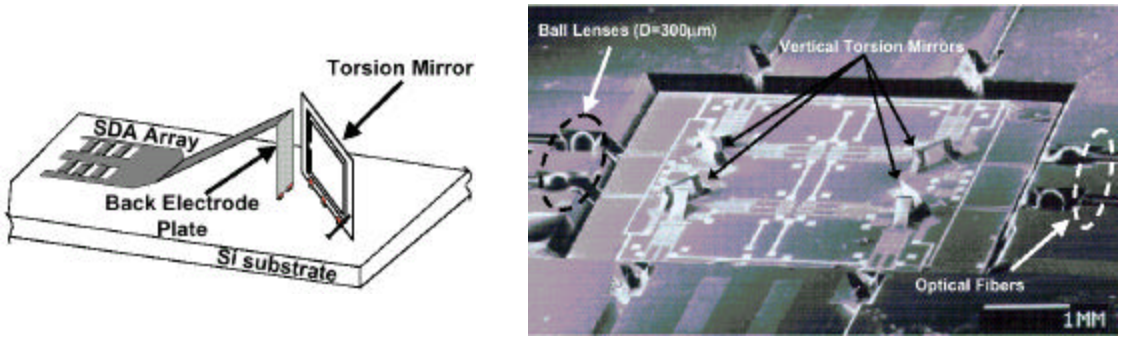


Figure I-26. Le commutateur optique à micro-miroir en espace libre développé par Lee.

Toshiyoshi et Fujita, de l'Université de Tokyo, ont beaucoup travaillé sur le sujet. Ils ont notamment réalisé un micro-miroir micro-usiné sur silicium, à fort angle de déviation, afin de réguler des faisceaux lumineux en espace libre [42-44].

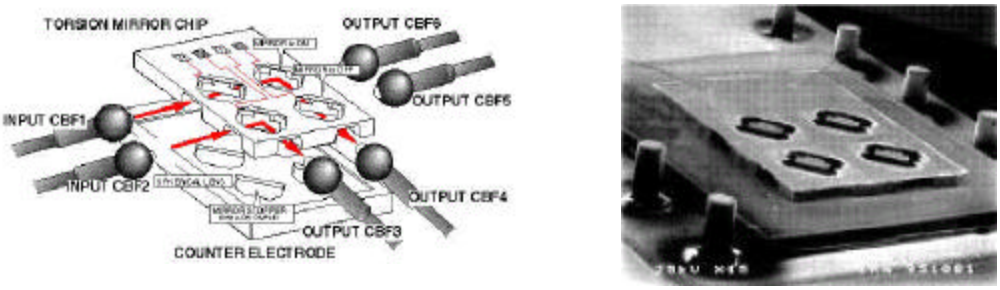


Figure I-27. Détail du micro-miroir à actionnement électrostatique développé par Toshiyoshi et Fujita.

Les dimensions du miroir étaient de 300µm par 600µm. Il est supporté par deux barres de torsions de 300µm de long, 16µm de large et 0.3µm d'épaisseur. L'ensemble était placé dans une cavité micro-usinée dans le substrat. En utilisant ces derniers, un commutateur 2×2 a été développé en intégrant quatre micro-miroirs à actionnement électrostatique sur un substrat silicium. Par application d'une tension sur le miroir, et en utilisant le substrat comme contre-électrode, le miroir pivotait autour de son axe de rotation jusqu'à l'obtention d'un angle de 90°.

L'ensemble, comprenant les lentilles de focalisation, occupait une surface de 3mm × 5mm sur un substrat silicium. Les pertes d'insertion mesurées étaient de 7.6dB, et le crosstalk inférieur à –60dB. Les tensions d'actionnement étaient comprises entre 100 et 150V. Les auteurs précisent qu'aucune rupture mécanique n'a été observée après 40 millions de cycles, à la fréquence de résonance de la structure.

Une modification de la structure précédente a consisté à déposer sur la surface du miroir une couche de matériau magnétique [45]. En rajoutant des V-Grooves, afin de parfaire l'alignement des fibres optiques et en utilisant une bobine placée sous la structure, les tensions d'actionnement ont été diminuées. Les propriétés du faisceau ont cependant été conservées.

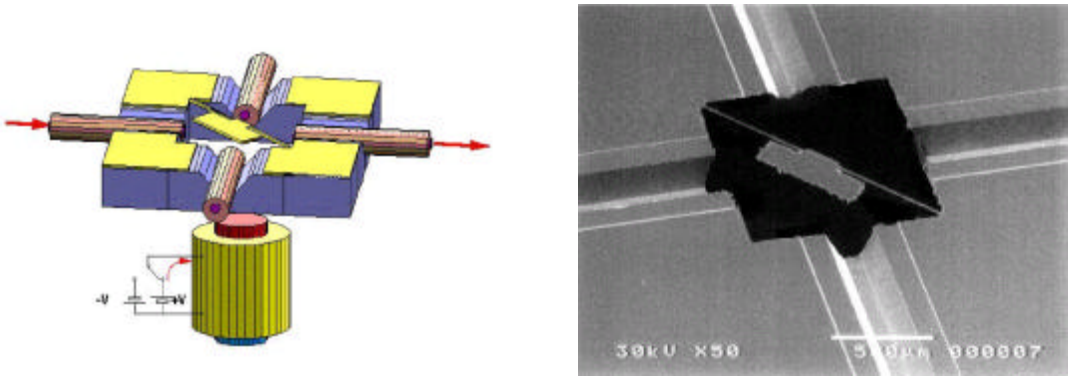


Figure I-28. Variante du micro-miroir développé par Toshiyoshi et Fujita : actionnement magnétique [45].

Enfin, Toshiyoshi et Fujita ont proposé une variante de cette structure, où le miroir est micro-usiné par gravure chimique d'un wafer <110> de silicium [46]. L'actionnement est dans ce cas par effet Joule : le passage du courant dans les bras supportant le miroir entraîne une déformation de la surface et une levée du miroir.

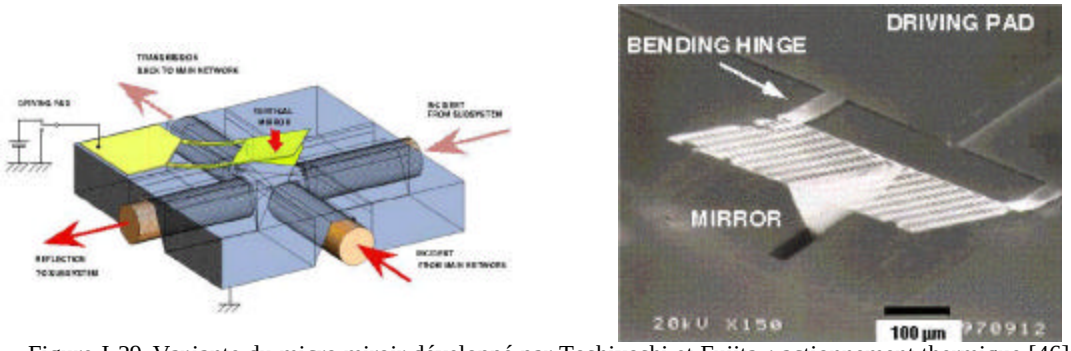


Figure I-29. Variante du micro-miroir développé par Toshiyoshi et Fujita : actionnement thermique [46].

3.3.4 Les matrices de commutation à base de micro-miroirs.

Les matrices de commutation pour un grand nombre de canaux (*supérieur à 100´100*) sont souvent nécessaires dans un réseau de distribution optique, assignant la fibre optique d'un client au fournisseur d'accès. Comme les commutateurs doivent posséder une grande stabilité de fonctionnement, la majorité des réseaux de communication actuels utilise des couplages physiques de fibres optiques.

Lin et al. de chez AT&T ont développé un miroir rotatif sur un cadre, ce dernier se levant grâce à des peignes d'actionneurs électriques. Cette réalisation, typique d'une de micro-usinage de surface, a été intégrée pour réaliser des commutateurs 8×8, sur une surface de 1cm par 1cm et en utilisant le process MUMP's de Cronos [47-49].

Une tension d'actionnement de type carrée, de plus ou moins 100V d'amplitude à la fréquence de 500kHz était appliquée sur les peignes d'actionnement, pendant 0.5ms. Des fibres multi-modes étaient utilisées, avec des micro-lentilles de Fresnel. Les pertes mesurées étaient de 16dB environ.

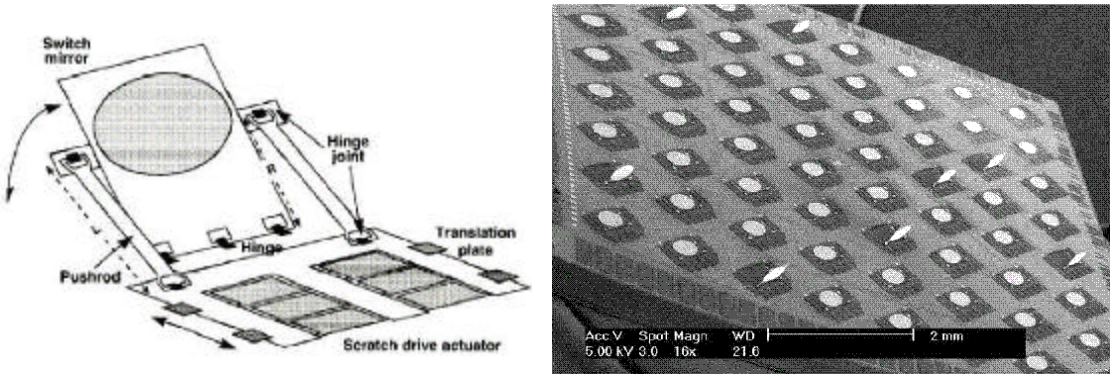


Figure I-30. Le commutateur optique de Lin et al.

On notera que l'avantage de ces commutateurs, basés sur des miroirs à mouvement latéral, est que la distance entre le miroir et la fibre peut être assez faible pour accommoder les miroirs. De ce fait, le couplage sans lentille de focalisation peut donc être effectué pour des fibres mono-modes. Un inconvénient majeur réside quand même en l'utilisation d'actionneurs de taille importante, garantissant de larges déplacements mais nécessitant des tensions d'actionnement élevées. Enfin, même si les miroirs montés sur micro-moteurs présentent l'avantage de commuter des faisceaux avec de faibles angles de rotation et dans un faible volume, ils nécessitent une grande distance de couplage pour bouger le spot lumineux.

3.3.4 Les matrices de commutation à base de guides d'onde.

Ce type de couplage peut être facilement implémenté sur silicium en utilisant des guides d'onde micro-usinés. Mais ils présentent le défaut de nécessiter une tension permanente afin de maintenir le commutateur dans l'état fixe requis.

Kanai et al. ont proposé en 1993 une matrice de commutation 21×21, comprenant des commutateurs de guides d'onde en silice [50].

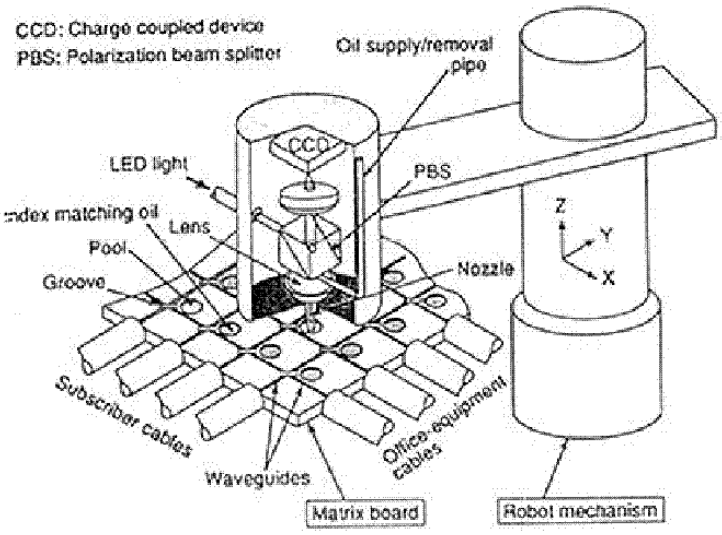


Figure I-31. Le commutateur à goutte d'huile [50].

Comme montré dans la figure ci-dessus, le système comprend un index rotatif, au dessus d'un réseau de guides d'onde de 15µm de largeur, réalisé par gravure chimique du silicium. L'index a la possibilité de déposer ou de soustraire une goutte d'huile d'un nano litre à l'intersection de deux guides d'onde. La goutte ainsi déposée redirige la lumière issue du guide.

L'inconvénient majeur de cette structure est lié à la variation inévitable des propriétés optiques du faisceau lumineux, suivant le chemin suivi. Les pertes d'insertion mesurées sont de 7dB, avec un crosstalk de 40dB. La vitesse de commutation dépend du temps de positionnement du bras du robot (*inférieur à 15s*).

Des structures similaires, basées sur l'utilisation d'un fluide pour dévier un faisceau lumineux, ont été proposées. Ainsi, Jackel et al. ont créé un commutateur optique basé sur la création et la destruction de bulles d'oxygène par électrolyse [51]. Le système comprend une électrode évaporée sur un substrat de silicium, à l'intersection de deux guides d'onde micro-usinés sur silicium. Un fluide est injecté dans l'ensemble du commutateur et est conservé à l'intérieur de ce dernier par un capot en verre. L'application d'un potentiel déclenche un phénomène d'électrolyse, entraînant la création de bulles d'oxygène sur l'anode et d'hydrogène sur la cathode. Les deux gaz fusionnent en une seule et même bulle, qui dévie le faisceau lumineux. Les pertes de transmission annoncées étaient de 10dB et 3dB de pertes à la réflexion ont été mesurées.

Sato et al., de chez NTT, ont utilisé un miroir, formé par une bulle de mercure, immergé dans un électrolyte [52-53]. La bulle était dirigée par électrocapillarité liée aux forces induites par le gradient du champ électrique appliqué. Un temps de réponse de 20ms a été mesuré, pour une tension appliquée de 1V. Le système élémentaire a ensuite été intégré dans un ensemble plus complexe afin de réaliser un commutateur 1×3, comme montré dans la figure suivante.

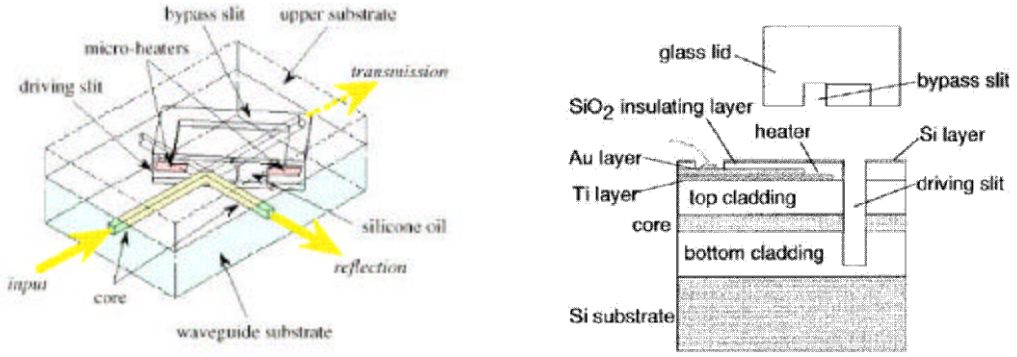


Figure I-32. Le commutateur à guide d'onde par goutte de mercure de Sato.

Des pertes d'insertion de 0.5dB étaient observées et de 4.3dB en transmission.

Une autre approche de la commutation optique à l'aide de guides d'onde passe par l'utilisation de cantilever, actionné mécaniquement pour effectuer les actions de couplage ou de découplage. Plusieurs méthodes ont été utilisées pour cela. La première, proposée par Voges [54] ou Hoffman [55] consiste à réaliser des guides d'onde dans les cantilevers en découpant le substrat silicium autour du guide. Des pertes de couplage de 3dB ont été observées, dues au gap de 2µm entre les deux fibres. L'actionnement du cantilever se faisait grâce à une micro-résistance électrique, mettant en résonance la structure pour la faire bouger.

Des simplifications de process ont pu être réalisées, notamment par Eng et al., en utilisant un substrat SOI [56]. Les tensions d'actionnement, tout comme les pertes s'en sont vues diminuées (*respectivement 10V et 12dB de pertes*).

Pour construire un commutateur à deux sorties ou plus, une solution consiste à donner un mouvement latéral à la structure. Mais des forces d'actionnement sont nécessaires, du fait que la largeur du guide est souvent supérieure à sa hauteur. Ollier et al., du LETI, a utilisé ce «défaut » comme un avantage, en prenant les hauteurs micro-usinées du guide comme contre-électrode [57].

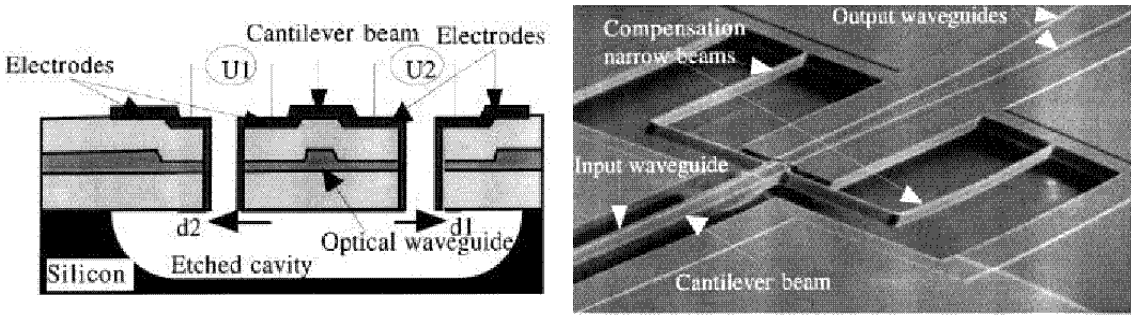


Figure I-33. Le commutateur à guide d'onde réalisé par E. Ollier et al.

Le cantilever, de 25µm de large et de 2mm de long, consiste en trois couches de silice déposées par PECVD et de dopage différent. Quand une tension est appliquée, le cantilever dévie latéralement pour amener la fibre d'entrée en face d'une des fibres de sortie. Les pertes d'insertion étaient évaluées à –3.5dB et le crosstalk à –35dB. Le temps de réponse était de 0.6ms, mais la tension à appliquer de l'ordre de 300V. En effet, les surfaces en regard étaient faibles. Une alternative a donc

consisté à augmenter la surface des électrodes en regard, en multipliant ces dernières [58-59]. La tension d'actionnement a alors été réduite à 28V.

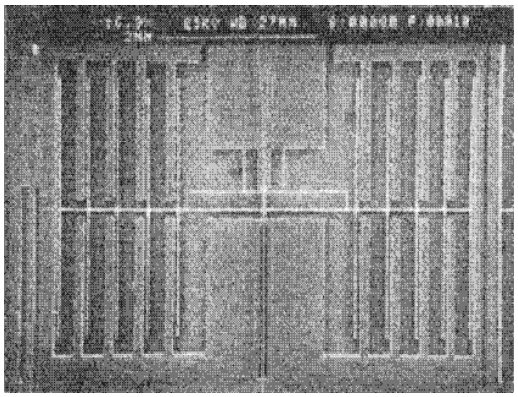


Figure I-34. Modification de la structure d'E. Ollier et al.

Mais les structures suspendues présentent en général un rayon de courbure, soit vers le haut, soit vers le bas, dû aux contraintes internes du matériau et des différentes étapes de réalisation du process. On remarquera alors pour compenser ses effets, l'utilisation de ressorts de compensation au bout du cantilever.

Enfin, Kobayashi et al. ont présenté un commutateur à guide d'onde 1×2, commandé électro-magnétiquement, comme montré dans la figure suivante [60-61]. Comme dans beaucoup de processus de réalisation, ils utilisent une couche de polysilicium comme couche sacrificielle, et produisent ainsi un cantilever en verre.

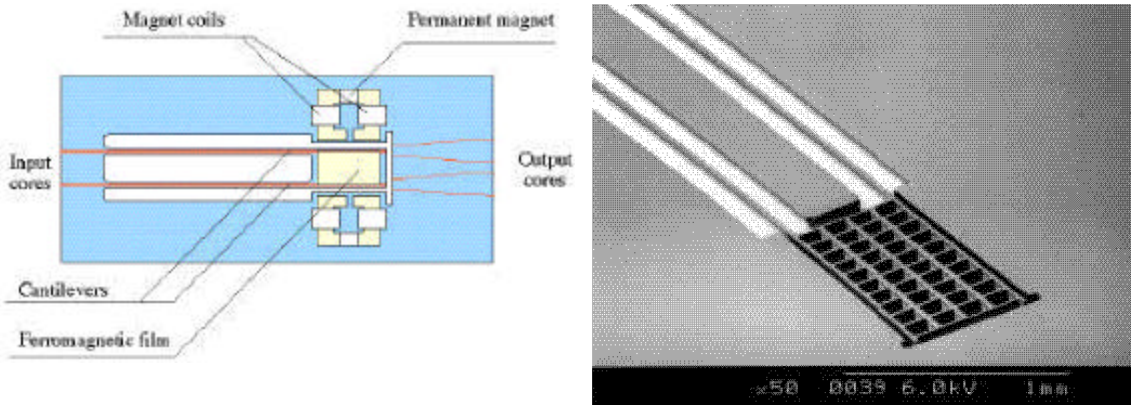


Figure I-35. Le commutateur à guide d'onde actionné magnétiquement de Kobayashi [60].

Les performances observées étaient un temps de commutation de 40ms, des pertes d'insertion de 3.1dB et un crosstalk de –40dB.

4. Cahier des charges.

4.1 Objectifs.

Dans le domaine des commutateurs optiques, l'objectif principal de cette thèse est de développer une nouvelle architecture de routeurs optiques en espace libre, utilisant des matrices de micro-miroirs, usinés sur silicium, ne nécessitant pas d'asservissement électronique, en démontrant sa faisabilité et en atteignant les performances espérées. Plusieurs contraintes doivent être prises en compte, si l'on se place dans une optique de commercialisation de l'objet réalisé, soient :

- L'architecture proposée doit permettre la suppression d'asservissement électronique de position.
- Elle doit utiliser des micro-miroirs digitaux, réclamant une excellente uniformité et un excellent contrôle des caractéristiques des composants mis en jeu, à savoir par exemple l'excursion angulaire des micro-miroirs.
- La technologie utilisée devra mettre en jeu des substrats de type SOI (*Silicon On Insulator*), permettant de répondre aux exigences ci-dessus dans le cas des matrices de micro-miroirs, sans pénalisation sur les rendements de fabrication. Le tout doit permettre d'offrir une très bonne qualité optique, en particulier sur la planéité.
- Enfin, les problèmes liés à l'assemblage des différents composants constituent un enjeu technologique à atteindre important.

4.2 Démarche adoptée.

Afin de mener à bien la conception, la réalisation et la caractérisation de ce microsystème, nous avons d'abord travaillé sur la mise en place d'une méthodologie de conception, dont les bases sont décrites en figure I-36.

Le cahier des charges de la structure nous a été défini par le fondeur, TRONIC'S Microsystems. Il a été élaboré, d'une part, à l'aide des divers besoins exprimés par les industriels en matière de DWDM, et, d'autre part, sur l'expérience du laboratoire, acquise en particulier à travers la thèse de Franck Larnaudie [62]. C'est ainsi qu'un actionnement de type électrostatique a été choisi. Ce choix a été fait parmi les divers types d'actionnement utilisés pour les microsystèmes, qui sont :

- **L'actionnement piézoélectrique,** offrant la possibilité d'atteindre des déplacements importants avec de faibles tensions d'actionnement et une grande résolution, mais qui souffre d'une non-compatibilité avec les techniques standards de réalisation de la micro-électronique. En effet, les techniques de dépôt de matériau piézoélectrique ne sont pas encore standardisées. De plus, le vieillissement et le phénomène de fatigue mécanique de telles couches ne sont pas encore bien maîtrisés.
- **L'actionnement thermique,** permettant une intégration monolithique du système, puisque des couches de silicium, polysilicium, oxyde de silicium et de métal suffisent pour constituer la partie mobile. Mais il présente des temps de réponse importants dûs à l'importante inertie thermique et une forte consommation d'énergie.
- **L'actionnement magnétique,** présentant l'avantage d'être sans fil et sans contact physique, en particulier dans le cas de la magnétostriction et présente la possibilité d'être intégré dans un packaging sous vide. Mais l'inconvénient principal du mode magnétique est qu'il faut appliquer un

champ magnétique externe par l'intermédiaire d'un aimant permanent, nuisant ainsi à la miniaturisation. De plus, dans le cas de la magnétostriction, des dépôts de couches magnétiques non inclus dans les procédés standards de la microélectronique sont nécessaires.

- **L'actionnement électrostatique** quant à lui est le plus commun et le plus répandu de tous. Les avantages sont nombreux : performances intéressantes, faible consommation, faible temps de réponse. Ils présentent surtout une simplicité de fabrication et de mise en œuvre, déjà très éprouvée.

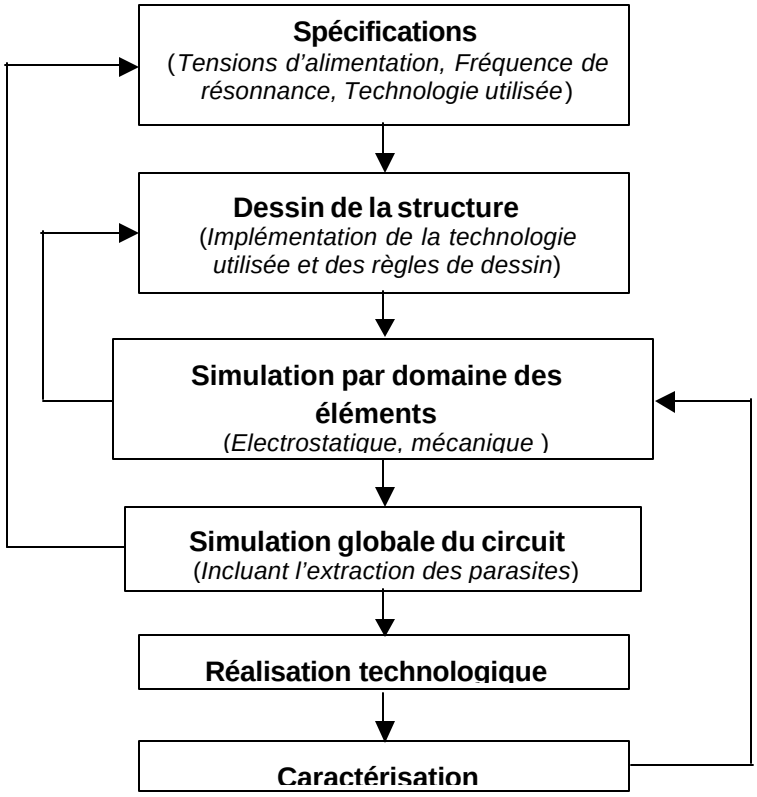


Figure I-36. Méthodologie de conception de microsystème.

La structure une fois figée doit faire l'objet de développements de modèles associés pour mieux être étudiée et optimisée. Ainsi :

- **un modèle analytique** doit être créé, permettant d'extraire les tensions de fonctionnement, les contraintes dans les barres de suspension ainsi que la déformation de la surface lors de l'application de la tension de commande,
- **un modèle précis,** mis au point à l'aide d'outils d'aide à la conception aux éléments finis. Cette étape permettra, d'une part, de valider le modèle mathématique conçu au paragraphe précédent et de quantifier, d'autre part, d'autres phénomènes comme la charge des électrodes de commande. Nous utilisons MATLAB pour la mise au point du modèle analytique et CADENCE associé à COVENTOR pour la simulation fine (*physique*) de la structure.

La mise en place de la filière technologique, ainsi que la réalisation de la structure doivent être assurées par TRONIC's Microsystems à Grenoble.

La principale contrainte concerne l'uniformité des excursions angulaires des miroirs au sein d'une même matrice. Cette uniformité ne semble pouvoir être accessible qu'avec une technologie de type SOI, dans laquelle la couche d'oxyde thermique joue le rôle de couche sacrificielle et permet la libération des parties mobiles. Cette dernière peut en plus être un excellent moyen de contrôle de l'épaisseur nécessaire à l'obtention du bon angle d'inclinaison du micro-miroir.

La caractérisation de la matrice de micro-miroir doit être effectuée en collaboration avec la société NETTEST de Marly Le Roi.

Chapitre 2 :

Validation des outils de CAO utilisés pour la conception d'un micro-miroir.

« J'ai connu une polonaise qu'en prenait au petit déjeuner.
Faut quand même admettre que c'est plutôt une boisson d'homme. »
Monsieur Fernand

Chapitre 2 :

Validation des outils de CAO utilisés pour la conception d'un micro-miroir.

1. Positionnement du problème.

1.1 Généralités.

Notre objectif principal est d'évaluer les performances théoriques d'une nouvelle architecture de micro-miroir, implantable soit dans des multiplexeurs-démultiplexeurs en longueurs d'onde, soit dans des routeurs optiques (*OXC*). Ces performances doivent être extraites grâce à deux méthodes : une première méthode, reposant sur des modèles analytiques, développés essentiellement dans notre laboratoire, et une deuxième méthode, utilisant un logiciel de simulation aux éléments finis dédié microsystèmes, COVENTOR [63].

La première partie de notre travail va consister à valider et à déterminer le domaine de validité du logiciel aux éléments finis, par comparaison de ces résultats avec ceux acquis à travers nos modèles analytiques. De par la structure même de notre miroir, ce sont essentiellement les modules mécaniques et électrostatiques du logiciel qui doivent être étudiés et utilisés.

La deuxième partie met à profit les résultats obtenus avec les deux méthodes, afin de concevoir une structure optique, à partir d'un cahier des charges que nous explicitons. Ainsi, nous dimensionnons en particulier les barres de torsion, le miroir ainsi que ses électrodes de commande, afin d'obtenir un objet élémentaire facilement insérable dans un commutateur ou un multiplexeur.

Avant tout, l'architecture originale que nous étudierons doit contourner les difficultés rencontrées dans les diverses solutions présentées dans le chapitre 1, en mettant en jeu une approche « espace libre ». Cette démarche doit permettre de couvrir l'ensemble de la demande système (*du multiplexeur au routeur*), sans présenter les inconvénients précédemment identifiés. En particulier, elle devra se caractériser par les avantages suivants :

- Utilisation de micro-miroirs à position angulaire pré-déterminée (*micro-miroirs digitaux*), de réalisation technologique beaucoup plus simple, permettant de réaliser des matrices complexes avec de très hauts rendements de fabrication,
- Absence d'asservissement angulaire de micro-miroirs, qui simplifie considérablement la gestion électrique plus simple et limite également les puissances consommées,
- Garantie d'une direction de routage en cas de coupure électrique.

1.2 Description générale du micro-miroir mis au point.

Nous décrivons dans ce paragraphe le principe même du micro-miroir à déflection électrostatique, qui sert de support à notre étude. La présentation en demeure succincte, étant en partie développée lors de la thèse de F. Larnaudie [62]. Le dispositif de réflexion d'un seul faisceau lumineux se compose d'une plaque réfléchissante suspendue par des barres de torsion, encastrées aux deux extrémités. Le système d'actionnement est placé sous cette structure, soient deux électrodes de commande. On choisit ainsi un actionnement de type électrostatique pour les raisons de simplicité de commande décrites dans le chapitre 1 et des connaissances des phénomènes d'interactions se produisant entre deux conducteurs, lorsqu'ils sont placés à deux potentiels différents.

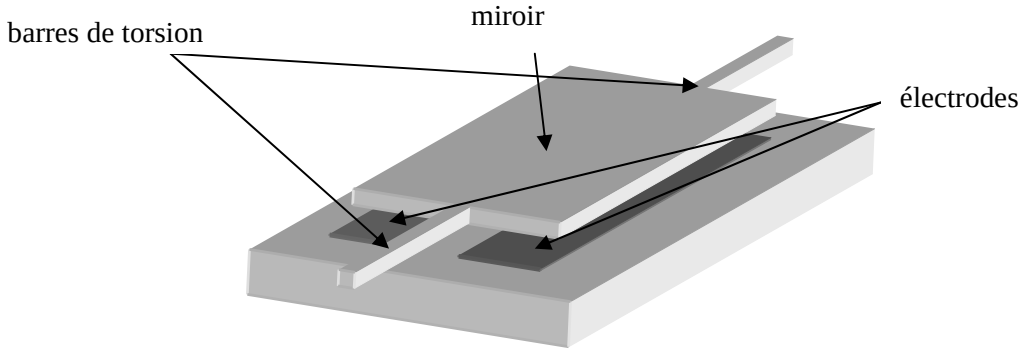


Figure II-1. Schéma de principe du micro-miroir [62].

En effet, les forces électrostatiques engendrées par une tension appliquée entre une électrode et le miroir permettent à celui-ci de pivoter autour de l'axe des barres de torsion. Effectuons une liste des moments s'appliquant alors sur la partie mobile et s'opposant au mouvement :

- Le moment d'inertie, qui est proportionnel à l'accélération angulaire et dépend de l'inertie de rotation notée I de la plaque autour des barres. Soit : $I.\ddot{\theta}$,
- Le moment de rappel mécanique, qui dépend de l'angle de rotation, et qui est noté : $k\,\theta$
- Le moment de frottement, dont il est admis qu'il est proportionnel à la vitesse de rotation angulaire et dépend du coefficient de frottement F : $F\dot{\theta}$. Il se déduit de l'expérience.

L'équation globale traduisant l'équilibre de la structure est donc :

$$2k\theta + \vec{M}_e + F.\dot{\theta} + I.\ddot{\theta} = 0 \qquad \text{(II-1)}$$

Dans laquelle M_e, correspond au moment électrostatique, qui sera défini plus tard. Le facteur 2 du moment de rappel mécanique traduit la présence de deux barres de suspension.

1.3 Modélisation aux éléments finis de la structure.

1.3.1 Généralités.

Concevoir des microsystèmes implique différentes étapes de conception, mais aussi de développement et de fabrication de systèmes de taille très réduites. Les fonctions assurées par ces composants vont du contrôle d'altitude, par micro-senseur par exemple, à des composants mécaniques assurant des fonctions d'une grande précision, comme des accéléromètres. Ils sont créés en combinant des fonctions individuelles sur la même puce qui, associées entre elles, assurent une fonction globale.

Ces remarques, quoique généralistes, montrent bien les connaissances pluri-disciplinaires que devraient posséder les concepteurs de microsystèmes pour réaliser de tels composants : mécanicien, électro-mécanicien, ingénieur matériau, électronicien, *etc…* D'où la nécessité de réaliser des outils d'aide à la conception permettant de réaliser un microsystème à partir de simulations les plus fidèles possibles par rapport au comportement réel, et d'éviter ainsi un nombre important d'essais technologiques, fortement coûteux.

Dans le passé, en grande partie à travers le développement de la micro-électronique, les chercheurs suivaient une démarche de conception inspirée des résultats expérimentaux. Ils multipliaient ainsi le nombre de processus technologiques, en faisant varier les paramètres géométriques et en optimisant chaque étape du process, pour en déduire des lois de comportement et de conception. Au fur et à mesure, ces connaissances expérimentales ont enrichi les logiciels de CAO à travers des modèles de plus en plus fiables et proches de la réalité. Les outils les plus communément utilisés à l'époque par les concepteurs étaient des éditeurs de layout, généralement développés pour l'intégration des circuits micro-électroniques tels que CADENCE ou MENTOR GRAPHICS [64]. En parallèle, SPICE permettait la mise au point de modèles comportementaux simplifiés mais utiles dans des phases de faisabilité.Les quelques analyses conduites par la suite utilisaient une modélisation aux éléments finis, généralement par l'intermédiaire d'ANSYS [65].

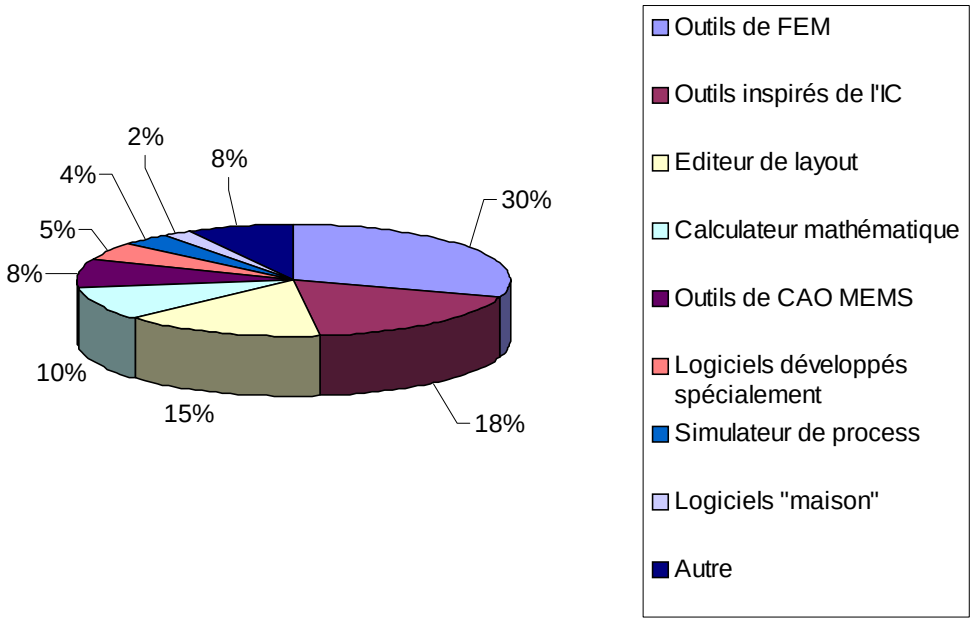


Figure II-2. Aperçu des outils utilisés par les concepteurs de microsystèmes.

Le marché et les technologies évoluant, une approche plus industrielle de la conception des microsystèmes a dû être envisagée. La conception de microsystème commence, comme celle de tout produit, par la définition des besoins et des fonctions que doit assurer le système à concevoir. Cette phase est alors suivie par la conception « physique » du composant. Pour les structures que nous envisageons, des modèles HDL (*Hardware Description Languages*) sont le plus communément utilisés. La modélisation des fonctions électro-mécaniques demande un couplage entre diverses équations différentielles et différentes simulations aux éléments finis, à plusieurs étapes de la conception. Une difficulté majeure dans la conception des microsystèmes est le manque d'informations et de liens entre les différents types de simulations effectuées. Ainsi, sans la présence d'interfaces permettant un transfert automatique, un passage manuel des informations augmente le risque de pertes de l'information, et donc d'erreurs dans la conception et le design de la structure finale.

1.3.2 Méthodologie de conception adoptée.

La difficulté de la conception des MEMS réside en leur complexité liée à la coexistence de divers domaines physiques impliquant l'utilisation des compétences techniques d'ingénieurs de plusieurs domaines : concepteurs de circuits électriques, mécaniciens, ingénieurs process [65-67]. L'approche actuelle utilisée pour le design des MEMS est basée sur la définition de différents niveaux de travail et des liaisons nécessaires entre eux [68-69] :

- le niveau analytique / mécanique, qui permet d'effectuer les différents calculs de structures, grâce notamment à des méthodes de calculs par éléments finis,
- le modèle physique, qui donne naissance au layout de la structure,
- le modèle de simulation paramétrable, intégré par exemple en langage VHDL/AMS.

Considérons maintenant le processus de conception d'un microsystème, décrit en figure 38 du chapitre 1, et en particulier les principales étapes de la démarche envisagée ci-dessus.

La spécification consiste à déterminer le cahier des charges qui permet de concevoir le microsystème, et dépend dans la majorité des cas du type d'application visé. Dans le cas d'un microsystème optique, les conditions aux limites typiques sont principalement les tensions d'alimentation du système, le diamètre du faisceau, la propriété du faisceau réfléchi, l'encombrement du système.

Le dessin de la structure fait, quant à lui, appel à plusieurs éléments obligatoires. Le premier, consistant en la description du processus technologique utilisé, est lié à la fonderie de MEMS. Elle permet de proposer au concepteur un nombre important de possibilités d'exécutions. Nous citons par exemple les process polysilicium de *iMEMS*, le process MEMSOI de *TRONIC's Microsystems* ou encore le *MUMPS* de Cronos. A cette alternative du polysilicium, on trouve de plus en plus de solutions technologiques utilisant des interconnexions CMOS entre les différents layers, permettant ainsi de découpler le process purement mécanique de réalisation des parties mobiles du microsystème des connexions électriques entre les différentes couches.

Les filières technologiques permettant la réalisation d'un microsystème sont toutes à peu près semblables sur le principe. Ainsi, toutes sont basées sur des dépôts de couches, des gravures et souvent

la suppression d'une couche sacrificielle. Chaque filière peut être définie par les divers dépôts de matériaux, mais aussi des dimensions géométriques fixes comme la longueur et la largeur maximale de la puce, l'épaisseur des dépôts et les propriétés physiques des matériaux déposés sont propres à la filière utilisée. Dans une approche VLSI, l'ensemble de ces informations est contenu dans un fichier spécial appelé *Technology File*. Ce fichier contient également d'autres informations complémentaires, comme les règles de dessin et les propriétés d'extraction de la structure vers un fichier compréhensible par n'importe quelle machine fabriquant des masques.

Pour faciliter la conception de la cellule, le concepteur réalise le plus souvent des cellules paramétrées correspondant à la totalité du microsystème ou des parties le constituant. Dans notre cas, nous avons choisi de décomposer différents éléments du micro-miroir qui sont le miroir, les électrodes, les barres de torsion et puis de rendre leurs dimensions géométriques dans le plan *xy* (*ie. les longueurs et largeurs des barres de torsion, du miroir et des électodes*) variables.

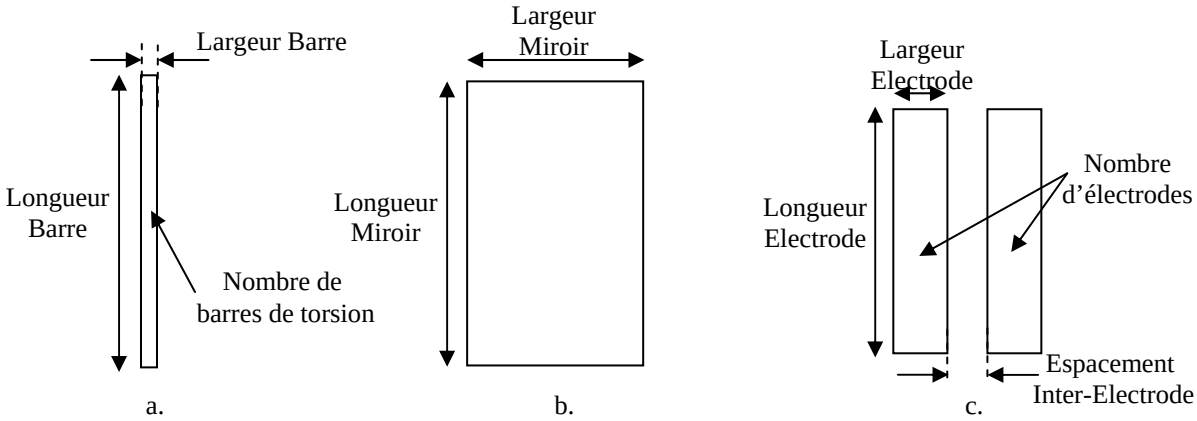


Figure II-3. Cellules paramétrées du micro-miroir considéré.
a. Barre de torsion – b. Miroir – c. Electrodes.

On noter que dans cette description, même si les différentes couches du processus technologique sont prises en compte, leurs épaisseurs ne peuvent être considérées.

Pour créer des cellules paramétrées dans cette étape, nous avons utilisé l'environnement CADENCE, et en particulier l'éditeur de layout pour réaliser la structure, plutôt que l'éditeur de layout de COVENTOR. Une fois celle-ci générée, un certain nombre de fichiers d'échanges permet de transférer les données des dessins des structures effectués. d'un logiciel à un autre ou bien même d'un logiciel à un masqueur par exemple.

Le modèle étant ainsi créé, des étapes de **simulations individuelles des éléments** sont nécessaires. Plusieurs approches sont alors possibles. La première consiste à transcrire différentes variables physiques dans des paramètres électriques. Les simulations se conduisent alors avec un simulateur électrique, tel que Analog Artist de CADENCE. Une autre approche, plus complexe, est de coupler différents simulateurs pour effectuer des simulations précises par différent domaine nécessaire suivant le microsystème. Le concepteur utilise pour cela une modélisation aux éléments finis obtenue à partir d'un maillage de la structure qu'il a lui-même établi. Seul reste à maîtriser les tailles et les formes des modèles élémentaires ainsi créés par maillage et à réduire leurs ordres si nécessaire. C'est ce processus que nous avons adopté et que nous utilisons par la suite.

Les simulations aux éléments finis peuvent être de diverses natures : électriques, mécaniques, thermiques, fluidiques. Toutes sont basées sur le même principe qui consiste à résoudre l'équation mathématique traduisant le phénomène physique à simuler. Puis, il faut calculer la valeur de la grandeur physique sur les différents points définis lors du maillage de la structure. On utilise lors de cette étape une méthode de résolution mathématique approchée appropriée aux éléments finis. Les grandeurs mises en jeu lors des calculs dépendent du ou des domaines dans lesquels on se situe. Par exemple, dans le domaine électrique, ce seront les tensions ou les courants appliqués qui donnent les impédances observables, ou bien les forces et champs électrostatiques existant entre deux solides.Par analogie, dans les domaines mécaniques, linéaire ou bien rotationnel, les variables mises en jeu sont les forces d'origine mécanique et les couples appliqués.

Une fois la simulation des divers éléments constituant le microsystème achevée, les diverses composantes du système complet sont alors assemblées afin d'effectuer la **simulation de l'ensemble du circuit**. Dans notre cas, cette étape consiste à intégrer un modèle électrique constitué d'impédances prédéfinies par le calculateur de notre microsystème dans l'environnement SABER, pour y étudier plus précisément l'alimentation électrique qui lui est nécessaire [70]. Dans cette étape de création du modèle électrique du miroir, plusieurs phénomènes sont à prendre en compte comme la raideur variable des barres de torsion en fonction de sa flexion ou les divers phénomènes d'amortissement fluidique.

Si les résultats obtenus sont en accord avec les spécifications du cahier des charges, alors la réalisation technologique du microsystème peut être envisagée. Sinon, des réajustements des spécifications devront être envisagées afin de rendre la structure réalisable.

1.4 Simulation du micro-miroir sous COVENTOR.

Nous décrivons dans cette partie les différentes étapes constituées par diverses simulations par domaine, qui sont les simulations capacitives, pour évaluer les capacités parasites, puis mécaniques, pour bien déterminer les bases du calcul de l'actionnement et finalement électriques à l'aide de l'outil COVENTOR développé par COVENTORWARE [71-72]. Nous abordons également, la réduction du modèle, en vue de créer un modèle électrique compatible avec le logiciel SABER.

1.4.1 Création du modèle tri-dimensionnel maillé.

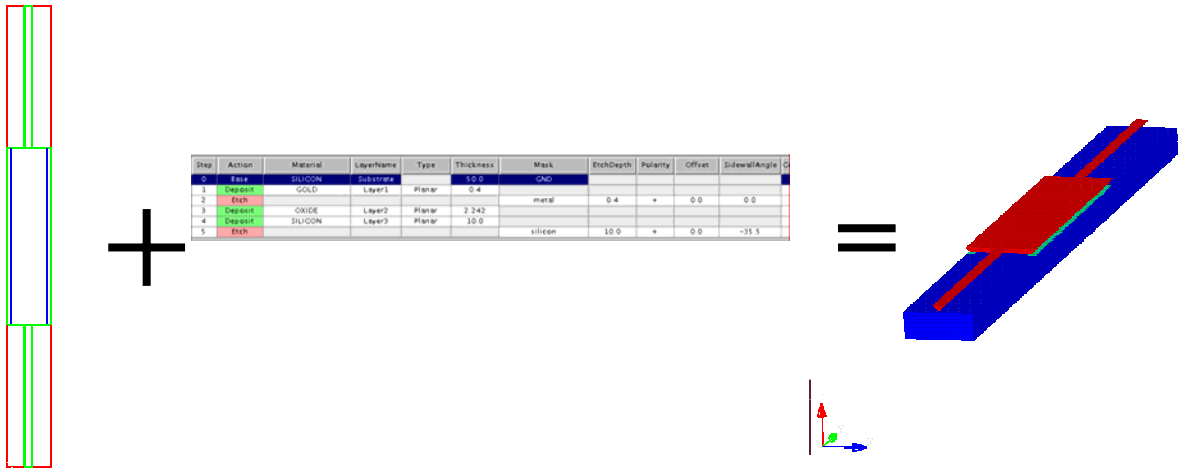
La création du modèle tridimensionnel maillé sous COVENTOR s'effectue en combinant d'une part, un schéma en deux dimensions du microsystème issu pour nous de fichiers CADENCE et, d'autre part, d'une description des différentes étapes du processus technologique utilisé effectuée directement sous COVENTOR.

Considérons tout d'abord la création de la vue tri-dimensionnelle. La série de masques nécessaires à l'élaboration d'une cellule élémentaire ayant été réalisée de notre côté, à l'aide de l'environnement CADENCE , l'utilisation de CATAPULT, éditeur de layout livré avec COVENTOR était donc inutile pour nous. La génération d'un fichier d'échange de type CIF a permis les échanges entre les deux logiciels.

Le processus technologique ne tient compte que des étapes fondamentales. Sachant que tout microsystème a pour substrat de base un wafer de silicium de 20 µm d'épaisseur au moins, on définit les étapes technologiques suivantes :

- Dépôt d'une couche d'or sur plaque entière,
- Gravure RIE de la couche d'or pour obtenir les deux électrodes de commande,
- Dépôt plaque entière d'une couche d'oxyde de silicium, formant la couche sacrificielle, et permettant d'obtenir les différents degrés de liberté de la structure,
- Dépôt plaque entière d'une couche de silicium monocristallin,
- Gravure RIE de cette dernière pour obtenir le miroir ainsi que les barres de torsion,
- Suppression de la couche sacrificielle d'oxyde de silicium

En combinant le fichier CIF contenant la description de la vue 2D de la structure avec la description des différentes étapes technologiques, on peut obtenir une vue 3D de la structure à l'aide de COVENTOR, qui permet de mieux appréhender la structure finale.



Step	Action	Material	LayerName	Type	Thickness	Mask	EtchDepth	Polarity	Offset	SidewallAngle
0	Base	SILICON	Substrate		50.0	GND				
1	Deposit	GOLD	Layer1	Planar	0.4					
2	Etch					metal	0.4	+	0.0	0.0
3	Deposit	OXIDE	Layer2	Planar	2.242					
4	Deposit	SILICON	Layer3	Planar	10.0					
5	Etch					silicon	10.0	+	0.0	-35.5

Figure II-5. Construction du modèle 3D.

Le maillage de la structure et la définition des surfaces intéressantes ou non à mailler constitue le point clé. En effet, de ce dernier en découle directement la pertinence des résultats. Deux solutions de maillage sont pour cela disponibles :

- **Le Maillage « libre « ,** qui génère automatiquement les nœuds et les éléments sur les surfaces et les volumes du modèle. Disposant de plusieurs motifs de maillage comme le triangulaire (*ne permettant cependant qu'un maillage surfacique*), le tétraédrique ou le parallélépipédique, l'utilisateur a la possibilité de contrôler les dimensions de chaque type de figure élémentaire de maillage au sein d'une même couche sans avoir besoin de connaissances de mécanique à priori poussées. De ce fait, des structures aux formes complexes peuvent être très facilement décrites.
- **Le Maillage « en nappes »,** qui contrairement au maillage libre, est régulier. Il est effectué avec des éléments dont toutes les dimensions sont contrôlables par l'utilisateur. Ce type de maillage ne peut s'appliquer qu'à des surfaces ou des volumes, et non des courbes. Dans le cas de maillage de surface, ces dernières doivent posséder trois ou quatre faces. Pour des volumes, ces derniers doivent posséder cinq ou six faces, sans trou.

Le nombre de nœuds de calculs définit à priori la précision du modèle, mais il faut faire attention à la tendance naturelle qui est de mailler trop fin, ce qui entraîne des calculs importants et des

interprétations parfois erronées. Cependant, il est fonction de l'utilité et du type d'analyse que l'on veut conduire. Ainsi, une pièce mobile, dans laquelle on veut connaître les contraintes créées par l'application d'un potentiel ou d'un déplacement, sera maillée assez fin à l'aide de figures élémentaires de maillage volumique comprenant un nombre de points de calculs compris entre 20 et 27 nœuds.

Par opposition, un élément fixe ne subit que des contraintes surfaciques. Un maillage à l'aide d'éléments simples comprenant 4 nœuds de calcul est suffisant. Ces méthodes de maillage ont été décrites dans d'autres articles [Legtenberg-97, Gilbert-95, Gupta-00] et ne sont pas propres à ce logiciel. Elles permettent surtout de trouver rapidement le maillage optimum présentant une bonne précision de modélisation des principaux phénomènes, tout en évitant des temps de calcul prohibitifs. Ainsi, ces précautions de maillage, qui sont le fruit d'expériences acquises lors d'un grand nombre de simulations, permettent une réduction drastique des temps de calcul.

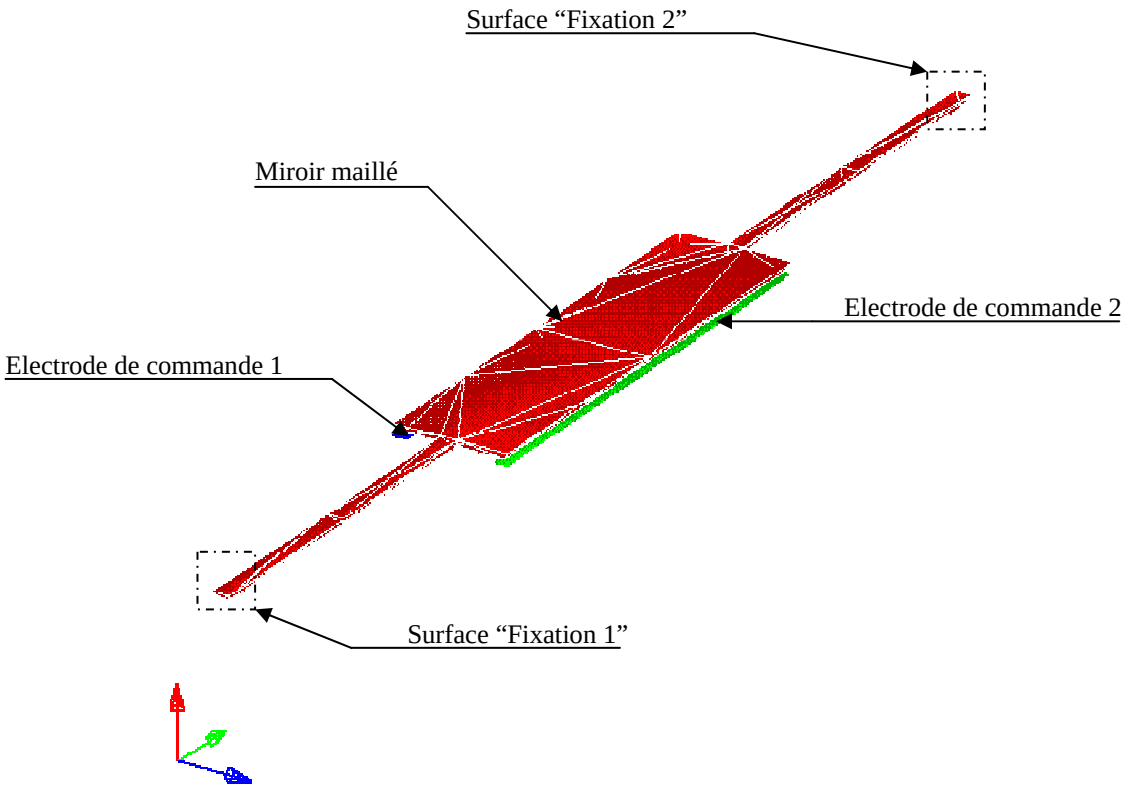


Figure II-6. Vue du miroir maillé – Conventions prises.

1.4.2 Préparation des simulations.

Une fois la structure partiellement ou entièrement maillée, il faut compléter les informations nécessaires à la simulation pour, d'une part, déterminer les propriétés physiques des matériaux utilisés et, d'autre part, fixer les conditions aux limites de la structure.

Il est donc important de connaître dans notre cas les propriétés de l'or ainsi que du silicium. COVENTOR possède pour cela une base de données, la *Material Property Database*, contenant un ensemble de valeurs numériques pour les différentes constantes physiques caractérisant les matériaux.

Pour les propriétés physiques des matériaux utilisés, qui sont dans notre cas l'or et le silicium, seules la partie mobile et les électrodes ont été maillées. Nous avons cherché dans un premier temps à connaître les contraintes dans les barres de torsion ainsi que les déplacements en fonction des tensions appliquées.

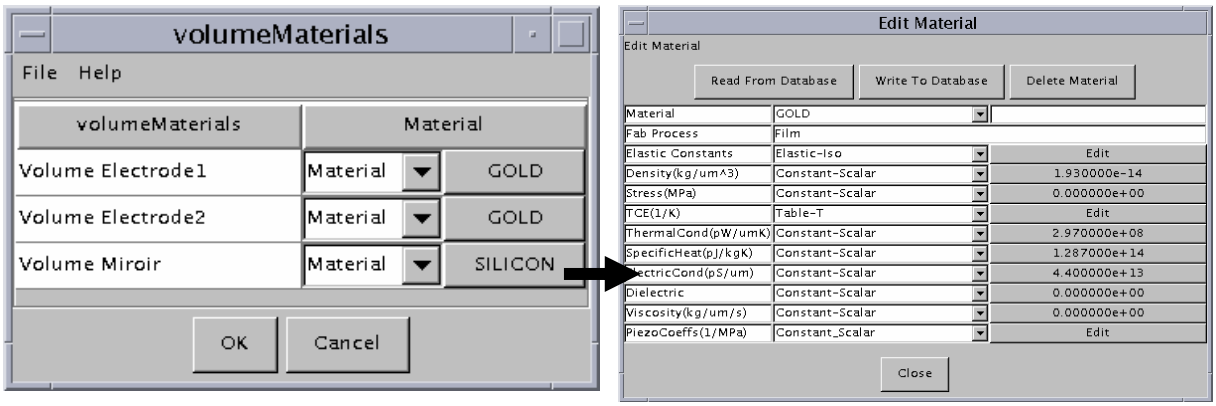


Figure II-7. Le Material Property Database.

Dans notre cas, nous avons utilisé les données suivantes :

Grandeurs physique	**Unité**	**Silicium**	**Or**
Densité	$kg/\mu m^3$	$2.5\ 10^{-15}$	$1.93\ 10^{-14}$
Conductivité thermique	$pW/\mu mK$	$1.48\ 10^{8}$	$2.97\ 10^{8}$
Chaleur spécifique	pJ/kgK	$7.12\ 10^{14}$	$1.29\ 10^{14}$
Conductivité électrique	$pS/\mu m$		$4.4\ 10^{13}$

Tableau II-1. Paramètres physiques utilisés et valeurs numériques.

Considérons maintenant les conditions aux limites que nous imposons au miroir. Ces dernières doivent rendre compte de son comportement réel.

Dans la figure précédente, on remarque que le cadre supportant les fixations des barres de torsion n'est pas représenté. Or, il faut bien imposer à ces dernières une absence de rotation suivant les trois dimensions *x*, *y* et *z*. COVENTOR utilise pour cela la notion de « patch », qui décompose chaque élément de la structure selon ses différentes surfaces. Par exemple, un cube possédant six faces sera décomposé en six patchs. De ce fait, on définit les deux extrémités libres du miroir par deux surfaces nommées respectivement « Fixation 1 » et « Fixation 2 », et on supprime tout mouvement à ces dernières.

D'autres types de conditions aux limites pourraient être fixées. Dans le cas par exemple du micro-scanner déjà évoqué [62], le support en forme de triangle des deux électrodes de commande empêche tout mouvement de translation du miroir suivant la direction (*Oz*). On peut donc supprimer ce degré de liberté au miroir.

2. Validation du logiciel aux éléments finis.

Avant tout, nous avons cherché à confronter les résultats obtenus à l'aide du simulateur COVENTOR avec ceux provenant des modèles analytiques développés au laboratoire.

En effet, cet outil, bien que connu dans le milieu des microsystèmes, était relativement nouveau au laboratoire. Une étape de prise en main de l'outil à travers des études comparatives a été nécessaire. Elle nous a alors permis de mieux connaître le degré de fiabilité des résultats obtenus dans les différentes simulations. Dans cette application, nous avons focalisé les études comparatives sur deux grands domaines énergétiques qui sont le domaine mécanique et en particulier l'évaluation de la raideur d'une barre de torsion en rotation, et le domaine électrostatique, avec l'évaluation de la tension d'actionnement en fonction de l'angle de rotation.

2.1 Description du comportement mécanique d'une barre en rotation.

2.1.1 Calcul de la raideur du ressort à partir du modèle analytique.

L'élément servant à ramener le miroir en place et faisant office de ressort de rappel, est une barre de silicium micro-usinée. Comme cet élément de la structure a été obtenu par gravure profonde RIE (*Reactive Ion Etching*), permettant l'obtention de parois d'une très bonne verticalité, nous pouvons donc prendre une section de ressort rectangulaire. De plus, nous pouvons faire l'hypothèse que cette barre présente des surfaces homogènes et d'une grande régularité, en particulier sur sa section qui peut être considérée comme parfaitement rectangulaire.

Le ressort ainsi fabriqué possède une raideur *K*, traduisant sa faculté à contrer une déformation. Comme on a affaire à une gravure isotrope, on peut considérer que les raideurs sont connues suivant la géométrie employée et disponibles dans différents ouvrages. Ainsi, nous avons utilisé pour celà les formules disponibles dans un ouvrage de mécanique classique [Roarks-89].

Des hypothèses de travail ont dû être effectuées :
- La barre est considérée raide, composée d'un matériau homogène et isotrope,
- La barre est actionnée uniquement par des couples de valeurs identiques, appliqués en opposition,
- La barre ne subit pas une contrainte supérieure à sa limite d'élasticité,
- Quand la barre est soumise à une contrainte de torsion, chaque section élémentaire tourne autour de son centre de gravité.

Le moment de torsion d'une barre est donné par [73] :

$$M_{1b}(\theta) = \frac{\theta}{l}.K'.G \qquad \text{(II-2)}$$

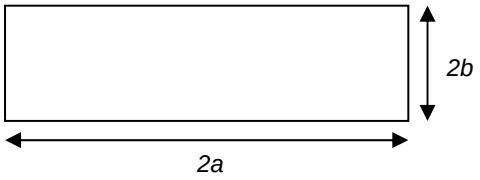
dans laquelle θ est l'angle de rotation, l est la longueur de la barre, K' est un facteur dépendant uniquement des dimensions et de la géométrie de la barre, et G est le coefficient de Saint Venant, caractérisant le matériau considéré. Appliqué à notre cas, où l'on considère deux barres de torsion, le moment mécanique est donné par :

$$M_m(\theta) = 2.K\theta \qquad \text{(II-3)}$$

dans laquelle K est la raideur de la barre de torsion. En identifiant avec (II-2), on en déduit l'expression de la raideur :

$$K = \frac{G.K'}{l} \qquad \text{(II-4)}$$

Exprimons maintenant la variable K'. Cette dernière dépend de la forme géométrique de la barre de torsion, ainsi que de ses dimensions. Dans le cas d'une barre de section rectangulaire, cette dernière est donnée par [73] :

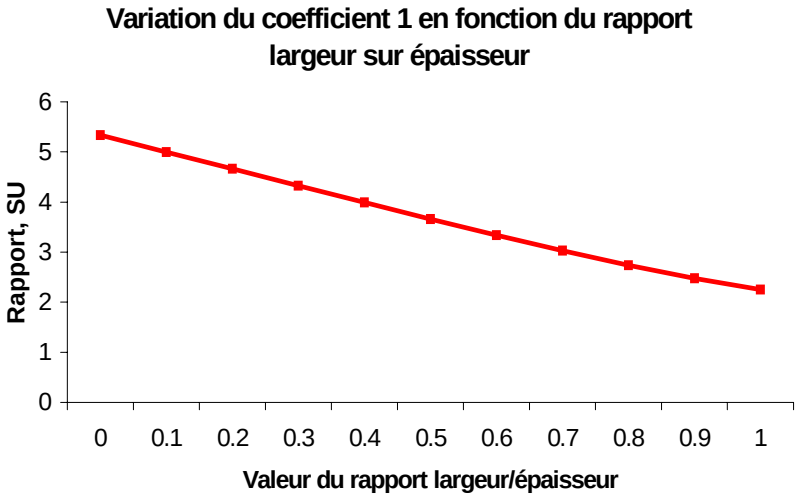


$$K' = ab^3.\left[\frac{16}{3} - 3.36.\frac{b}{a}.\left(1 - \frac{b^4}{12.a^4}\right)\right] \text{pour } a \geq b \quad \text{(II-5)}$$

De plus, la contrainte maximale de cisaillement τ, étant une force par unité de surface, peut être décrite par [73] :

$$Max\ \tau = \frac{3.T}{8.ab^2}.\left[1 + 0.6095 \times \frac{b}{a} + 0.8865.\left(\frac{b}{a}\right)^2 - 1.8023.\left(\frac{b}{a}\right)^3 + 0.9100.\left(\frac{b}{a}\right)^4\right] \qquad \text{(II-6)}$$

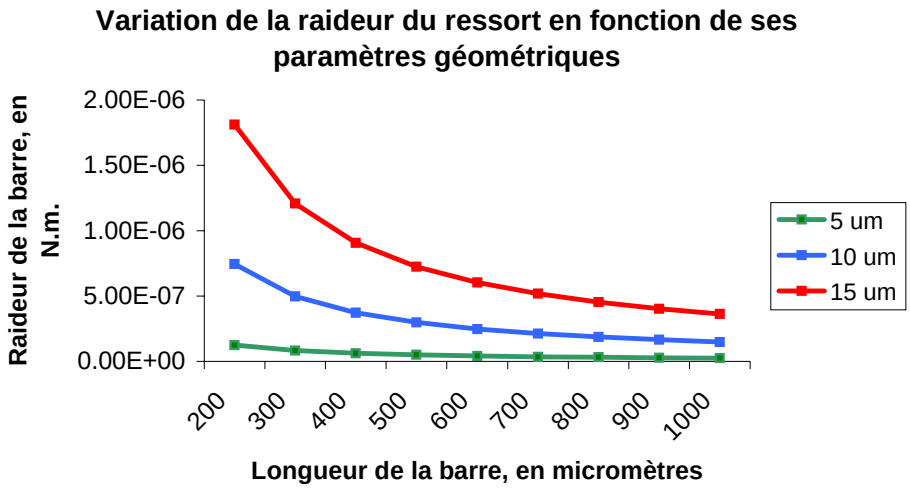
dans laquelle T est le moment de torsion. Une étude sur les variations des paramètres géométriques (*ie. longueur, largeur et épaisseur*) de la barre de torsion a été effectuée [Estibals-00]. Traçons d'abord l'évolution du terme « 1 » entre crochet pour diverses valeurs du rapport $\frac{b}{a}$. On obtient le graphe suivant :



Graphique II-1. Variation du coefficient 1 en fonction du rapport largeur sur épaisseur.

Une faible valeur du coefficient multiplicatif K' est obtenue pour de faibles valeurs du rapport entre la largeur et l'épaisseur de la barre. On en déduit que l'on a tout intérêt à utiliser des barres de sections carrées pour avoir un coefficient multiplicatif dépendant faiblement de la forme de la barre.

Les variations de la raideur de la barre dépendent de la longueur de cette dernière. Ainsi, pour différentes valeurs de la largeur, à épaisseur constante, l'effet de la longueur de la barre sur la raideur peut être décrit par l'expression suivante :

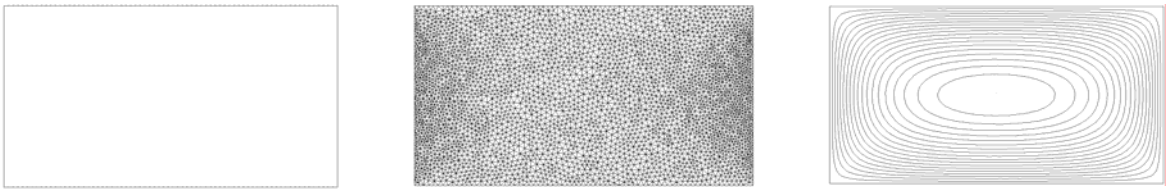


Graphique II-2. Variation de la raideur de la barre en fonction de ses paramètres géométriques [Estibals-00]. Seule la largeur varie, l'épaisseur de la barre étant constant à 15µm.

2.1.2 Calcul de la raideur du ressort en tenant compte de l'anisotropie du Si.

La solution que nous avons adoptée dans le paragraphe précédent pour calculer la raideur de la barre de torsion considère le matériau comme isotrope, comme spécifié dans les hypothèses de calcul. Or, notre structure est obtenue par micro usinage de volume de silicium monocristallin, qui est un matériau mécaniquement anisotrope. Franck Larnaudie dans sa thèse a effectué une première modélisation mécanique de la barre de torsion, utilisant la théorie générale de la torsion, décrite par Landau et Lifchitz, et adaptée au cas du cristal anisotrope de silicium [62, 74]. Celle-ci permet d'évaluer, une fois les constantes mécaniques mise en jeu déterminées, les contraintes dans la barre, puis d'intégrer cette dernière sur la section des barres, afin de déterminer la raideur *K*.

L'ensemble de ces opérations a été effectué à l'aide d'un solveur aux éléments finis bidimensionnels, nommé FREE-FEM. Le programme de résolution se compose de plusieurs étapes :
- définition de la forme de la section,
- maillage,
- définition et résolution de l'équation aux dérivées partielles donnant les contraintes,
- calcul de la raideur *K* par intégration de l'EDP sur la section.



a. b. c.

Figure II-8. Calcul de la raideur du ressort par élément finis, pour un matériau isotrope.
a. Définition de la section du ressort – b. Maillage – c. Isovaleurs des contraintes.

Cette méthode nous a servi à évaluer l'erreur que nous commettions sur plusieurs barres de torsion, de section rectangulaire. Le tableau de la page suivante résume les résultats obtenus, en

considérant tout d'abord le matériau comme isotrope. On remarque ainsi une erreur moyenne de 0.4% entre les valeurs obtenues, caractéristique d'une simple imprécision des calculs.

Dimensions de la barre de torsion, en µm			**Raideur, en N.m.**		
Longueur	Largeur	Epaisseur	Analyt.	FEM	Erreur (%)
200	5	15	$1.25\ 10^{-7}$	$1.24\ 10^{-7}$	0.8
200	10	15	$7.46\ 10^{-7}$	$7.44\ 10^{-7}$	0.3
200	15	15	$1.81\ 10^{-6}$	$1.80\ 10^{-6}$	0.5
400	5	15	$6.28\ 10^{-8}$	$6.27\ 10^{-8}$	0.2
400	10	15	$3.73\ 10^{-7}$	$3.74\ 10^{-7}$	0.3
400	15	15	$9.06\ 10^{-7}$	$9.04\ 10^{-7}$	0.2
600	5	15	$4.19\ 10^{-8}$	$4.18\ 10^{-8}$	0.2
600	10	15	$2.49\ 10^{-7}$	$2.48\ 10^{-7}$	0.4
600	15	15	$6.04\ 10^{-7}$	$6.03\ 10^{-7}$	0.2
800	5	15	$3.14\ 10^{-8}$	$3.12\ 10^{-8}$	0.8
800	10	15	$1.87\ 10^{-7}$	$1.85\ 10^{-8}$	0.3
800	15	15	$4.53\ 10^{-7}$	$4.52\ 10^{-7}$	0.2
1000	5	15	$2.51\ 10^{-8}$	$2.50\ 10^{-8}$	0.4
1000	10	15	$1.49\ 10^{-7}$	$1.48\ 10^{-7}$	0.6
1000	15	15	$3.63\ 10^{-7}$	$3.61\ 10^{-7}$	0.5

Tableau II-2. Comparaison des raideurs calculées avec les deux modèles.

Dimensions de la barre de torsion, en µm			**Raideur, en N.m.**		
Longueur	Largeur	Epaisseur	Analyt.	FEM	Erreur (%)
200	5	15	$1.25\ 10^{-7}$	$1.74\ 10^{-7}$	35.2
200	10	15	$7.46\ 10^{-7}$	$10.35\ 10^{-7}$	27.9
200	15	15	$1.81\ 10^{-6}$	$2.52\ 10^{-6}$	28.1
400	5	15	$6.28\ 10^{-8}$	$8.73\ 10^{-8}$	28.3
400	10	15	$3.73\ 10^{-7}$	$5.17\ 10^{-7}$	27.8
400	15	15	$9.06\ 10^{-7}$	$12.58\ 10^{-7}$	30.0
600	5	15	$4.19\ 10^{-8}$	$5.82\ 10^{-8}$	28.0
600	10	15	$2.49\ 10^{-7}$	$3.46\ 10^{-7}$	27.9
600	15	15	$6.04\ 10^{-7}$	$8.39\ 10^{-7}$	28.0
800	5	15	$3.14\ 10^{-8}$	$4.36\ 10^{-8}$	30.3
800	10	15	$1.87\ 10^{-7}$	$2.60\ 10^{-8}$	27.9
800	15	15	$4.53\ 10^{-7}$	$6.30\ 10^{-7}$	28.7
1000	5	15	$2.51\ 10^{-8}$	$3.49\ 10^{-8}$	28.4
1000	10	15	$1.49\ 10^{-7}$	$2.07\ 10^{-7}$	28.1
1000	15	15	$3.63\ 10^{-7}$	$5.05\ 10^{-7}$	27.9

Tableau II-3. Comparaison des raideurs calculées avec les deux modèles.

Considérons maintenant le matériau comme anisotrope. Le tableau suivant montre les écarts sur la raideur en tenant compte dans le modèle aux éléments finis de l'anisotropie du matériau, pour des sections rectangulaires identiques au tableau précédent.

On remarque dans ce cas une erreur moyenne importante de 28.8% entre le cas isotrope (*ie. la raideur calculée avec le modèle mathématique*) et le cas anisotrope (*ie. la raideur évaluée par méthode aux éléments finis*). Par conséquent, l'anisotropie du silicium doit donc être obligatoirement prise en compte lors de l'évaluation de la raideur de la barre de torsion, si l'on ne veut pas commettre d'erreur trop importante sur le calcul de la tension de basculement.

2.1.3 Validation du modèle aux éléments finis de COVENTOR.

La validation du module mécanique de Coventor s'est déroulée en deux parties. La première a consisté à considérer un matériau isotrope et à calculer la raideur de la barre correspondante. Dans un deuxième temps, nous avons considéré une barre de silicium, et nous comparerons les valeurs des raideurs obtenues avec celles trouvées à l'aide du modèle de F. Larnaudie, notre but étant de voir si COVENTOR tient compte de l'anisotropie du silicium.

Cette étude porte sur le module MEMMECH de Coventor, qui est le module mécanique. Ce dernier permet l'extraction des contraintes à l'intérieur du volume modélisé, ainsi que des déplacements engendrés, suite à l'application d'une contrainte mécanique. Pour cela, une barre de torsion de section rectangulaire a donc été dessinée, puis maillée, comme le montre le schéma de la figure 9. Afin de mieux étudier le modèle obbtenu, une extrémité a été rendue fixe, et l'autre guidée dans un mouvement de rotation pur.

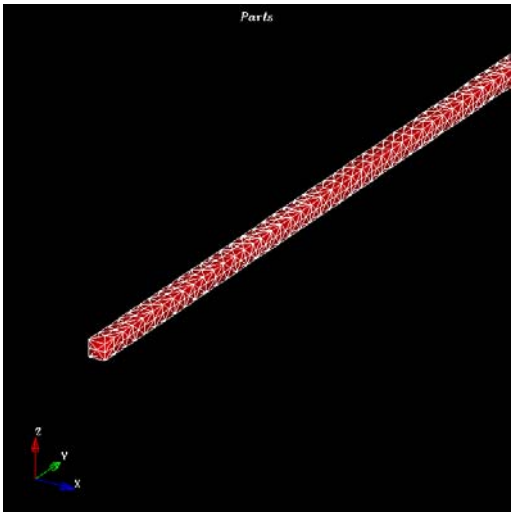
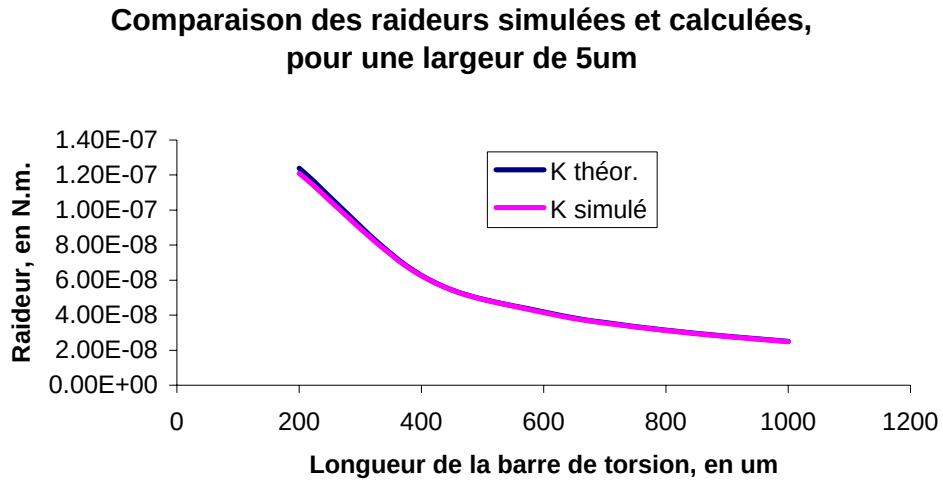
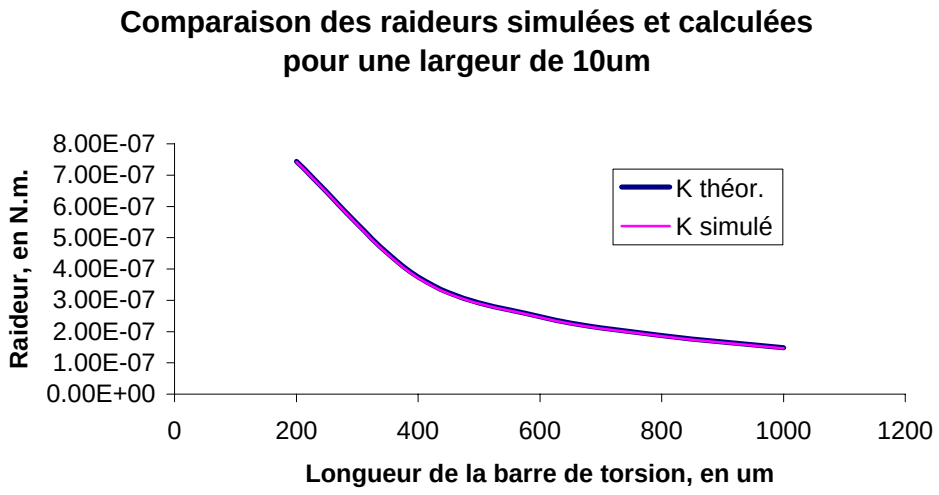


Figure II-9. Vue 3D de la barre de torsion maillée.

Dans un premier temps, nous avons considéré un matériau isotrope, différent du silicium. La comparaison des différents résultats obtenus est donnée dans les graphiques 3 et 4 ci-dessous, pour deux largeurs de barre de torsion.



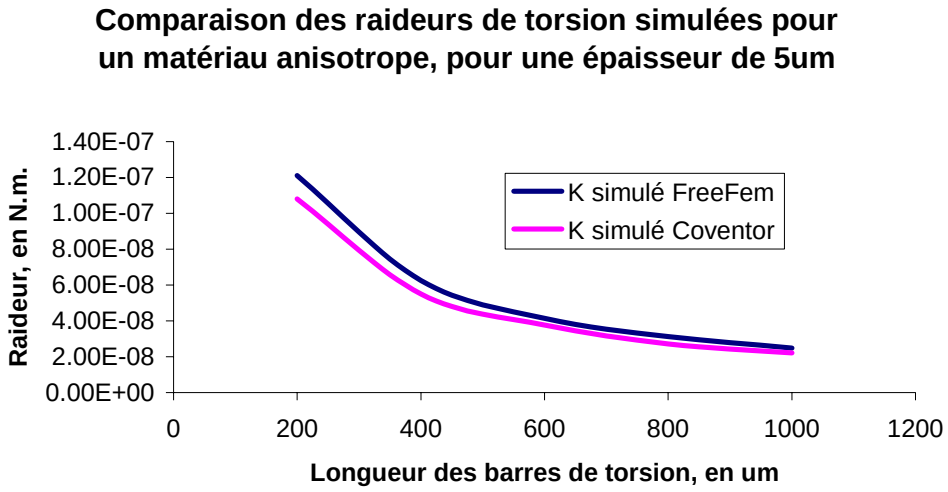
Graphique II-3. Comparaison des raideurs des barres de torsion calculées et simulées sous Coventor, pour une épaisseur de 5µm.



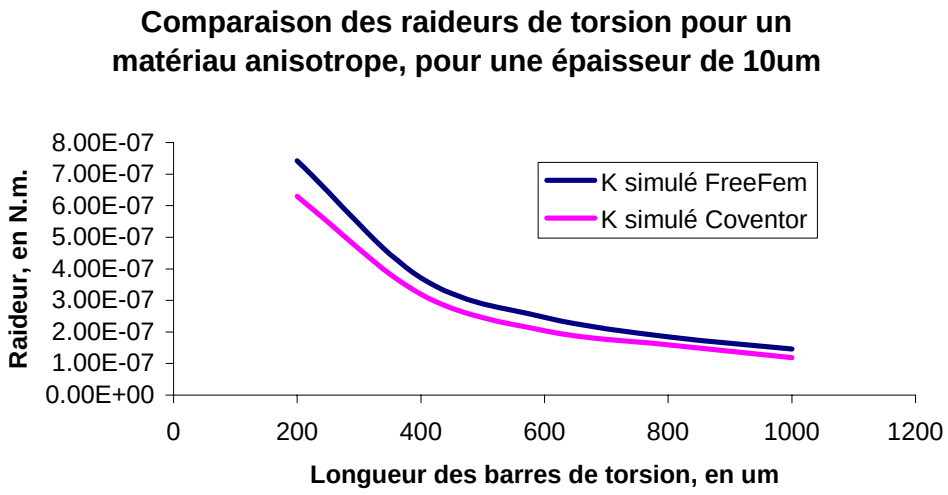
Graphique II-4. Comparaison des raideurs des barres de torsion calculées et simulées sous Coventor, pour une épaisseur de 10µm.

On remarque une bonne cohérence entre le modèle développé au LAAS-CNRS et le modèle aux éléments finis simulés sous Coventor. On en déduit donc que, pour un matériau isotrope, les résultats donnés par Coventor sont de bonne qualité.

Effectuons maintenant une comparaison pour un matériau anisotrope, en l'occurrence du silicium. Les résultats obtenus sont donnés dans les graphiques ci-dessous, où une comparaison est effectuée entre le modèle aux éléments finis défini précédemment sous FREE-FEM et ceux obtenus après simulation aux éléments finis sous COVENTOR, pour un matériau anisotrpe.



Graphique II-5. Comparaison des raideurs des barres de torsion calculées et simulées sous Coventor, pour un matériau anisotrope, pour une épaisseur de 5µm.



Graphique II-6. Comparaison des raideurs des barres de torsion calculées et simulées sous Coventor, pour un matériau anisotrope, pour une épaisseur de 10µm.

On remarque une différence plus marquée que précédemment entre les résultats simulés par FREEFEM et ceux obtenus par COVENTOR. En l'occurrence, pour une barre de 5µm de largeur, une erreur d'environ 12% est constatée. Elle atteint les 18% pour une barre de 10µm de large. Cette évaluation de l'erreur dans COVNETOR montre la non prise en compte par Coventor de l'anisotropie du silicium. En effet, les caractéristiques physiques du matériau rentré (*module de Young, coefficient d'éleasticité, etc…*) ne permettent pas de différencier la nature isotrope ou anisotrope du matériau. Ceci nous a obligé à envisager un facteur correctif pour pallier cet inconvénient.

2.1.4 Etablissement d'un facteur correctif.

La raideur de la barre de torsion étant un facteur déterminant dans le calcul de la tension d'actionnement, il est impératif d'apporter un terme correctif à la raideur de la barre de torsion évaluée

par COVENTOR. Pour déterminer le facteur correctif, nous avons choisi de comparer la raideur calculée par le modèle analytique de Franck Larnaudie avec celle obtenue dans le cas d'un matériau isotrope.

Il est à remarquer que les termes correctifs que nous pouvons apporter ne peuvent s'appliquer que sur les dimensions géométriques de la barre. Pour cela, il faut savoir que :

- Modifier l'épaisseur *e* de la barre de torsion, entraîne un changement de l'épaisseur du miroir, et donc du moment d'inertie de la plaque en rotation. Jouer sur l'épaisseur entraîne donc trop de perturbation du comportement du miroir.
- Modifier la largeur de la barre de torsion est une solution pour corriger la raideur du ressort. Mais, pour rester dans le domaine de validité de la formule (II-5), il faut vérifier que la nouvelle valeur obtenue par la méthode décrite ci-dessous vérifie bien que l'épaisseur est supérieure à la largeur.
- Modifier la longueur de la barre de torsion *L* peut amplifier ou diminuer les phénomènes de flexion de la structure. Cette solution sera envisagée en dernier cas, si la modification de la largeur de la barre ne permet pas d'atteindre la raideur de ressort escomptée, on modifiera la longueur de la barre.

Considérons la méthode de détermination de la nouvelle largeur *a*. Soit K_{aniso} la raideur obtenue par la méthode de F. Larnaudie. On effectue l'égalisation suivante :

$$K_{aniso} = \frac{G}{L}.ae^3.\left[\frac{16}{3} - 3.36.\frac{e}{a}\left(1 - \frac{e^4}{12a^4}\right)\right] \qquad \text{(II-7)}$$

Le but étant d'extraire la valeur de la largeur *a*, on devra donc résoudre l'équation suivante, à l'aide par exemple de MATLAB :

$$\frac{16}{3}.ae^3 - 3.36.e^4 + \frac{3.36}{12.a^4}.e^8 - \frac{K_{aniso}.L}{G} = 0 \qquad \text{(II-8)}$$

Les simulations et les comparaisons que nous effectuerons par la suite tiendront compte de ce facteur correctif sur les dimensions.

2.2 Modèle électrostatique.

2.2.1 Modèle analytique : expression et caractérisation du moment électrostatique.

La structure que nous considérons a un actionnement de type électrostatique. A ce jour, plusieurs solutions s'offrent à nous : par électrodes plates ou par électrodes inclinées. Le deuxième cas, déjà développé [62], est souvent dédié à une utilisation de type micro-scanner, pour une application de balayage de grand angle. Nous nous sommes donc bornés à l'utilisation d'électrodes planaires. Pour cela, nous rappelons la théorie du moment électrostatique.

Considérons le schéma de principe de la structure décrit ci-dessous, avec les différentes conventions utilisées :

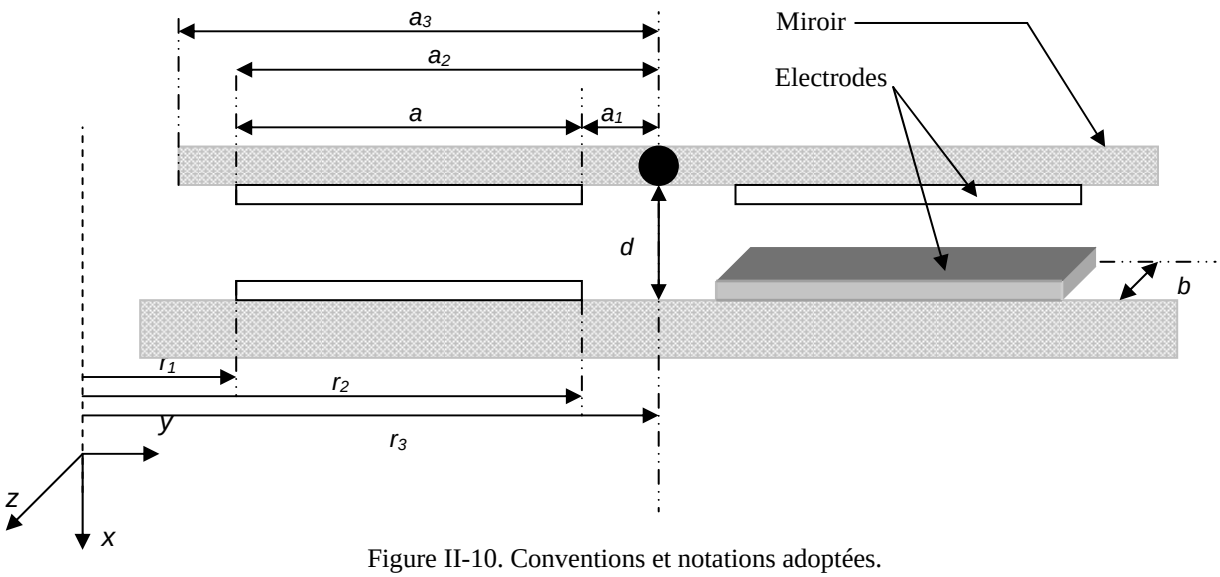


Figure II-10. Conventions et notations adoptées.

La figure précédente montre le principe du micro actionneur, incluant la plaque mise en rotation, les électrodes de commande constituant une capacité variable, ainsi que les diverses notations nécessaires à l'étude du problème.

Dans le but de modéliser le moment électrostatique, considérons une plaque de longueur L dans la direction z. Le potentiel du miroir est imposé par une source de tension référencée à la masse ou non. On en déduit, en appliquant l'équation exprimant le potentiel électrostatique entre les deux plaques $\Phi(\varphi)$, et en considérant les conditions aux limites exprimées en coordonnées cylindriques (r, φ, z) :

$$\frac{\partial^2 \Phi(\varphi)}{\partial \varphi^2} = 0 \qquad \text{avec les conditions aux limites suivantes : } \Phi(\varphi = 0) = 0 \text{ et } \Phi(\varphi = \alpha) = V \qquad \text{(II-9)}$$

V est la tension appliquée au miroir et α représente l'angle maximal entre les deux plans. La résolution de l'équation précédente, donne une solution particulière, correspondant aux conditions aux limites, telle que :

$$\Phi(\varphi) = \frac{V}{\alpha}.\varphi \qquad \text{(II-10)}$$

A partir de (II-10), on peut calculer le champ électrostatique, sachant que :

$$\vec{E} = -\nabla\Phi = \begin{cases} -\dfrac{V}{\alpha.r}.\hat{\varphi} & \textit{entre les électrodes} \\ 0 & \textit{en dehors des électrodes} \end{cases} \qquad \text{(II-11)}$$

$\hat{\varphi}$ est le vecteur unité dans la direction φ. La densité de charge ρ_S sur la plaque mise en rotation est alors :

$$\rho_S = \left[\varepsilon_0 \left(E_{\perp in} - E_{\perp out}\right)\right]_{\varphi = 0 \, ou \, \alpha} = \pm \frac{\varepsilon_0 . V^2}{\alpha . r} \qquad \text{(II-12)}$$

Dans le dernier membre de cette expression, le signe + sera attribué à l'électrode supérieure, constituée par le miroir, et le signe – à l'électrode inférieure. La pression électrostatique sur le miroir est alors donnée par :

$$\hat{P}(\alpha) = \int_0^{\alpha} \vec{E}_{miroir}.\rho_S \, d\varphi = -\frac{\varepsilon_0.V^2}{2\alpha^2.r^2}.\hat{\varphi} \qquad \text{(II-13)}$$

où ε_0 est la perméabilité du vide.

Le couple électrostatique total selon l'axe z est donné par l'intégration des contributions de chaque élément constituant la plaque réfléchissante. Soit :

$$\vec{M}(\alpha) = \int_{z=0}^{L}\int_{r=r_1}^{r_2} (r_3 - r).\hat{r} \times \hat{P}(\alpha)\, dr\, dz = \frac{\varepsilon_0.V^2 L}{2.\alpha^2}.\left[\frac{r_3}{r_1} - \frac{r_3}{r_2} + \ln\left(\frac{r_1}{r_2}\right)\right].\hat{z} \qquad \text{(II-14)}$$

Dans cette expression, $\hat{r}$ correspond au vecteur unitaire dans la direction r. En considérant de faibles variations angulaires et en utilisant les notations définies dans le schéma précédent, on en déduit l'expression globale du moment électrostatique :

$$\vec{M}(\alpha) = \frac{\varepsilon_0 V^2 L}{2.\alpha^2}.\left[\frac{d}{d - a_2.\alpha} - \frac{d}{d - a_1.\alpha} + \ln\left(\frac{d - a_2.\alpha}{d - a_1.\alpha}\right)\right].\hat{z} \qquad \text{(II-15)}$$

dans laquelle d est la distance entre les plaques, au niveau de l'axe de rotation, a_1 est la distance entre l'axe de rotation et le début de l'électrode supérieure et a_2 la distance jusque au fond de l'électrode supérieure.

2.2.2 Etude de l'expression de la tension de commande dans le cas général.

L'expression (II-13) traduit le moment électrostatique dans le cas général, avec les conventions prises dans la figure 10. Pour obtenir l'expression de la tension de commande en fonction de l'angle de rotation, il suffit d'égaliser les moments mécaniques et électrostatiques. On obtient alors :

$$2K.\alpha = \frac{\varepsilon_0.V^2 L}{2\alpha_{\max}^2.\theta^2}.\left[\frac{1}{1-\beta.\theta} - \frac{1}{1-\gamma.\theta} + \ln\left(\frac{1-\beta.\theta}{1-\gamma.\theta}\right)\right] \qquad \text{(II-16)}$$

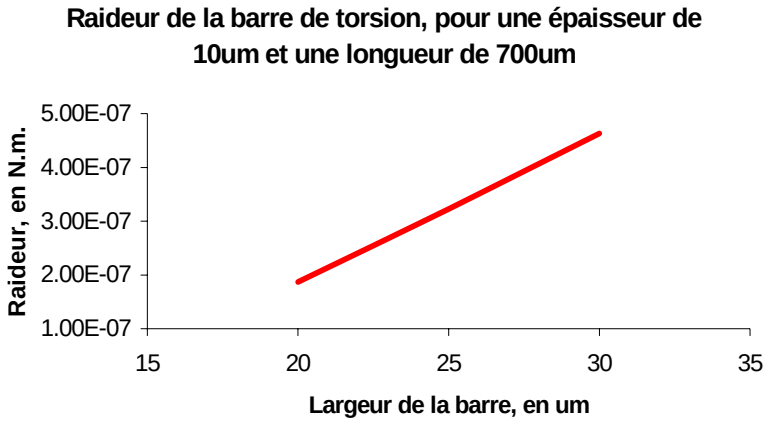
L'expression de V en fonction de α et θ est :

$$V^2 = \frac{4K.\alpha^3}{\varepsilon_0.L}.\left[\frac{1}{1-\beta.\theta} - \frac{1}{1-\gamma.\theta} + \ln\left(\frac{1-\beta.\theta}{1-\gamma.\theta}\right)\right]^{-1} \qquad \text{(II-17)}$$

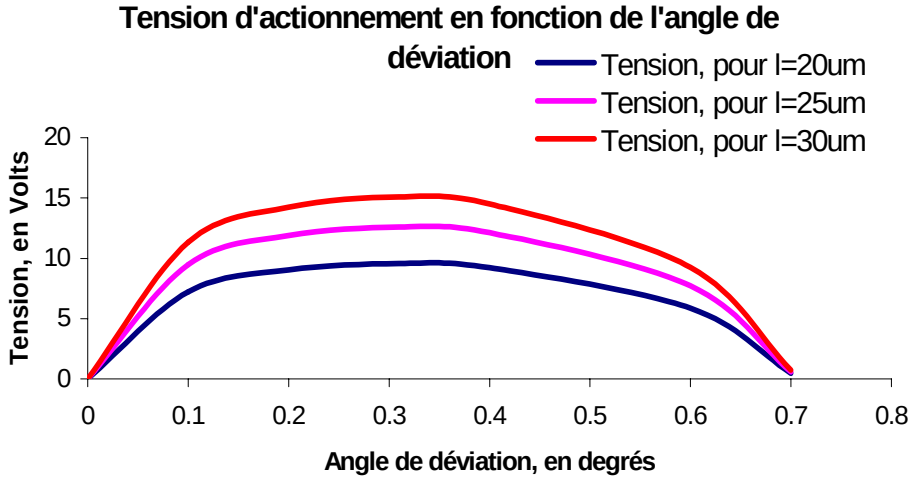
Dans le cas étudié, on a $a_2 = a_3$, car l'électrode se situe en bout de miroir. Par conséquent, l'expression peut se simplifier, puisque β est égal à 1. On obtient donc dans notre cas particulier :

$$V^2 = \frac{4K.\alpha^3}{\varepsilon_0.L}.\left[\frac{1}{1-\theta} - \frac{1}{1-\gamma.\theta} + \ln\left(\frac{1-\theta}{1-\gamma.\theta}\right)\right]^{-1} \qquad \text{(II-18)}$$

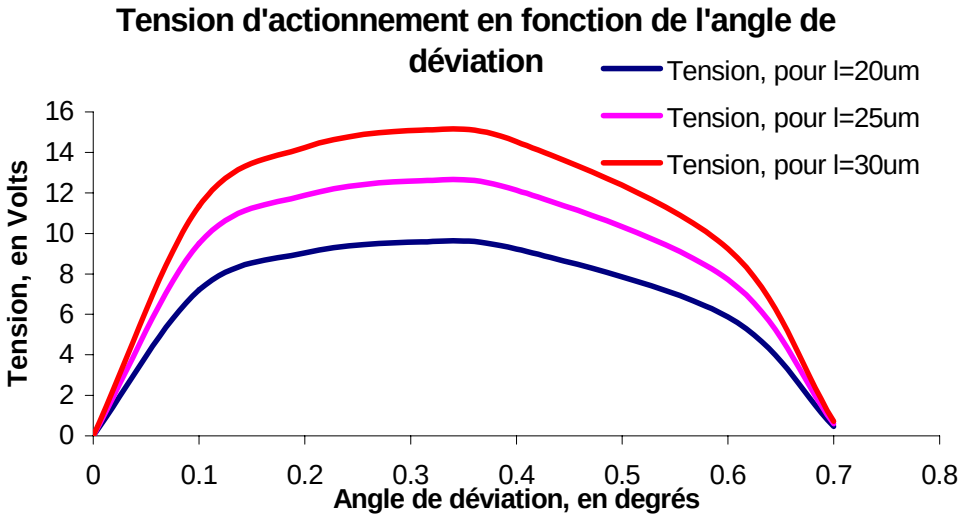
Les graphiques suivants présentent l'évolution des tensions de commande relatives à un miroir de 700µm par 700µm. Ainsi, le graphique 7 montre les raideurs des barres de torsion pour trois épaisseurs. Ces barres sont ensuite couplées au miroir précédent, afin de tracer leurs caractéristiques statiques. Les graphiques 8 et 9 montrent les résultats obtenus pour deux angles α différents, respectivement égaux à 0.7 et 0.8 degrés.



Graphique II-7. Raideur de la barre de torsion à épaisseur et longueur constante.



Graphique II-8. Tension d'actionnement en fonction de l'angle de déviation du miroir. Angle maximal de déviation : 0.7 degrés.



Graphique II-9. Tension d'actionnement en fonction de l'angle de déviation du miroir. Angle maximal de déviation : 0.8 degrés.

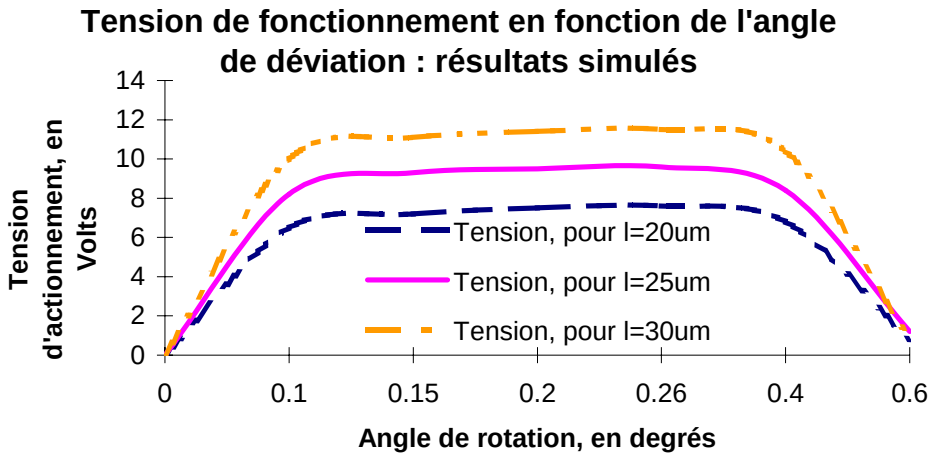
On remarque dans un premier temps que la tension d'actionnement augmente avec la raideur du ressort et avec l'angle de déviation maximal. Chaque caractéristique de tension passe alors par un maximum avant de décroitre vers zéro.

2.2.3 Etude du comportement électrostatique du miroir.

Le but des simulations que nous effectuons dans cette partie est de connaître le comportement mécanique et électrostatique du miroir. Nous utilisons pour cela le module CoSolve-EM, permettant de combiner à la fois les calculs issus des modules MemMech et MemCap de COVENTOR.

CoSolve-EM est le solveur couplé permettant l'application des conditions aux limites et qui combine le calcul des solutions mécaniques et capacitives. Ainsi, dans un processus itératif, les solveurs MemCap et MemMech calculent les solutions en se basant sur les résultats précédents. La limite de convergence contrôle le nombre d'étapes requises permettant d'atteindre une solution stable. Les figures suivantes montrent des captures d'écran du miroir simulé.

Effectuons une simulation de la structure modélisée dans une étude préliminaire. On obtient les résultats ci-dessous, en considérant uniquement que le miroir avec ses barres de torsion et ses deux électrodes de commande.



Graphique II-10. Tension d'actionnement en fonction de l'angle de déviation du miroir.
Angle maximal de déviation : 0.6 degrés.

On remarque une concordance des résultats provenant de la simulation et du modèle numérique. Cependant, les écarts repérés proviennent à priori de la prise en compte de la flexion de la structure par Coventor, et la non-prise en compte dans le modèle numérique. Ainsi, le miroir se rapproche plus des électrodes de commande, et les tensions nécessaires pour faire basculer les miroirs diminuent.

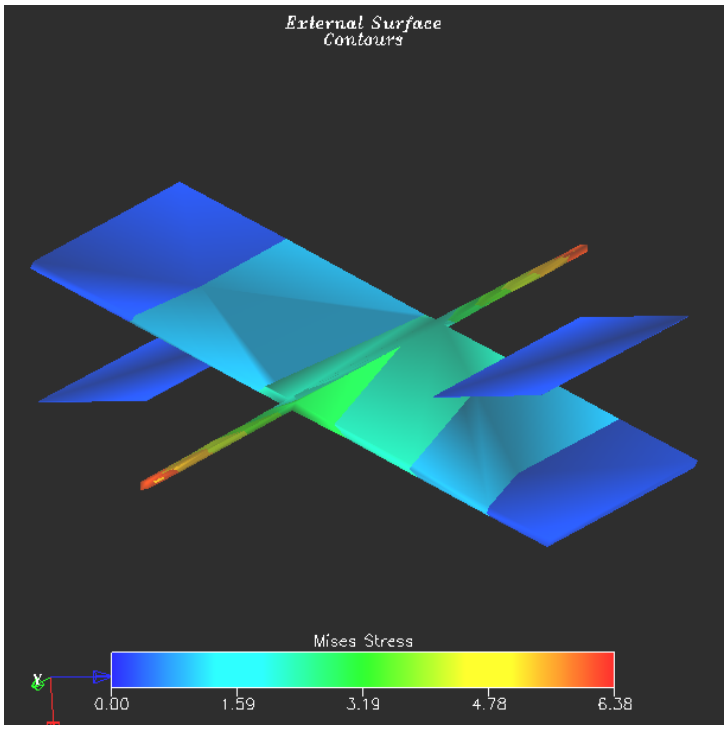


Figure II-11. Contraintes dans le miroir sous application d'une tension de 15V.

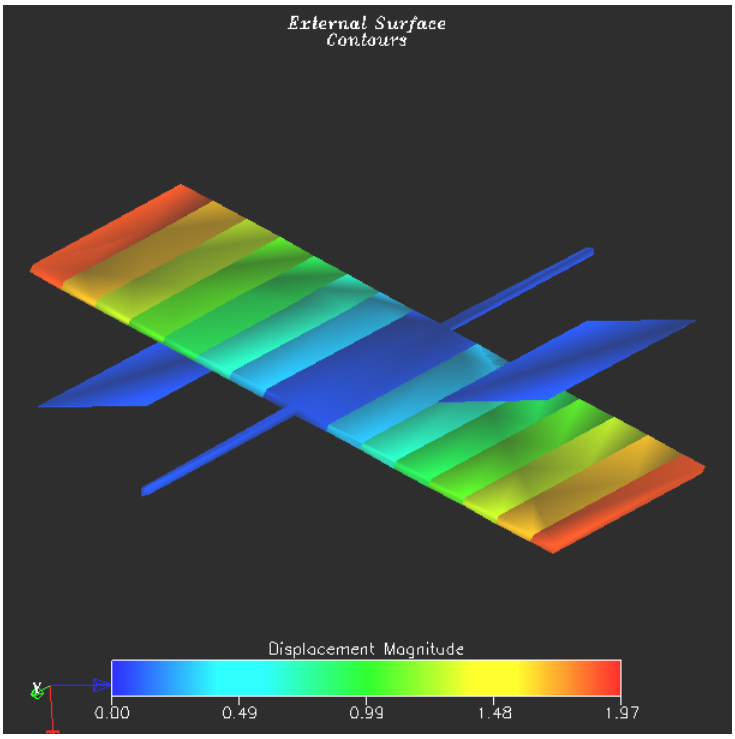
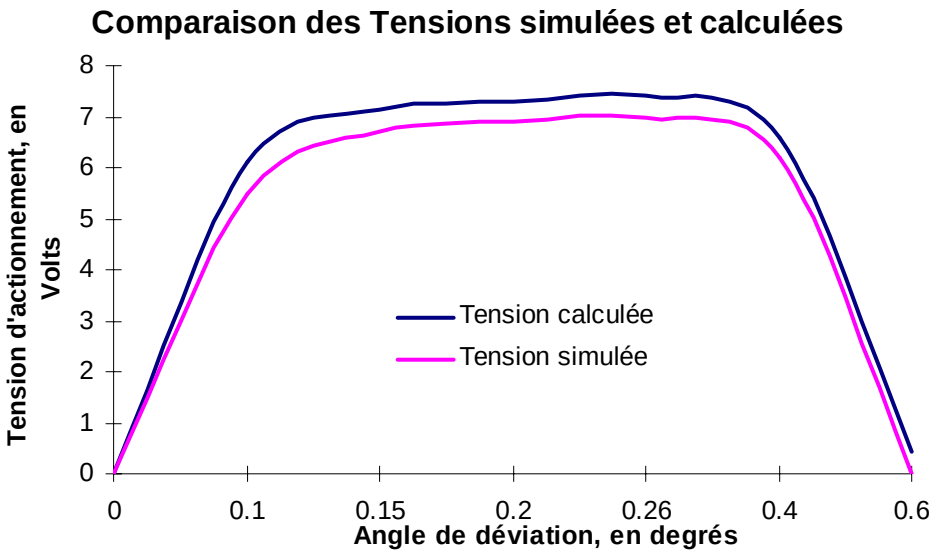
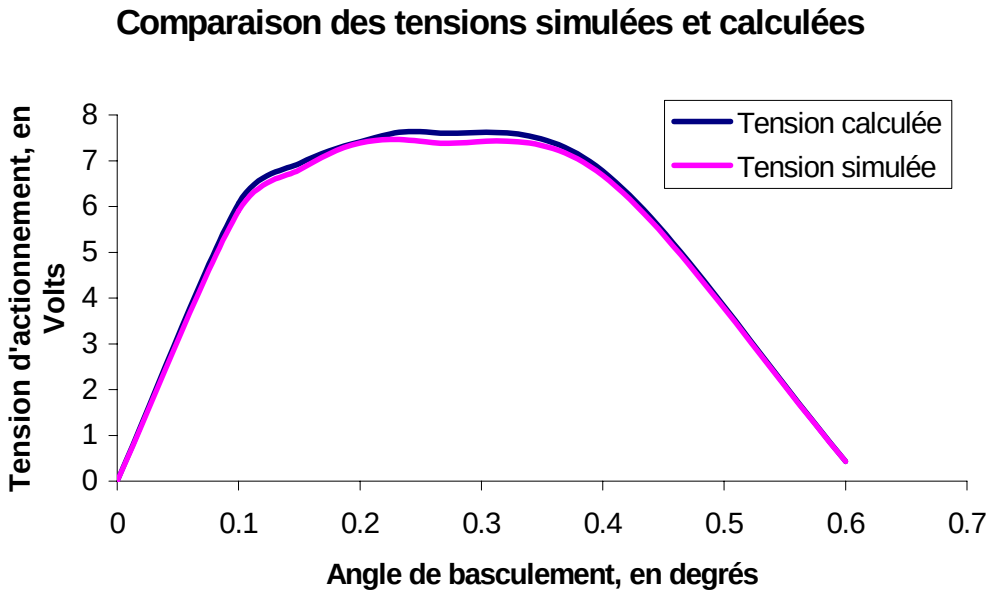


Figure II-12. Déplacement du miroir sous application d'une tension de 15V.



Graphique II-11. Comparaison des tensions d'actionnement simulées et calculées.

Pour connaître les pertinences du modèle du miroir obtenus sous COVENTOR, et pour prendre en compte le fait que les phénomènes de flexion sont supérieurs à ceux de torsion, nous avons fixé des conditions aux limites, limitant le débattement de la structure en *z*, par la prise en compte des butées. On obtient alors les résultats suivants :



Graphique II-12. Comparaison des tensions d'actionnement simulées et calculées : suppression de la flexion de la structure.

2.2.4 Modèle analytique tenant compte des phénomènes de « Pull-In ».

Comme la masse mobile, en l'occurrence le miroir, est suspendue par deux barres de torsion, cette dernière subit un couple mécanique s'opposant au couple électrostatique. L'angle de rotation du miroir dérive de l'égalisation des expressions de ces deux moments. Comme on le voit dans la courbe précédente, un cas spécial apparaît et est appelé tension de *« pull-in »*. Cette valeur de la tension

correspond au moment où le couple électrostatique devient supérieur au couple mécanique, causant une attraction du miroir jusqu'au contact avec le premier obstacle sur sa trajectoire.

Le module du couple électrostatique, peut s'exprimer à partir de (II-15). Ainsi :

$$\left|\vec{M}(\alpha)\right| = \frac{\varepsilon_0 . V^2 L}{2\alpha_{\max}^2 . \theta^2} . \left[\frac{1}{1-\beta.\theta} - \frac{1}{1-\gamma.\theta} + \ln\left(\frac{1-\beta.\theta}{1-\gamma.\theta} \right) \right] \qquad \text{(II-19)}$$

dans laquelle $\alpha_{\max} = \frac{d}{a_3}$, $\beta = \frac{a_2}{a_3}$, $\gamma = \frac{a_1}{a_3}$, $\theta = \frac{\alpha}{\alpha_{\max}}$ et a_3 est la demi-largeur du miroir. Dans l'expression précédente, le moment électrostatique est exprimé comme une fonction normalisée de l'angle θ et de l'angle normalisé α_{max}, déterminé par la structure physique de l'ensemble. En développant l'expression en élément simple, on obtient :

$$\left|\vec{M}(\alpha)\right| = \frac{\varepsilon_0 . V^2 L}{2.\alpha_{\max}^2} . \sum_{n=0}^{\infty} \left(\frac{n+1}{n+2} \right) . \left(\beta^{n+2} - \gamma^{n+2} \right) \theta^n \qquad \text{(II-20)}$$

En introduisant dans l'expression précédente l'expression du moment mécanique exercé par les barres de torsion, on obtient l'équation (II-21). La tension n'étant pas une fonction du temps, la solution de l'équation donnant l'angle de rotation en fonction de la tension appliquée est donnée par :

$$\left|\vec{M}(\alpha)\right| = K_\alpha . \alpha \qquad \text{(II-21)}$$

Comparons graphiquement les positions relatives des moments électrostatiques (*en pointillés*) et mécaniques (*en continu*). Les trois cas possibles observables sont résumés dans la figure (II-13).

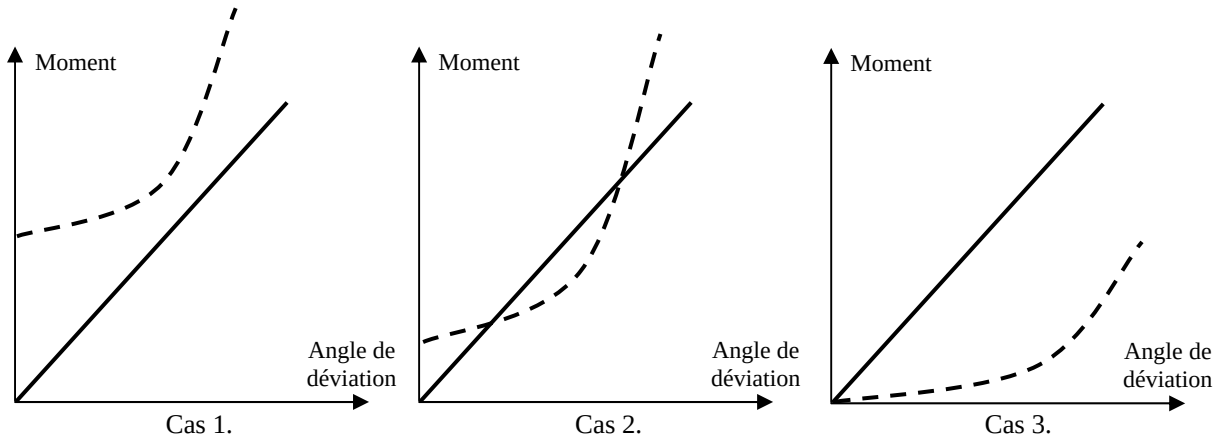


Figure II-13. Trois configurations possibles entre les moments électrotatique et mécanique.

Le cas 1 représente des raideurs de ressorts faibles. Le moment mécanique est toujours inférieur au moment électrostatique. Aucun point d'équilibre ne peut être trouvé.

Le cas 3 représente des raideurs de ressorts élevées. Le moment mécanique est toujours supérieur au moment électrostatique. Il n'y a donc jamais intersection entre les deux courbes, et donc pas de solution non plus.

Pour l'étude de ce phénomène, utilisons le développement en série et l'égalité des moments. En effet, en prenant une décomposition en série, on obtient une équation d'ordre *N*, telle que :

$$\sum_{n=0}^{N}\left(\frac{n+1}{n+2}\right).\left(\beta^{n+2}-\gamma^{n+2}\right).\theta^{n}-\frac{2K_{\alpha}.\alpha_{\max}^{3}}{\varepsilon_{0}.V^{2}b}.\theta=0 \qquad \text{(II-22)}$$

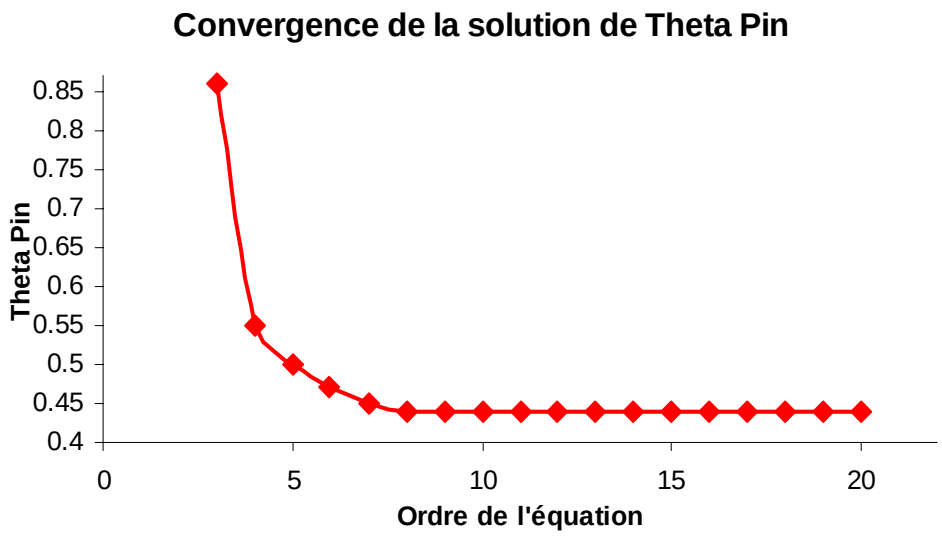
Une solution approchée de bonne qualité de cette dernière équation peut être obtenue en augmentant la valeur de *N*. En différenciant cette dernière, et en la multipliant par θ, on obtient :

$$\sum_{n=0}^{N}n.\left(\frac{n+1}{n+2}\right).\left(\beta^{n+2}-\gamma^{n+2}\right).\theta^{n}-\frac{2K_{\alpha}.\alpha_{\max}^{3}}{\varepsilon_{0}.V^{2}b}.\theta=0 \qquad \text{(II-23)}$$

Le moment du pull-in donne deux solutions, injectables dans la dernière équation. En considérant que la solution angulaire correspondant à l'application de la tension $V_{pull\text{-}in}$ est un angle θ_{pin}, substituons θ par θ_{pin} et soustrayons les deux équations correspondantes. On obtient alors :

$$\sum_{n=0}^{N}(1-n).\left(\frac{n+1}{n+2}\right).\left(\beta^{n+2}-\gamma^{n+2}\right).\theta_{pin}^{n}=0 \qquad \text{(II-24)}$$

La résolution de cette équation a été effectuée en créant un programme sous Matlab. Le principal problème a été de connaître le nombre d'itérations nécessaires à la convergence de la solution. Nous avons donc résolu l'équation (II-24) pour des *N* compris entre 0 et 20. On obtient le graphe de la page suivante.



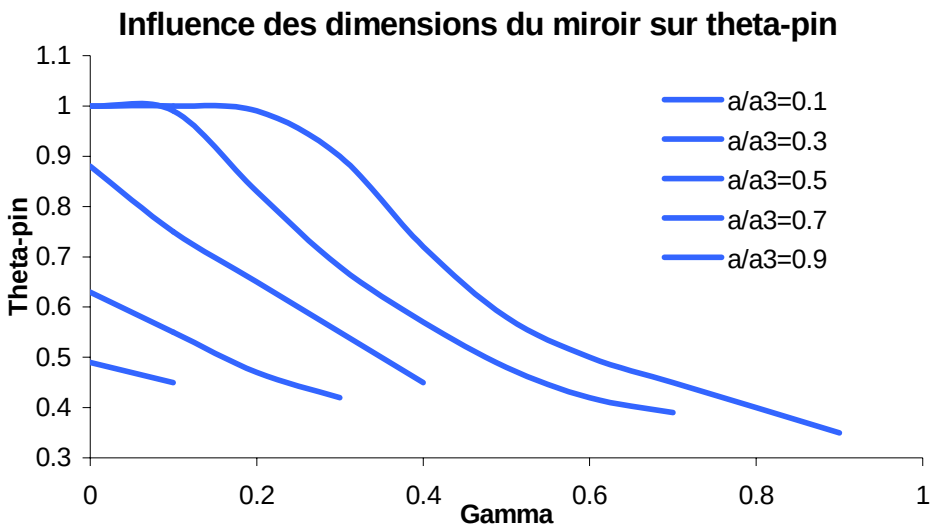
Graphique II-13. Convergence de la solution θ_{pin}.

Grâce à cette étude, on remarque une bonne convergence de la solution est obtenue pour un nombre d'itérations *N* supérieur à 10.

Pour le jeu de paramètres décrit ci-dessous, on obtient la valeur de θ_{pin} suivante, correspondant à un α_{pin} donné.

$$\left.\begin{array}{l} a_1=50\,\mu m \\ a_2=a_3=65\,\mu m \end{array}\right\} \quad \theta_{pin}=0.4404 \quad \Leftrightarrow \quad \alpha_{pin}=0.4404\times\alpha_{\max}$$

L'équation (II-24), donnant la valeur de l'angle critique θ_{pin}, est indépendante de la tension de pull-in ou de la raideur de la barre de torsion. L'angle de pull-in est donc une constante, dépendant uniquement des dimensions géométriques de la structure par l'intermédiaire des paramètres β et γ. La figure 7 montre la dépendance de θ_{pin} envers ces deux paramètres géométriques.



Graphique II-14. Influence des paramètres géométriques β et γ sur l'angle de pull-in θ_{pin}.

On remarque que les variations de l'angle de pull-in θ_{pin} sont importantes, comprises entre 0.4 et 1. La valeur extrême, correspondant à θ_{pin} = 1, correspond à la situation où le phénomène de pull-in n'apparaît pas car l'intervalle entre le miroir et les électrodes est nul.

Il est à remarquer qu'un faible angle de pull-in, correspondant à des tensions d'actionnement faibles, sera favorisé par de larges électrodes.

L'étude de l'effet de l'angle de pull-in sur la caractéristique statique du miroir a également été faite. En utilisant les équations (II-16) et (II-18), une expression de la tension en fonction de l'angle de déviation peut être établie. On peut voir facilement que la tension augmente avec l'angle. Alors, V augmente jusque à atteindre un maximum, lieu où se produit l'instabilité.

Pour trouver le point d'instabilité, l'expression $V(\theta)$ a été différenciée. En l'égalant à zéro, l'angle θ_{pin} peut en être déduit. L'expression est alors de la forme :

$$V_{Pull-In}(\beta,\gamma) = \sqrt{\frac{2K_{\alpha}.d^{3}}{\varepsilon_{0}.a_{3}^{3}.b}.f(\beta,\gamma)} \qquad \text{(II-25)}$$

dans laquelle la fonction f s'exprime par :

$$f(\beta,\gamma) = \frac{\theta_{pin}^{3}}{\left[\frac{1}{1-\beta.\theta_{pim}} - \frac{1}{1-\gamma.\theta_{pim}} + \ln\left(\frac{1-\beta.\theta_{pim}}{1-\gamma.\theta_{pim}}\right)\right]} \qquad \text{(II-26)}$$

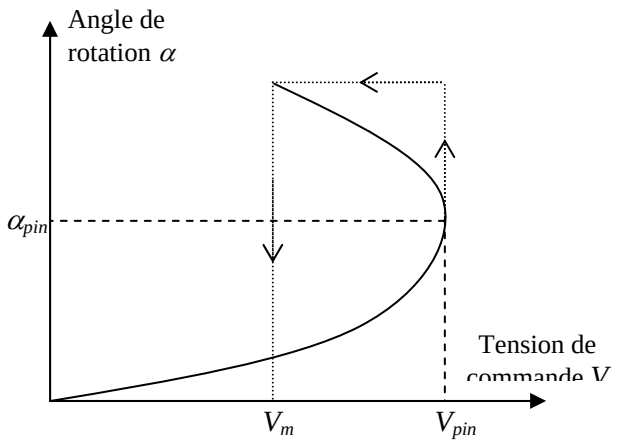
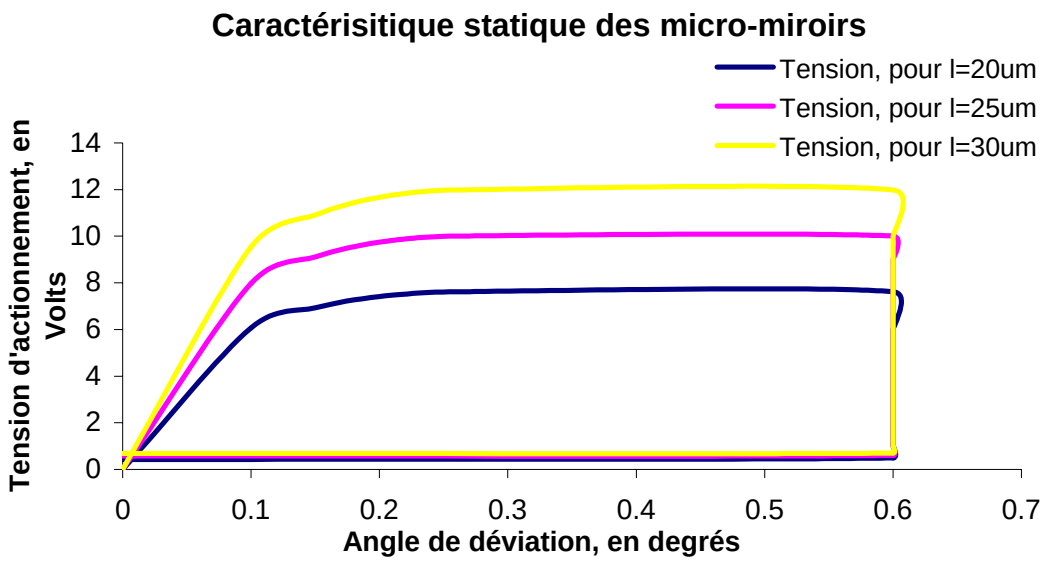


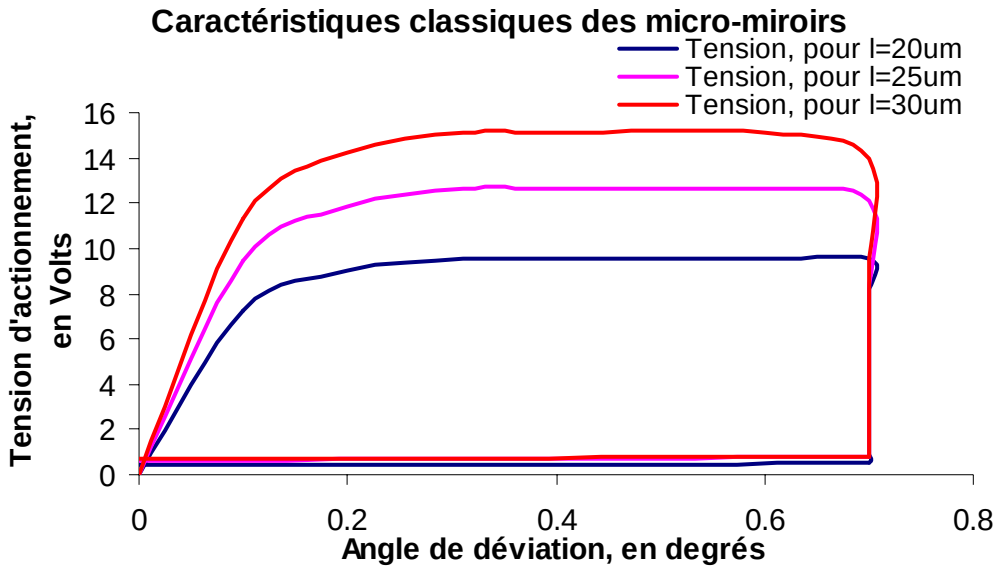
Figure II-14. Courbe d'actionnement typique d'un micro-miroir.

Les graphiques montrent les caractéristiques statiques des micro-miroirs, en tenant compte de la tension de pull-in. On remarquera ainsi qu'un cycle d'hystérisis est décrit, dans lequel on peut distinguer les phases suivantes :

- Augmentation de l'angle de rotation avec la tension de commande,
- Plaquage du micro-miroir sur le premier obstacle rencontré à $V_{pull\text{-}In}$,
- Décollage du micro-miroir quand la tension redescend et atteint V_m.



Graphique II-15. Tension d'actionnement en fonction de l'angle de déviation du miroir.
Angle maximal de déviation : 0.7 degrés.



Graphique II-16. Tension d'actionnement en fonction de l'angle de déviation du miroir. Angle maximal de déviation : 0.7 degrés.

2.2.5 Simulation électrostatique avec prise en compte des phénomènes de Pull-In.

Notre système présente un certain comportement de *pull-in*, modélisé dans le chapitre précédent. Ce fonctionnement correspond à l'instant où les forces d'origine électrostatique deviennent supérieures aux forces d'origine mécanique. La réponse du miroir devient en ce point fortement non-linéaire, ce qui réclame un nombre important d'itérations numériques pour trouver une solution stable en simulation. Pour trouver cette dernière, CoSolve-EM a besoin d'un certain nombre de paramètres supplémentaires décrits ci-dessous :

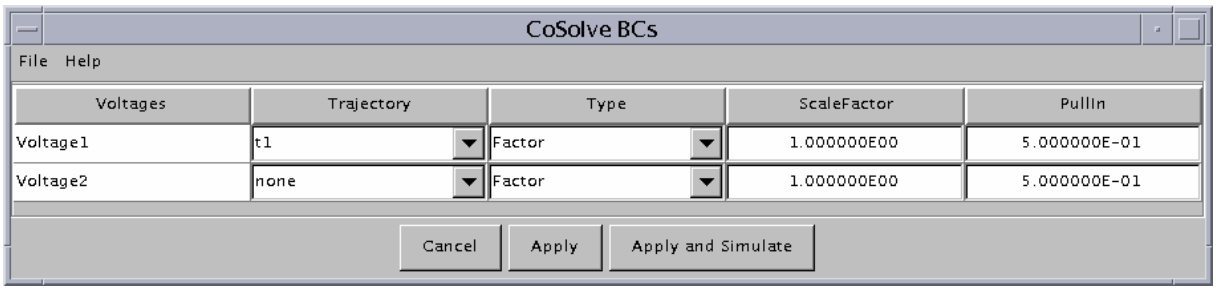


Figure II-15. Paramètres requis pour l'analyse en Pull-in.

Il faut en plus rappeler la définition des notions physiques suivantes :

- **une trajectoire** désigne en fait une rampe de tension. Pour cela, l'utilisateur se contente de fixer généralement une borne inférieure, une borne supérieure ainsi qu'un pas d'incrémentation.
- **un facteur de Pull-In** correspond à la précision de la valeur de la tension de Pull-In que l'on veut obtenir. Généralement, une précision au dixième de Volt est suffisante.

Quand le module CoSolve est lancé, l'analyse en Pull-In est lancée. Le cheminement est alors le suivant :

- Co-Solve applique la valeur de la tension spécifiée (*valeur initiale ou valeur incrémentée*),

- On effectue ensuite un déplacement de la solution jusqu'à obtenir une convergence égale à celle spécifiée dans la fenêtre ci-dessus (*ici égale à 0.5*),
- Le module regarde la valeur de l'indicateur de statut. Si ce dernier est égal à 1, alors une nouvelle incrémentation peut être effectuée.

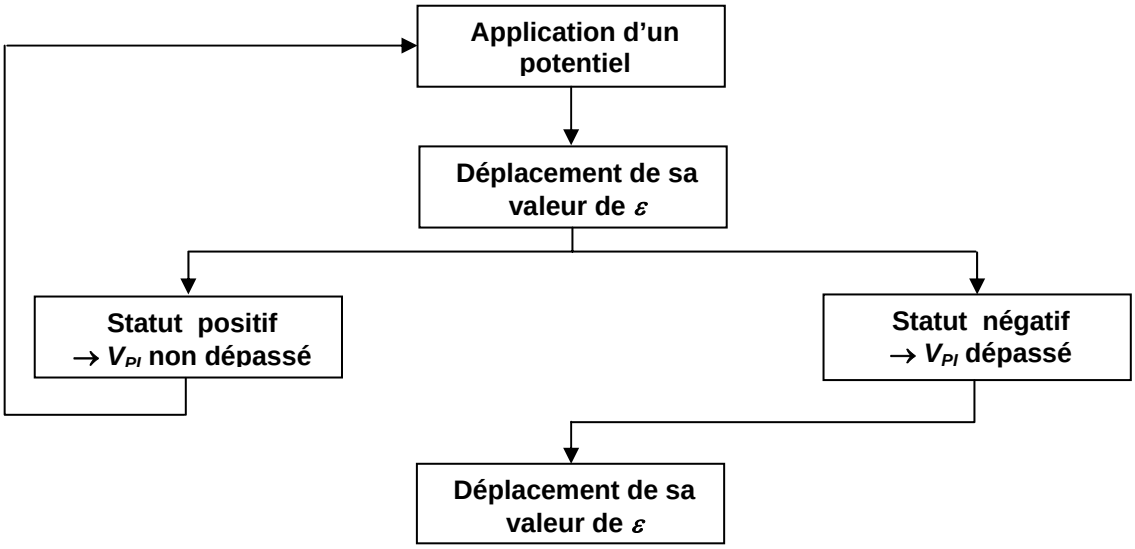
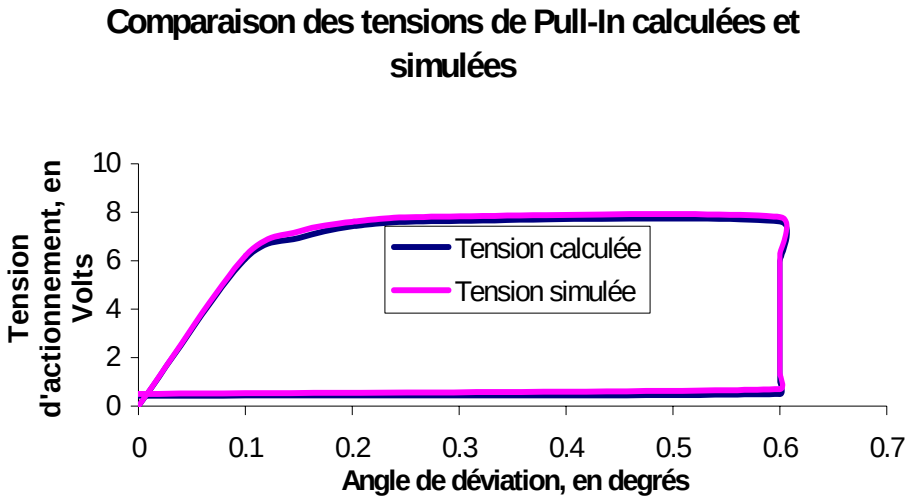


Figure II-16. Paramètres requis pour l'analyse en Pull-in.

Cette suite d'opérations est effectuée jusqu'à ce que l'indicateur de statut devienne négatif. Quand cette condition est remplie, on considère que la tension de pull-in a été dépassée. Les valeurs définies dans la trajectoire ne sont plus prises en compte, et une simple approximation Newtonnienne est déclenchée, pour converger vers le résultat de la tension de pull-in.

Pour évaluer la tension de Pull-In de la structure, nous simulons le modèle comportant les cales de positionnement. Pour un résultat précis, nous avons utilisé comme figure élémentaire de maillage des tétraèdres, le nombre total d'éléments dépassant 4000. On obtient les courbes de la figure suivante, où le modèle numérique est comparé au modèle simulé.



Graphique II-17. Comparaison des tensions simulées et calculées : prise en compte du pull-in.

2.3 Conclusion.

Dans ce chapitre, notre objectif principal a été de préparer les différentes simulations qui doivent être menées pour la conception proprement dite du micro-miroir. Pour cela, la validation des modules mécaniques et électrostatiques de COVENTOR a été indispensable, en comparant les résultats obtenus par cette méthode aux résultats donnés par les modèles analytiques, et ce pour les principaux phénomènes physiques décrivant le fonctionnement du micro-miroir.

Ainsi, le module mécanique de COVENTOR donne de très bons résultats lors de l'étude comportementale d'une barre de torsion étudiée en rotation et pour un matériau isotrope. Les erreurs rencontrées sont alors inférieures à 1%. Par contre, si l'on considère un matériau anistrope, une erreur d'environ 28% est décelée entre la valeur donnée par COVENTOR et celle donnée par FREEFEM. Un facteur correctif a alors été étudié pour remédier la non-prise en compte de l'anisotropie du silicium.

Le module électrostatique propose quant à lui une bonne concordance avec le modèle analytique, et tient compte des phénomènes de Pull-In généralement rencontrés avec ces structures. On note que les phénomènes de flexion, combinés au mouvement de rotation, sont pris en compte dans l'évaluation de l'angle de rotation en fonction de la tension appliquée.

Au cours des études décrites dans le chapitre 3, consacré à la mise au point du micro-miroir, nous utilisons donc à la fois les modèles analytiques et aux éléments finis pour développer une structure de test la plus précise, et arriver à évaluer les performances théoriques d'une nouvelle architecture de micro-miroir, implantable soit dans des multiplexeurs-démultiplexeurs en longueurs d'onde, soit dans des routeurs optiques.

Chapitre 3 :

Conception et réalisation du micro-miroir.

« Sans être franchement malhonnête, aux premiers abords, comme ça, il ... A l'air assez curieux [..]. Seulement on a du arrêter la fabrication, y'a des clients qui devenaient aveugles. Oh, ça faisait des histoires. »
Maître Folace

Chapitre 3 :

Conception et réalisation du micro-miroir.

1. Définition d'une structure micro-miroir de test.

1.1 Cahier des charges.

La structure que nous avons eu à développer avait une finalité industrielle, dès le début de cette étude. De ce fait, de nombreuses contraintes, liées au domaine des télécommunications, nous ont été imposées. Elles étaient liées à des considérations de structure (*espacement, axe de rotation, planéité*), de commande (*tension, angle de basculement, etc...*), de comportement du faisceau lumineux (*réflectivité de la surface du miroir, modification de la longueur d'onde du faisceau lumineux, réflexion au passage de la vitre d'encapsulation*), de résistance (*température, choc, pression*). Ce dernier domaine sera d'ailleurs régi par les normes Bellcore, que nous détaillons dans cette partie [75].

Ainsi, comme cahier des charges, nous tenons compte de la structure de la commande et de son niveau de tension, du faisceau lumineux et des normes Bellcore. Chaque point est détaillé ci-après.

1.1.1 Structure.

La structure du micro-miroir doit tenir compte d'un certain nombre de considérations que nous avons classé par thème :

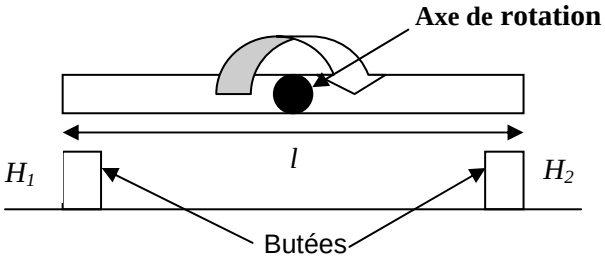
- **L'espacement des miroirs :** cet espace doit être calculé pour que la distance entre deux faisceaux lumineux soit suffisante et pour éviter un recouvrement de deux canaux, ce qui est à l'origine du phénomène de crosstalk.
- **L'axe de rotation :** cela simplifie la conception du microsystème et l'implantation des électrodes de commande, l'axe de rotation devant être perpendiculaire à la barrette de micro-miroirs.
- **Le taux de remplissage** : c'est une notion fondamentale dans le dimensionnement des WADM. En effet, elle définit la résolution à atteindre, donc la dispersion du réseau.

- **L'anamorphose :** dans le cas des multiplexeurs-démultiplexeurs, le faisceau atteignant le micro-miroir est elliptique. Il est environ 3 fois plus haut (*selon l'axe de rotation*) que large (*axe de la barrette*). Même si cela semble être à première vue un avantage, il faut noter que, pour obtenir une réponse plate, les miroirs doivent être les plus larges possible, c'est à dire se rapprocher d'un taux de remplissage de 100%. Dans ces conditions, même si la tendance au début serait de réaliser un micro-miroir carré, une structure plus haute que large n'est pas gênante, et constitue même un avantage, puisque la tolérance sur le positionnement vertical du microsystème est augmentée.

1.1.2 Commande.

Un point important dans les transmissions d'information est la garantie d'une position dite *stable*, dans laquelle une opération précise, définie par le constructeur comme étant, par exemple dans le cas des multiplexeurs-démultiplexeurs l'addition ou la soustraction, est garantie.

Le système doit être bistable, avec un angle de tilt compris entre 2.2 et 2.4 degrés. La précision sur l'angle de tilt est liée à la précision sur la largeur du micro-miroir et sur la hauteur des butées mécaniques, garantissant la position terminale du miroir.



Précisions requises :

- sur H_1 et H_2 : 5 %
- sur $\frac{H_1}{H_2}$: 1 %
- sur l : 2 %

Figure III-1. Détail de l'architecture simplifiée.

La tension d'alimentation dépend de nombreux paramètres comme nous l'avons déjà vu dans son étude faite au chapitre 2. Elle dépend surtout des dimensions du miroir et de la raideur de la barre de torsion. Le temps de commutation maximal que nous nous fixons est de 100ms dans un premier temps, puis de 10ms à terme. Pour cela, la tension de commutation devra être de l'ordre de 100V. Il est à noter que le courant doit être faible hors commutation. Ainsi, il faudra quelques microwatt pour maintenir le micro-miroir sur sa butée avec une très grande stabilité.

On considèrera enfin la tension dite de maintien, permettant au miroir de conserver sa position d'équilibre dite « tiltée » ou celle qui permet de garantir sa position stable au repos. Cette dernière ne devra pas dépasser 10V. Nous nous sommes fixés ce cahier des charges concernant la commande de telle sorte de ne pas avoir de tension trop élevée, mais pour assurer un fonctionnement optimal du micro-miroir, selon la position désirée. Dans ce cahier des charges, nous n'avons pas pris en considération la consommation réelle de la commande ni son optimisation. Ces points seront abordés dans le dernier chapitre lorsque nous nous intéressons aux alimentations proprement dites.

1.1.3 Faisceau lumineux [76].

Les pertes d'insertion dans les OXC ou les multiplexeurs ont plusieurs origines. Les principales sont liées aux problèmes de positionnement des fibres d'entrée et de sortie, des imperfections de la surface du miroir ansi qu'à la réflexion parasite de ce dernier.

Concernant l'alignement des fibres, les pertes d'insertion peuvent avoir plusieurs origines : séparation longitudinale, mauvais alignement latéral et angulaire. Normalement, les pertes dues à la séparation longitudunale augmentent avec le nombre d'entrée/sortie du système. En général, des tolérances importantes sont acceptables pour des séparations longitudinales faibles. De plus, les tolérances angulaires et latérales peuvent être permutées : une tolérance angulaire importante est possible si celle sur le positionnement latéral est meilleure, et inversement. L'utilisation de lentilles de collimation pour réduire les problèmes d'alignement est alors envisagé.

1.1.4 Détail des normes Bellcore [75].

Les composants optiques intégrés jouant un rôle de plus en plus majeur dans le déploiement des réseaux à fibres optiques, ils doivent répondre dès leur conception à un certain nombre de critères de qualité, afin de garantir notamment une bonne fiabilité.

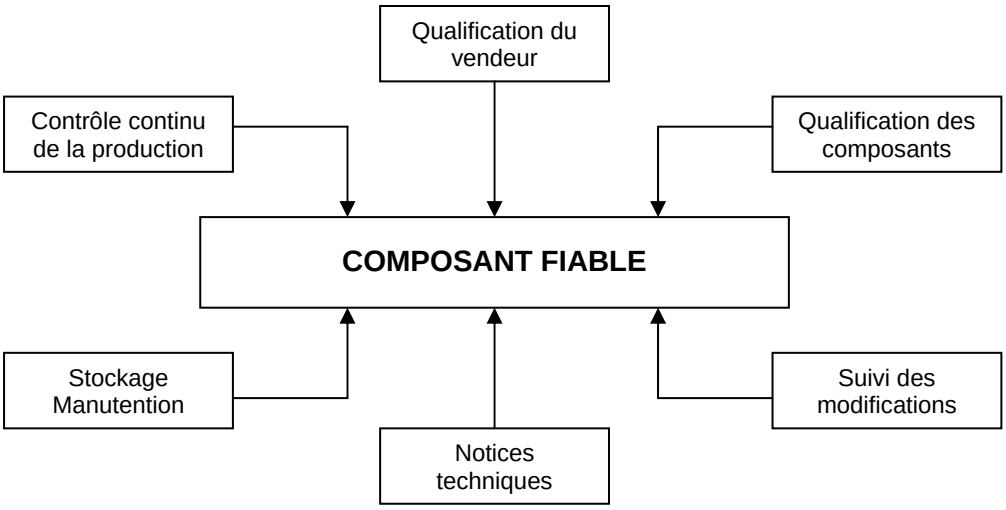


Figure III-2. Eléments d'une démarche qualité.

Les normes Bellcore [75] sont les normes en vigueur pour garantir un taux minimal de fiabilité. Elles représentent en effet un ensemble de tests physiques, électriques et mécaniques, permettant d'assurer un certain degré de fiabilité pour tout type de composants optiques passifs. Dans ces derniers, nous incluons les composants de branchement de fibres optiques, tels que les coupleurs, les multiplexeurs, les isolateurs. La technologie progressant, de nombreux composants discrets sont developpés pour être de plus en plus compacts voir intégrés. Cela pose d'autant plus le problème d'avoir une norme unique régissant l'ensemble des nouveaux composants.

De manière générique, un système complexe peut être considéré comme fiable que si chaque composante de ce système l'est réellement. De plus, il est souvent difficile de tester les composants un à un quand ceux-ci sont intégrés dans le système. C'est pourquoi les fabricants se plient à respecter des normes, des exigences en terme de qualité, permettant d'assurer une assurance qualité optimale.

Nous n'envisagerons évidemment ici que le sujet « Qualification des composants ». En effet, cela implique de nombreuses normes à satisfaire, dans les domaines variés du mécanique, du thermique ou

encore des décharges électrostatiques. L'ensemble de ces normes est décrit dans la page suivante, avec les symboles associés.

GRANDEUR	TEST	CONDITIONS	SAMPLING [1]			ENV'T	
			LTPD	SS	C	CO	UNC[2]
INTEGRITE MECANIQUE	Choc mécanique	5 fois par direction, sur 6 directions 500 G, 1 ms	20	11	0	R	R
	Vibration	20 G, de 2 à 2000Hz par cycle, 4min/cycle, 4 cycles par axe	20	11	0	R	R
	Choc termique	$\Delta T = 100°C$ (*de 0 à 100*)	20	11	0	R	R
	Soudurabilité	-	20	11	0	R	R
	Intégrité de la fibre	-	20	11	0	R	R
ENDURANCE	T_{max} de stockage *(amb. sèche)*	85°C pendant 2000 h.	20	11	0	R	R
	T_{max} de stockage *(hermétique)*	75°C, 90% humidité *100 heures* *500 heures* *1000 heures*	 20 20 -	 11 11 11	 0 0 0	 R - -	 - R R
	T_{max} de stockage *(non hermétique)*	75°C, 90% humidité *500 heures* *2000 heures* *5000 heures*	 20 - 20	 11 11 11	 0 0 0	 R R -	 - R R
	T_{min} de stockage	- 40°C pendant 2000 h.	20	11	0	O	R
	Cycle de temp.	- 40°C à 70°C *100 fois* *500 Fois* - 40°C à 85°C *500 fois* *1000 fois*	 20 - 20 -	 11 11 11 11	 0 - 0 -	 R R - -	 - - R R
	Cycle d'humidité		20	11	0	-	R
TESTS SPECIAUX	Humidité interne	*Max.* 5000 ppm de vapeur d'eau	20	11	0	R	R
	ESD		-	6	-	R	R

Tableau III-1. Tests Bellcore : valeurs des contraintes imposées [75].

Dans le tableau ci-dessus, on considèrera que :

- LTPD : exprimé en %, tolérance sur le pourcentage de pièces défectueuses dans une population
- SS : Minimum Sample Size, taille minimale acceptable
- C : Nombre de défauts autorisés
- CO : Conditionnal objective, but fixé par les normes Bellcore
- UNC : Incontrolable
- R : Requirement, fonction devant être obligatoirement atteinte pour obtenir le label Bellcore.

1.1.5 Contraintes technologiques.

La technologie employée pour réaliser notre structure est basée sur la filière technologique MEMSOI développée par TRONIC'S Microsystems [77]. Elle consiste à une gravure profonde plasma (*Reactive Ion Etching*) de la couche « mécanique » puis, d'une gravure chimique de la couche sacrificielle, réalisée souvent par un dépôt d'oxyde de silicium. La disparition de cette dernière permet une libération de certaines parties du microsystème, permettant un déplacement de ces dernières. Un aperçu du processus technologique sera présenté par la suite.

1.2 Détermination des dimensions géométriques du miroir.

Notre but est dans cette partie de déterminer le plus précisément possible les dimensions géométriques du miroir et des barres de torsion, afin de garantir une tension d'actionnement proche de 100V et un angle de basculement de 2.2 degrés, comme spécifié dans le cahier des charges. Nous ne discuterons pas de la détermination de l'épaisseur de l'ensemble miroir-barre de torsion, ce dernier étant fixé par TRONIC'S à 15µm.

1.2.1 Dimensions du miroir.

Les dimensions géométriques du miroir doivent permettre d'une part, de garantir un réflechissement total de la tâche lumineuse et, d'autre part, de s'affranchir des éventuelles contraintes liées aux étapes technologiques, qui ont tendance à donner un rayon de courbure au miroir.

Dans l'architecture proposée, le faisceau atteignant le micro-miroir est elliptique, soit trois fois plus haut que large selon l'axe de rotation et suivant l'axe de la barrette. Il faut cependant noter que, pour avoir une réponse plate, il faut avoir des miroirs les plus larges possible, c'est à dire il faut se rapprocher d'un taux de remplissage de 100%. Dans notre cas, des micro-miroirs plus hauts que larges ne sont pas gênants et peuvent même être un avantage, car la tolérance sur le positionnement vertical du micro-miroir n'en serait qu'améliorée.

De plus, si l'on considère la notion de taux de remplissage, pour éviter la dispersion du réseau, nous devons rapprocher au maximum deux miroirs consécutifs. TRONIC'S Microsystems, de part ses contraintes technologiques, a imposé une distance minimale entre deux miroirs adjacents de 5µm. Cela correspond, pour une période de 135µm environ, à un taux de remplissage de 90%. Par conséquent, nous nous sommes fixés une largeur de micro-miroir égale à 130µm.

Pour déterminer la longueur du miroir, nous avons considéré la hauteur du faisceau. Celui-ci étant inférieur à 350µm, nous nous sommes fixés une longueur de 500µm. Ceci est bien sur à corréler avec le fait que plus l'électrode de commande, située sous le micro-miroir, est longue, plus les tensions d'actionnement peuvent être faibles.

1.2.2 Dimensions des barres de torsion.

Les dimensions des barres de torsion déterminent le facteur primordial de la structure qu'est la raideur de la barre de suspension en rotation. Cette valeur va nous est accessible à travers plusieurs données, qui sont :

- l'angle de pull-in, qui est fonction de l'angle maximal de déviation admissible, et qui correspond dans notre cas à l'angle de tilt de la structure,
- la tension de pull-in, qui correspond à la tension d'actionnement maximale tolérable.

Nous avons vu dans le chapitre précédent que la valeur de l'angle critique θ_{pin}, est indépendante de la tension de pull-in ou de la raideur de la barre de torsion. L'angle de pull-in est donc une constante, dépendant uniquement des dimensions géométriques de la structure, ce qui donne alors :

$$\theta_{pin} = 0.4404 \times \theta_{\max} \qquad \text{(III-1)}$$

L'angle θ_{max} de déviation est fixé dans le cahier des charges, et égal à 2.2 degrés environ. On en déduit que l'angle de pull-in θ_{pin} est d'environ 1.01 degrés. De cette information, et en considérant que la tension d'actionnement ne doit pas dépasser 100V, on en déduit la valeur de la raideur de la barre de torsion par :

$$K = \frac{\varepsilon_0 . a_3^2 . b}{2d^3 . f^2(\beta,\gamma)} . V_{pull-in}^2(\beta,\gamma) \qquad \text{(III-2)}$$

dans laquelle la fonction f s'exprime par :

$$f(\beta,\gamma) = \frac{\theta_{pin}^3}{\left[\frac{1}{1-\beta.\theta_{pim}} - \frac{1}{1-\gamma.\theta_{pim}} + \ln\left(\frac{1-\beta.\theta_{pim}}{1-\gamma.\theta_{pim}}\right)\right]} \qquad \text{(III-3)}$$

Pour trouver le point d'instabilité, l'expression $V(\theta)$ a été différenciée. En l'égalant à zéro, l'angle θ_{pin} peut en être déduit.

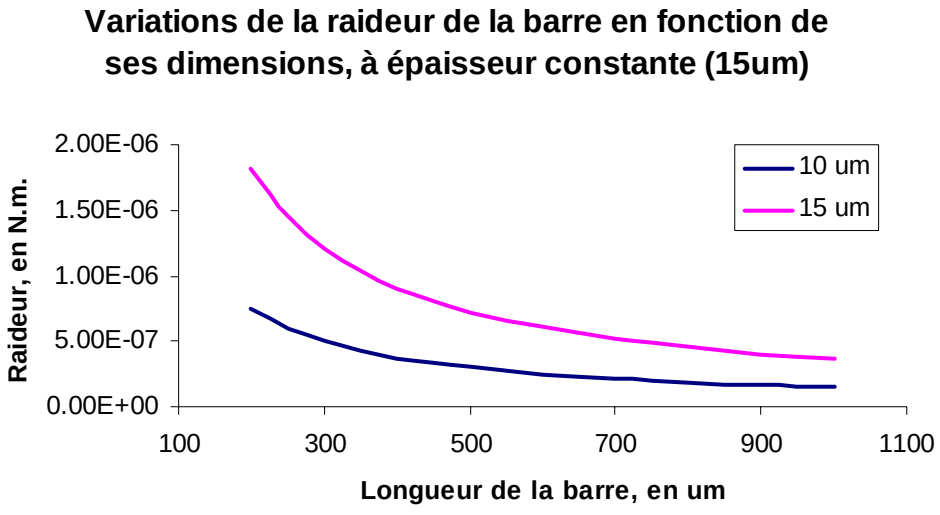
Nous avons utilisé dans le chapitre 2 comme hypothèse simplificatrice que le miroir dans son ensemble servait de contre-électrode. On en déduit donc que β est égal à 1. γ traduit quant à lui le rapport entre la distance a_1 séparant l'axe de rotation du début de l'électrode avec la demi-largeur du miroir a_3. Or, plus la valeur de a_1 est faible, plus le moment des forces électrostatiques est élévé.

Le processus technologique que TRONIC'S Microsystems nous avait suggéré d'utiliser, comme décrit par la suite dans ce chapitre, une marche d'escalier entre les deux électrodes, afin de garantir l'angle de tilt. Les contraintes technologiques nous ont obligé d'utiliser une distance entre l'axe de rotation et le début des électrodes supérieure à 4µm. Nous avons donc choisi un espacement entre deux électrodes de 10µm.

On en déduit, par résolution de l'équation (II-3), quela raideur de la barre de torsion doit être comprise entre 4 10^{-7} N.m. et 5 10^{-7} N.m.

La raideur K de la barre de torsion étant déterminée, il reste à fixer sa largeur et sa longueur. Nous rappelons que l'épaisseur de la barre a été fixée par l'épaisseur de la couche sacrificielle utilisée à

15µm. Le graphique suivant montre les variations des raideurs des barres de torsion en fonction de sa longueur et de sa largeur, à épaisseur constante (15µm).

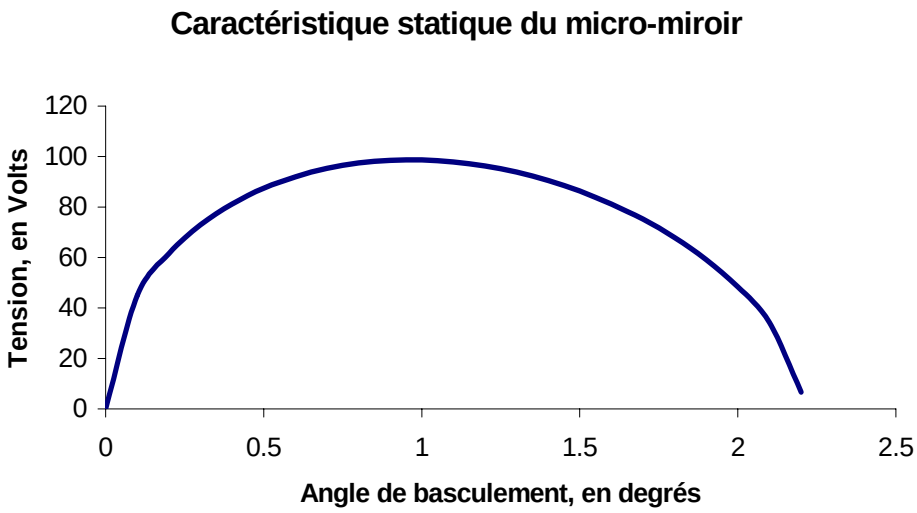


Graphique III-1. Variations de la raideur de la barre de torsion en fonction de ses dimensions géométriques.

D'après ce graphique, on peut en déduire pour une raideur fixée une longueur de barre donnée. Dans notre cas, nous obtenons ainsi :
- une barre de 10µm devra avoir une longueur comprise entre 250 et 300µm,
- une barre de 15µm devra avoir une longueur comprise entre 750 et 800µm.

D'après ce graphique, on peut en déduire une e choix se fait donc entre une structure de section rectangulaire ou carrée. Nous privilégions ici une section de type carrée, car son module de cisaillement est inférieur à celui d'une section rectangulaire. Mais, si une contrainte d'encombrement était à prendre en compte, la section rectangulaire serait privilégiée, la longueur totale du système miroir + barres de torsion étant de 3.7mm dans le cas de la section carrée.

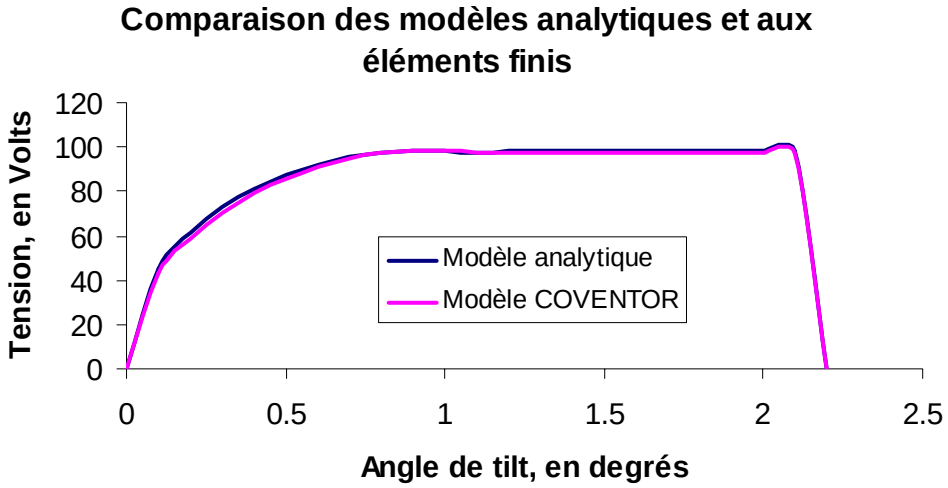
Le graphique 2 montre la caractéristique statique du micro-miroir.



Graphique III-2. Caractéristique statique du micro-miroir.

On obtient bien une tension de Pull-In aux alentours de 100V, et une tension de maintien de 4V, inférieure au 10V maximum donnés dans le cahier des charges.

Le graphique 3 montre une comparaison des caractéristiques statiques données par notre modèle analytique et par le modèle aux éléments finis donné par COVENTOR. On aura pris soin d'apporter un facteur correctif sur les dimensions géométriques du miroir, afin de bien prendre en compte l'anisotropie du matériau, comme nous l'avions indiqué au chapitre 2.



Graphique III-3. Comparaison des modèles analytiques et aux éléments finis du micro-miroir.

1.3 Simulation comportementale : couplage COVENTOR – SABER.

1.3.1 Principe de fonctionnement.

Une fois les simulations effectuées en statique, nous permettant d'extraire les tensions de commande en fonction de l'angle de basculement, notre but a été d'évaluer le temps de commutation du micro-miroir. Mais la connaissance de ce paramètre impliquait une simulation dynamique de la structure, c'est à dire la prise en compte en fonction du temps de l'équation du mouvement du micro-miroir. Cette dernière fait appel à de multiples domaines énergétiques. Aussi, la détermination du temps de commutation par simulation tri-dimensionnelle s'est avérée trop consommatrice en temps de calcul.

Une solution permettant de réduire la complexité des modèles considérés est de générer des modèles électriques dits à ordres réduits, insérables par la suite dans des simulateurs électriques tel SABER. Cette méthode est basée sur une approche énergétique dans laquelle chaque domaine énergétique est modélisé séparément, puis réassemblé afin de décrire le comportement global du système.

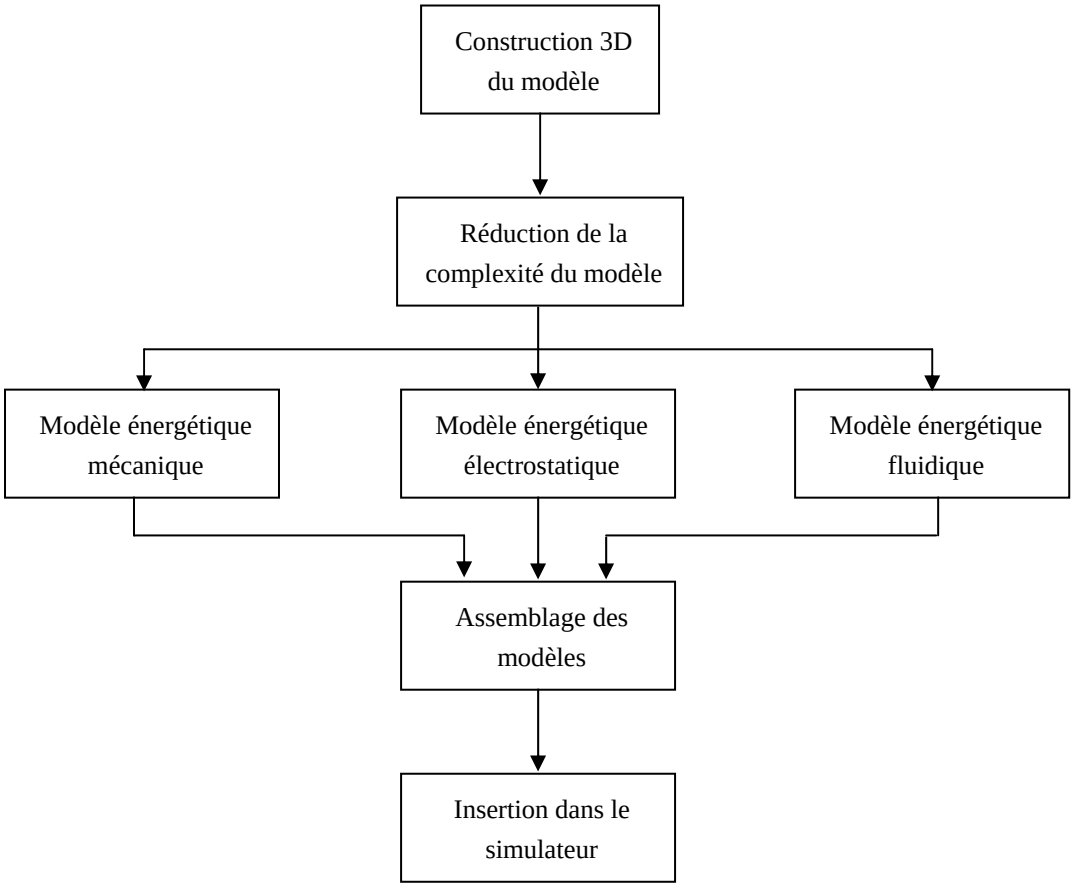


Figure III-3. Processus de simulation adopté et basé sur des modèles d'ordres réduits.

Si l'on considère maintenant le cas de notre micro-miroir, ce dernier peut être décomposé en plusieurs sous-ensembles, chacun représentant un modèle énergétique précis, comme le montre le schéma de la figure ci-dessous :

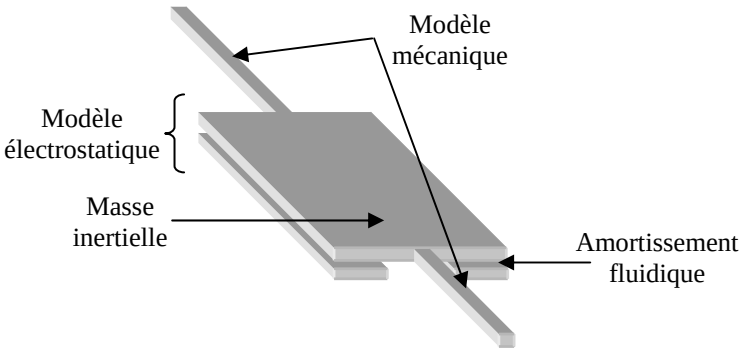


Figure III-4. Modèles énergétiques considérés.

De ce fait, nous avons donc à modéliser tour à tour, comme brique élémentaire :

- Un modèle « électrostatique » : ce dernier représente l'effet capacitif dans la structure. Pour différentes valeurs de l'angle de rotation, et suivant les différents degrés de liberté fixés, une matrice

représentative des différentes capacités calculées est extraite. Un polynôme, de degré supérieur à 4, est alors calculé, approchant au mieux les résultats obtenus.

- Un modèle « mécanique » : comme dans le cas précédent, les forces résultant de la rotation de la barre de torsion sont évaluées pour différentes valeurs d'angles, pour les différents degrés de liberté considérés. Les résultats sont ensuite approximés par un polynôme de degré supérieur à 4.
- Une masse inertielle : la surface du miroir est assimilée à une masse en mouvement, caractérisée essentiellement par son moment d'inertie.

La partie « Amortissement fluidique »a été négligée dans cette étude. Elle n'a donc pas fait l'objet de modélisation.

En considérant que le miroir n'a la possibilité que de tourner d'un angle θ autour de son axe de rotation, ou de fléchir suivant une direction perpendiculaire à la surface d'une amplitude *z*, ce système présente deux degrés de liberté et peut être décrit par :

$$M\ddot{z} = -Kz - d_z.\dot{z} + \frac{V^2}{2}.\frac{dC}{dz} \qquad \text{(III-4)}$$

$$I\ddot{\theta} = -G\theta - d_\theta.\dot{\theta} + \frac{V^2}{2}.\frac{dC}{d\theta} \qquad \text{(III-5)}$$

dans lesquelles M et I sont respectivement la masse et le moment d'inertie, K et G sont la raideur et le module de torsion, d_z et d_θ les coefficients d'amortissement, V la tension appliquée et C la capacité.

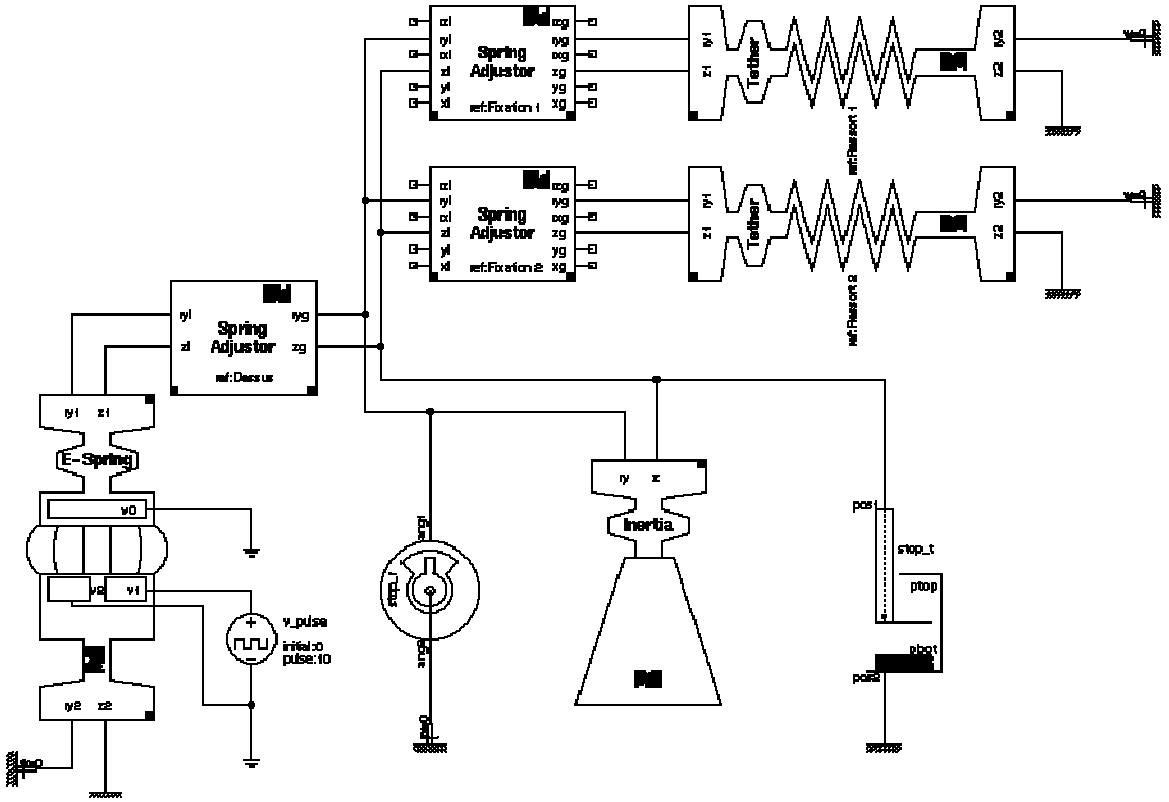


Figure III-5. Modèle SABER du micro-miroir.

On remarquera que les modèles employés ci-dessus sont extraits de l'environnement COVENTOR et ne peuvent pas être paramétrés. Un nouveau jeu de dimensions impliquera la génération d'un nouveau modèle du miroir par COVENTOR, et exportable ensuite sous SABER. Un modèle paramétrable du micro-miroir pourrait être conçu en le développant en MAST sur la base des calculs développés en interne au LAAS-CNRS.

1.3.2 Simulations sous SABER.

Notre premier objectif a eu pour but de valider en statique les résultats obtenus à l'aide du modèle analytique ou du modèle aux éléments finis. Pour cela, nous avons appliqué différents signaux continus en entrée du générateur, et nous avons observé en sortie, d'une part, la tension de basculement et, d'autre part, le temps de commutation du micro-miroir. Le tableau III-2 résume l'ensemble de ces observations.

Forme du signal	**Tension appliquée, en V**	**Durée de l'impulsion, en ms**	**Tension de basculement, en V**	**Temps de basculement, en µs**
impulsion	100	1	100	34
impulsion	100	0.2	98	31
Carré	100	10	99	32
Carré	100	2	98	36

Tableau III-2. Résultats en statique obtenus après simulation sous SABER.

On remarque une bonne concordance entre les tensions calculées avec les trois modèles. Les approximations faites lors de la décomposition du micro-miroir en sous-ensembles semblent cohérentes. En revanche, les temps de commutation obtenus sont bien inférieurs à la valeur maximale imposée.

Notre travail s'est alors poursuivi par des simulations en dynamique. Pour cela, nous avons appliqué des tensions carrées de valeur efficace proche de la tension de basculement de la structure, et nous avons fait varier d'une part la période du signal, mais aussi son rapport cyclique. Les principaux résultats sont consignés dans le tableau III-3.

Forme du signal	**Tension appliquée, en V**	**Rapport cyclique**	**Tension de basculement, en V**	**Temps de basculement, en µs**
Carré (*T=0.1ms*)	100	0.5	97	29
Carré (*T=0.1ms*)	100	0.25	50	27
Carré (*T=1ms*)	100	0.5	99	31
Carré (*T=1ms*)	100	0.25	65	30
Carré (*T=10ms*)	100	0.5	97	32
Carré (*T=10ms*)	100	0.25	80	34

Tableau III-3. Résultats en dynamique obtenus après simulation sous SABER.

On remarque d'une part que la modification du rapport cyclique du signal d'entrée modifie la valeur de la tension de basculement du micro-miroir et, d'autre part, qu'une fréquence de commande élevée diminue les tensions de basculement. En effet, l'utilisation d'un signal haute fréquence permet de se rapprocher de la fréquence de résonance mécanique de la structure, le micro-miroir ne voyant que « l'enveloppe » du signal. Cette partie de l'étude montre que des optimisations supplémentaires peuvent être faites sur la tension de basculement.

2. Technologie utilisée.

2.1 Les substrats SOI.

2.1.1 Généralités.

Les substrats SOI pour *Silicon On Insulator* sont des variations avancées des substrats conventionnels en silicium. Dans ces derniers, un fin film de silicium mono-cristallin est superposé sur une couche d'oxyde de silicium, elle-même déposée sur un wafer de silicium [78-79]. Ces structures résolvent certains problèmes des circuits intégrés conventionnels, tels que :

- la sensibilité aux radiations,
- la consommation électrique, due aux courants de fuites,
- le besoin d'une valeur minimale de tension,
- les limitations dans l'utilisation de hautes tensions.

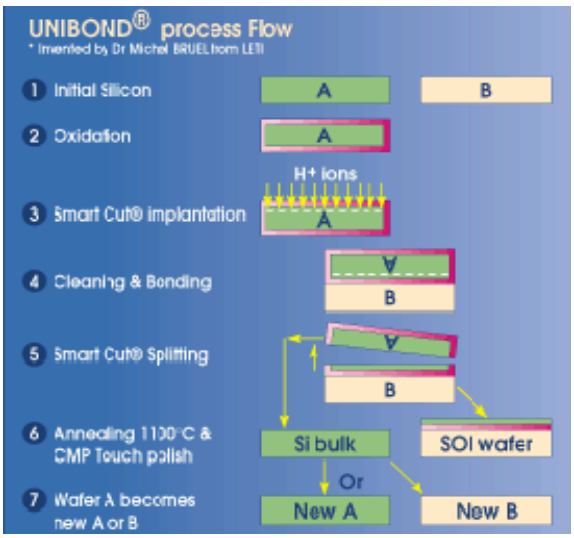


Figure III-6. Aperçu du processus technologique SMARTCUT [Soitec].

Depuis environ dix ans, les substrats SOI ont pu être produits grâce à des techniques telles que l'implantation d'ions oxygène. Mais, comme les prix de vente étaient élevés, les applications utilisant ce type de substrat étaient limitées, et réservées aux marchés militaires, scientifiques et spatiaux. Plus récemment, le paysage économique et les avancées technologiques ont changé le marché. Le développement des outils portables (*ordinateurs, téléphones*) réclame de faibles tensions d'alimentation et des consommations basses : le segment de marché de la faible consommation représentera une part importante (*de 20 à 40 % selon les experts*) du marché des composants micro-

électroniques [78]. En parallèle, des filières technologiques, telles que le SMARTCUT de SOITEC ont apparu [79, 82]. Ce processus est basé sur l'utilisation du wafer bonding d'un film de silicium monocristallin sur un wafer en silicium, par une implantation de proton suivi d'une annihilation thermique. Cette technique est adaptée à de larges volumes de production, et donc propice à une diminution des coûts de production.

Les substrats SOI ont aussi été utilisés pour améliorer les performances des microsystèmes. Le micro-usinage sur ce type de substrat a été utilisé en premier lieu pour améliorer les performances des capteurs de pression piézo-résistifs [80]. Dans ces derniers, la gauge de contrainte est gravée dans la couche superficielle de silicium, isolée électriquement du substrat. Ce type de jonction permet notamment une réduction du bruit lors d'une détection dynamique.

Parallèlement, depuis quelques années, on voit émerger de nouveaux procédés basés sur la technique du collage direct de plaquettes de silicium (*silicon direct bonding ou wafer bonding*), associé à un procédé d'amincissement (*etch-back*) de l'une des plaquettes. Le matériau SOI ainsi obtenu est connu sous le nom de BESOI pour Bond and Etch-back Silicon on Insulator. Les deux méthodes utilisées pour obtenir l'épaisseur désirée pour la couche superficielle de silicium (*de 50 nm à 100 nm*) consistent soit en un arrêt sélectif de l'amincissement (*etch-stop*), soit en une finition par plasma de gravure localisée.

L'analyse des techniques de fabrication de matériau SOI développées jusqu'à aujourd'hui montre qu'en fait aucune ne répond à toutes les exigences des applications ULSI, que ce soit sur le plan technique ou sur le plan industriel :

- Le procédé SIMOX implique l'utilisation de machines d'implantation ionique spécifiques de très forte puissance, équipements qui n'existent pas dans les catalogues des fabricants. Par ailleurs, le fonctionnement de ces implanteurs est très pointu et leur adaptation à des plaquettes de diamètre supérieur à 200 mm pose de sérieux problèmes.
- La technique BESOI qui utilise une couche d'arrêt est complexe et de la formation de la couche d'arrêt induit des défauts de structure
- Dans le cas de la technique BESOI avec finition par plasma localisé, le traitement doit être réalisé plaque par plaque, ce qui, évidemment, limite la productivité et augmente les couts de production. En outre, les deux types de méthodes BESOI impliquent la consommation de deux plaquettes de silicium par plaquette de SOI réalisée, puisque l'une des deux plaquettes de silicium disparaît presque totalement dans l'opération d'amincissement.

Le nouveau procédé SMART-CUT, inventé et développé par le LETI, répond aux exigences de la micro-électronique ULSI, et donne ainsi une impulsion forte à ce secteur, attentiste jusque à aujourd'hui en raison de l'absence d'une industrie du matériau SOI suffisamment crédible pour alimenter une production de masse.

2.1.2 Le micro-usinage de surface sur SOI épitaxié [77, 81].

Depuis une dizaine d'années, une nouvelle approche technologique est née : le micro-usinage de surface. Cette dernière permet de réaliser des microsystèmes dans la couche supérieure d'un substrat de silicium. Cette méthode implique donc l'utilisation de substrats spéciaux comprenant, en plus de la

couche utilisée pour ses propriétés mécaniques, une couche intermédiaire pouvant être facilement supprimée ; cette dernière est d'ailleurs appelée la couche sacrificielle.

La technologie employée communément consiste en une gravure profonde plasma (*Reactive Ion Etching*) de la couche « mécanique », et d'une gravure chimique de la couche sacrificielle, réalisée souvent par un dépôt d'oxyde de silicium. La disparition de cette dernière permet une libération de certaines parties du microsystème, permettant un déplacement de ces dernières. La première approche a consisté à usiner les structures dans une couche de polysilicium, cette dernière étant déposée sur une couche d'oxyde de silicium. L'inconvénient principal de cette approche se situe dans la couche de silicium déposée : étant de faible épaisseur, les propriétés mécaniques et cristallines de cette dernière ne sont pas homogènes [81]. La deuxième approche a donc consisté à augmenter l'épaisseur de la couche de silicium par épitaxie.

La filière technologique développée par le CEA-LETI [80] et exploitée actuellement par la société TRONIC'S Microsystems est un exemple de filière SOI. A l'origine, le CEA a choisi de partir d'un substrat actif de silicium mono-cristallin, comme base d'un wafer SOI. L'épaisseur de la couche de silicium est augmentée par épitaxie pour obtenir en final une couche de quelques dizaines de micromètres.

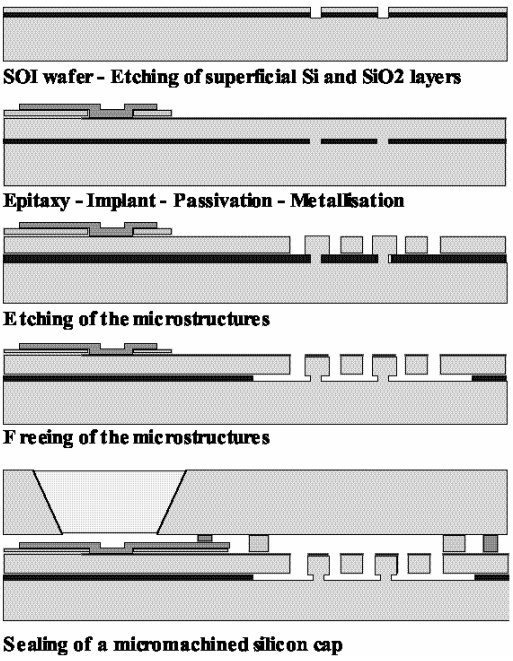


Figure III-7. Détail du procédé technologique MEMSOI.[77]

Pour ce procédé, les points principaux sont :
- plus de 20 μm de gravure profonde de la couche superficielle de silicium,
- une largeur minimale de structure micro-usinée de 2 μm,
- un plot de contact permettant de polariser le bulk.

2.2 Principales étapes du process.

Le processus technologique nous permettant de réaliser la structure peut se décomposer en trois étapes distinctes : réalisation des miroirs, réalisation des électrodes de commande et de contrôle, assemblage et protection de l'ensemble. Les trois étapes sont résumées ci-dessous.

2.2.1 Réalisation des miroirs.

La réalisation de la barrette de micro-miroirs est résumée dans le tableau ci-dessous. Elle est assimilable à une combinaison de micro-usinage de surface, pour réaliser les miroirs et les barres de torsion, et d'un micro-usinage de volume pour dégager la face où le faisceau sera réfléchi.

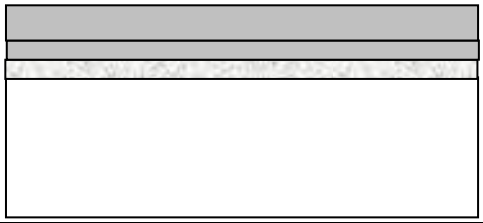
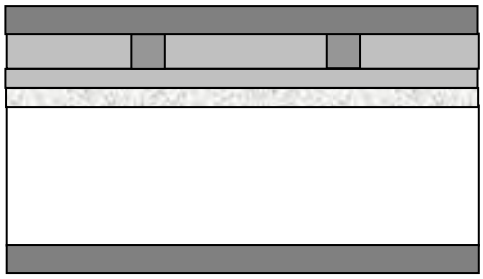
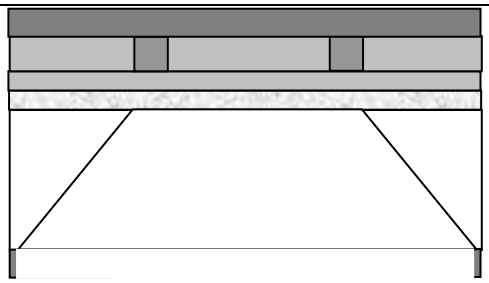
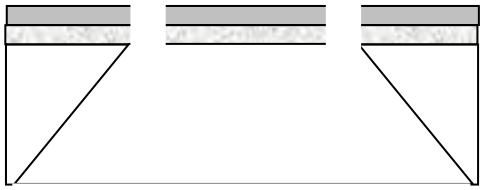
	Substrat de départ de type SOI *Etape 1 :* dépôt d'oxyde sur la face avant
	*Etape 2 :* lithographie des miroirs et ressorts *Etape 3 :* Gravure sèche de l'oxyde *Etape 4 et 5 :* Dépôt oxyde de protection faces avant et arrière
	*Etape 6 :* Lithographie de la face arrière *Etape 7 :* Gravure sèche de l'oxyde de protection *Etape 8 :* Gravure humide face arrière
	*Etape 9 :* Gravure sèche de l'oxyde enterré et de la protection *Etape 10 :* Gravure de la protection face avant *Etape 11 :* Gravure profonde du silicium face avant *Etape 12 :* Dépôt du métal face avant

Figure III-8. Processus technologique de réalisation des miroirs.

La couche sacrificielle d'oxyde sert ici de couche d'arrêt pour la gravure anisotropique de la face arrière. Après suppression de cette dernière, une métallisation est effectuée sur la face arrière des miroirs.

2.2.2 Réalisation des électrodes de commande et de contrôle.

La réalisation de ce wafer doit être effectuée avec une très grande précision, car la profondeur des gravures réalisées va impliquer les angles d'inclinaison garantis.

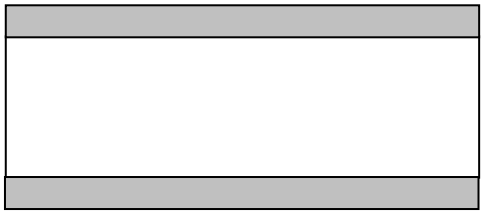
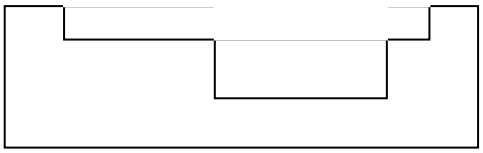
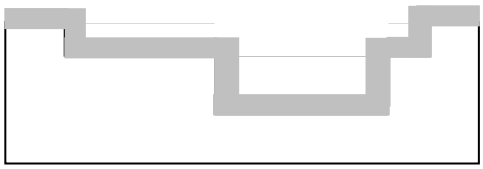
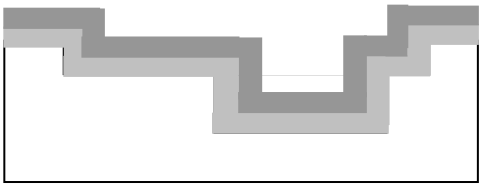
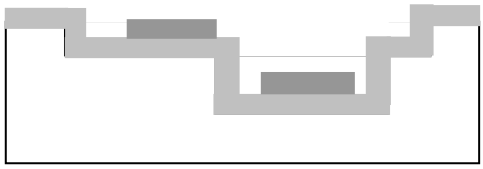
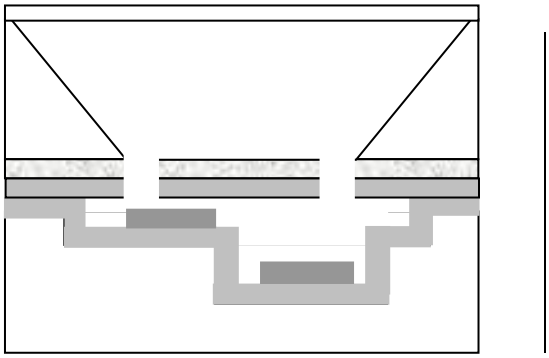
	*Etape 1 :* Dépôt protection faces avant et arrière
	*Etape 2 :* Définition du niveau inférieur *Etape 3 :* Gravure sèche de la protection *Etape 4 :* Définition du niveau supérieur *Etape 5 :* Gravure sèche de la protection
	*Etape 6 :* Oxydation thermique
	*Etape 7 :* Dépôt de métal pour les électrodes de commande *Etape 6 :* Dépôt couche de protection
	*Etape 7 :* Lithographie de protection *Etape 8 :* Gravure sèche de la couche de protection *Etape 9 :* Lithographie des électrodes *Etape 10 :* Réalisation des plots de contacts

Figure III-9. Processus technologique de réalisation des électrodes de commande.

On notera que la cavité la plus profonde garantira l'angle de tilt du miroir, et que l'électrode la plus haute maintiendra le miroir dans sa deuxième position, qui sera celle de sécurité.

2.2.3 Assemblage.

L'assemblage a plusieurs buts. D'abord, il consiste à aligner précisément les miroirs avec les électrodes de commande, et ce pour les 40 miroirs qui constituent la barette. De plus, les miroirs sont enfermés dans une atmosphère contrôlée par l'intermédiaire d'une plaque en verre.



Etape 1 : Scellement des wafers « micro-miroir » et « commande »

Etape 2 : Scellement de la plaque de protection de verre

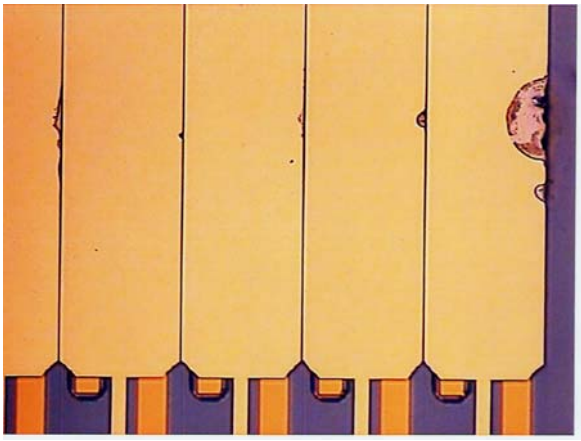
Figure III-10. Assemblage des wafers « miroir » et « commande » ainsi que de la plaque de protection.

Par rapport au modèle aux éléments finis développé dans le chapitre 2, on remarquera la présence du miroir et des deux électrodes. La distance entre l'électrode de maintien et l'électrode de commande, exagérée dans le modèle ci dessus, n'est pas visible dans les vues 3D, mais existe bien.

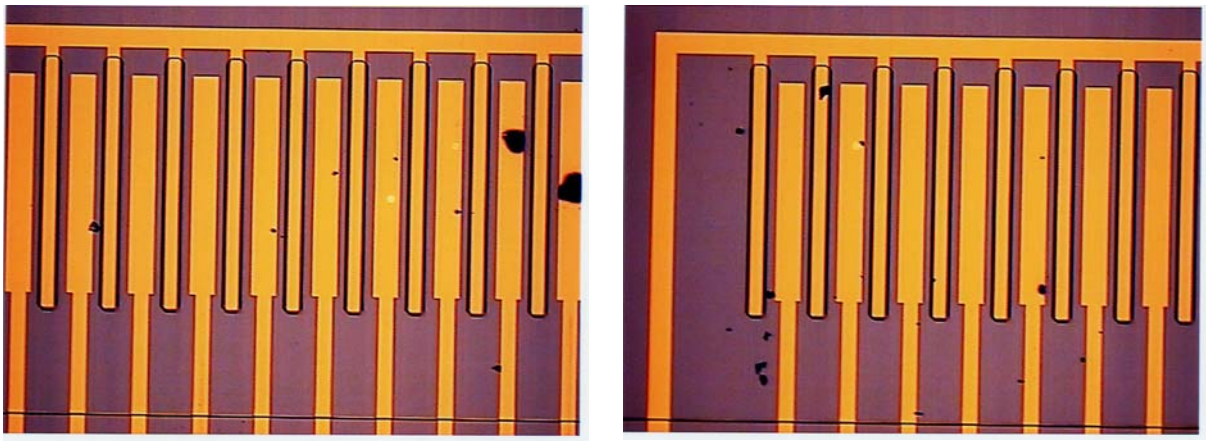
2.2.4 Structure finale.

La figure III-11 présente plusieurs vues de la structure réalisée par la société TRONIC'S Microsystems de Grenoble.

a.



b.



c. d.

Figure III-11. Vues de la structure.
a. Vue au microscope électronique de trois miroirs – b. Vue de dessus – c. Détail des électrodes de commande et de maintien – d. Vue de la ligne du commun, amenant le potentiel aux électrodes de maintien.

Les vues réalisées au microscope optique ont été effectuées après une série de test d'endurance. Les taches sombres correspondent au résultat de la formation d'arcs électriques entre l'électrode de commande et le miroir, amenant souvent à la rupture de la structure. La figure III-12 montre une vue 3D de la structure, réalisée à l'aide d'un microscope interférentiel de type Fizeau, dont la résolution verticale est de l'ordre de la dizaine de nanomètres. Les miroirs sont observés après retrait du wafer de protection. Ce genre de vue permet de vérifier si les dimensions obtenues correspondent d'une part avec celles simulées et d'autre part avec celles dessinées sur les masques.

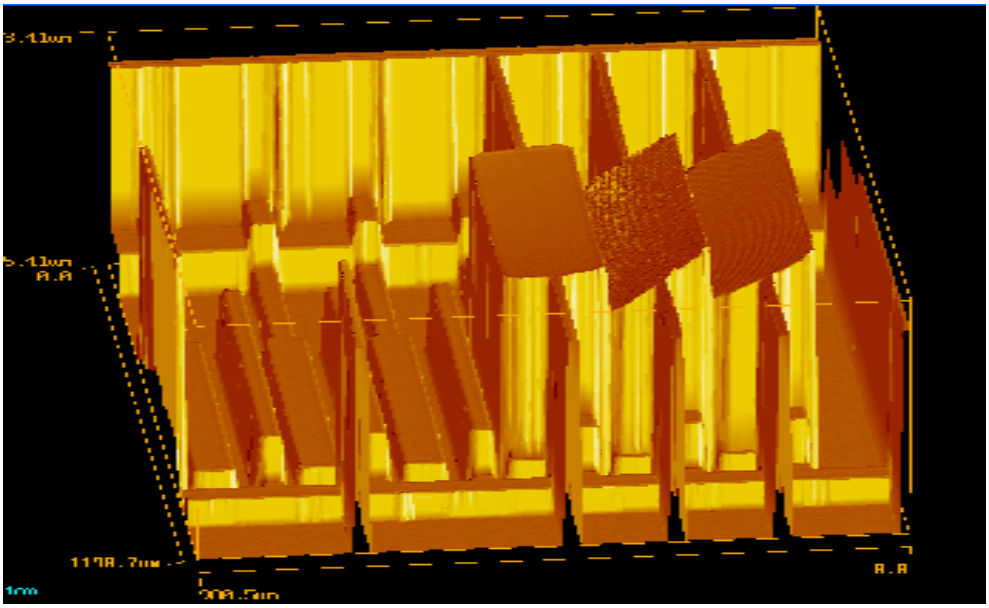


Figure III-12. Vue 3D d'un miroir au repos et de deux titlés.

Pour les deux premiers miroirs, dont la partie réfléchissante a été retirée, on remarque l'alternance des électrodes de commande et de maintien, ainsi que la différence de hauteur entre ces dernières. A l'aide d'un profilomètre, on peut déduire la différence de hauteur entre les électrodes basses et hautes, et remarquer ainsi si l'angle de basculement, qui est contrôlé de manière mécanique, est bien respecté.

3. Caractérisation de la structure.

3.1 Caractérisation électrique.

Une première série de mesures a été effectuée afin de déterminer les propriétés électriques du substrat supportant les électrodes. On a pu ainsi déterminer que :

- Les résistances entre les électrodes et la masse ne sont pas mesurables à l'aide d'un Ohmmètre classique,
- La résistance de la ligne de commun est de 21.1Ω
- La résistance entre le commun et la masse est de 50MΩ.

Ces valeurs sont en accord avec celles obtenues grace à un simple calcul de résistance, en connaissant à la base la résistivité électrique de l'or déposé sur le substrat.

La tension continue permettant le basculement des miroirs est de 100V environ, comme prévu initialement. Lors de la rotation des miroirs, il est impossible de mesurer l'intensité consommée. Celle nécessaire à l'activation de tous les miroirs est inférieure à 10pA. On en déduit que des résistances de fuite de plus de 10^{12} Ω sont présentes dans la structure. Ce fait est cohérent avec l'observation du temps de relaxation d'un miroir non contraint mécaniquement, alimenté puis brutalement passé en circuit ouvert, qui est de l'ordre de plusieurs secondes.

3.2 Caractérisation optique.

3.2.1 Principe de la caractérisation.

On caractérise ici les miroirs en fonctionnement dans une architecture dérivée de l'utilisation finale. Un faisceau collimaté (*faisceau 1*) est incident sur un réseau de diffraction, qui disperse les différentes longueurs d'onde : à chaque longueur d'onde incidente correspond une incidence diffractée après le réseau différente. Après la lentille, chaque longueur d'onde vient se focaliser en un point différent de la barrette de micro-miroirs. La dimension de la tache de focalisation est inférieure à la taille d'un micro-miroir.

Selon l'orientation du micro-miroir, le faisceau, après un nouveau passage à travers la lentille et le réseau de diffraction, est soit confondu avec le faisceau incident (*faisceau 1, avec position 1 du micro-miroir tilté*) comme c'est le cas du miroir 1 dans le schéma ci-dessous, soit parallèle et décalé (*faisceau 2, avec position 2, correspondant au miroir au repos*) comme c'est le cas du miroir 40 dans le schéma ci-dessous.

On mesure sur une photodiode le signal renvoyé dans la direction 1 à une longueur d'onde donnée correspondant à un micro-miroir donné. On observe donc un signal sur la photodiode lorsque le miroir est tilté; et pas de signal lorsque le miroir est au repos. Le signal de la photodiode indique donc le flux lumineux qui est entré dans la fibre.

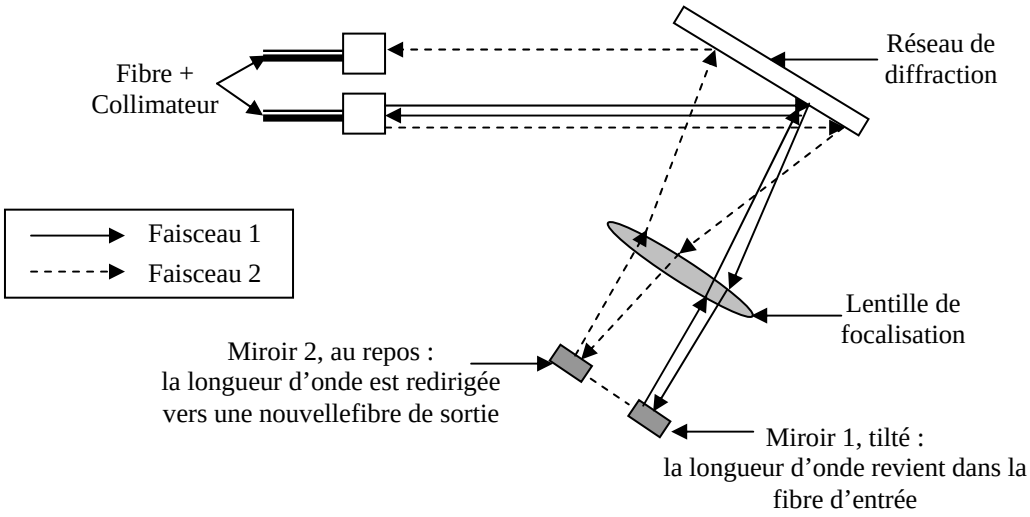


Figure III-13. Schéma de la manipulation de caractérisation optique.

Les miroirs caractérisés auront le wafer de protection oté, afin d'éviter les effets Fabry Pérot lorsque le miroir est en position repos. On s'assurera que les résultats sur le pilotage et les claquages sont identiques, avec ou sans wafer de protection.

Le système de commande des micro-miroirs est décrit dans la figure suivante.

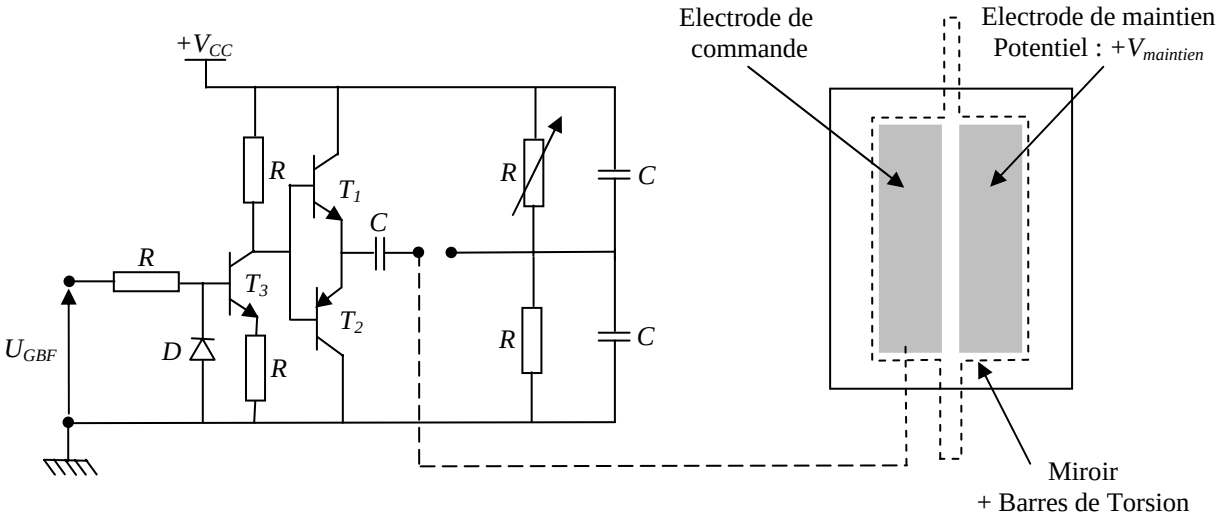


Figure III-14. Schéma de l'électronique de pilotage.

Le mode opératoire choisi est le suivant :

- Le commun et les miroirs sont mis à la masse dans tous les cas,
- Le condensateur *C* est remplacé par un shunt lors des essais statiques (*créneau de durée illimitée, variation de tension de commande lente par rapport à la dynamique des miroirs*),
- Le condensateur C est utilisé lors des essais dynamiques (*signal périodique),*
- Toutes les tensions utilisées sont comprises entre 0 et 100V crête.

Dans tous les graphes présentés par la suite, l'unité de temps est la seconde. En ordonnée, sur l'axe central, l'unité en Volts correspond à la tension appliquée (*courbe foncée*) ; sur l'axe droit, l'unité en Volts correspond au signal de la photodiode (*courbe claire*).

La photodiode utilisée dans l'expérience ci-dessus ne permet pas de mesurer la variation angulaire globale du micro-miroir, de sa position de repos à sa position tiltée. Un signal 0V sur la photodiode correspond à un faisceau provenant du réseau de diffraction en dehors de la plage angulaire de réception de la photodiode. A contrario, un signal de –3V sur la photodiode correspond à la position tiltée du micro-miroir.

3.2.2 Résultats et observations.

Les premiers résultats ont montré que la réflectivité optique du micro-miroir réalisé est bonne : les pertes étant les mêmes qu'avec un miroir classique. Il a été noté dans certaines conditions expérimentales des temps de commutation supérieurs à la minute et des phénomènes de claquage compliquent les réglages.

Considérons tout d'abord les angles de basculement atteints par les miroirs, avec ou sans tension d'actionnement. Le fait que le miroir, en absence de commande, ne soit pas parallèle aux électrodes, (*1μm environ*) n'influence pas la position du miroir une fois tiltée sous tension.. En effet, quand on applique la tension à l'électrode basse, le miroir vient s'appuyer sur l'électrode haute d'un côté et basses de l'autre côté. L'angle de tilt est donc identique pour tous les miroirs, aux incertitudes de la réalisation technologique.

De plus, même si la position au repos est différente pour chaque miroir, l'application d'une tension commune sur l'électrode haute permet d'obtenir une position stable, quelque soit l'angle initial de la structure lorsque aucune tension n'est appliquée. Ceci correspond à la position de sécurité, assurant la ré-insertion du faisceau lumineux dans la fibre dont il est issu.

Lorsque on applique une tension d'actionnement, on a relevé des angles de tilt variant de 2.17° à 2.43°, selon les miroirs d'une même barrette. Si l'on rajoute cette constatation au fait que les miroirs sont aussi bombés selon leur largeur (*des rayons de courbure de 25mm ont été mesurés*), des pertes trop importantes sont constatables pour certains canaux. Le point positif est que l'angle de tilt de 2.2° s'est avéré juste suffisant pour bien séparer les faisceaux 1 et 2. L'utilisation d'une photodiode rapide nous permet de mesurer le flux de photons entrant dans la fibre de réception. Le signal de la photodiode indiquera le bon positionnement des miroirs une fois tilté et ce dans l'espace et le temps. Un exemple est donné dans la figure III-15 : le signal foncé correspond à la mesure de tension à la sortie du générateur et la courbe claire au signal issu de la photodiode.

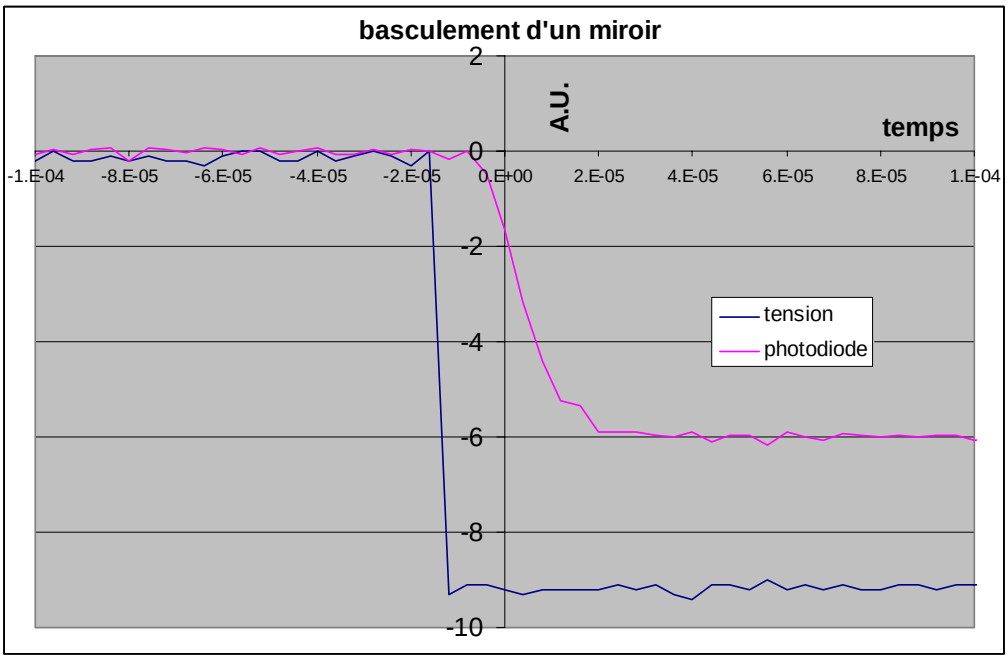


Figure III-15. Mesure du temps de commutation d'un miroir.

On observe sur la figure ci-dessus que les miroirs commutent en moins de 30µs, et ce avec un retard inférieur à 10µs, au démarrage. Le miroir se met en mouvement 10µs après la mise sous tension. Ces résultats sont bien en accord avec ceux trouvés lors des différentes simulations conduites. L'observation du temps de basculement est conforme aux diverses simulations présentées précédemment.

L'application d'une tension continue permet d'observer un certain nombre de phénomènes. Le principal est ce qu'on appelle un temps de latence : lorsqu'un miroir bascule sous tension, vers 100V, il reste collé après retour à 0 V. La durée de ce collage croît avec le temps passé à appliquer la tension et peut varier dans une gamme de temps importante (*de la minute à la demi-journée*). Une fois revenu à sa position initiale, la tension de basculement à mettre en œuvre pour obtenir un nouveau basculement augmente. Ce phénomène a été observé en appliquant des tensions supérieures à V_{PI} et ce jusqu'au claquage des pistes (*120-140V*). Il est à noter que si après être redescendu à 0V, on fait remonter la tension à une valeur comprise entre 5 et 10V, il est fréquent que des miroirs collés remontent instantanément : on observe la disparition du temps de latence.

Ce « temps de latence » a déjà été observé [83-84]. L'explication proposée est le piégeage des charges dans le nitrure de silicium qui sert d'isolant entre l'électrode et le miroir. La solution mise en application dans ces publications est d'alimenter les électrodes avec un courant alternatif à haute fréquence (*300 kHz*), afin d'être au-delà de la fréquence de résonance du miroir, tout en évitant de charger le nitrure de silicium.

Une méthode analytique de quantification de l'effet de la charge résiduelle sur la tension d'actionnement, donc de la tension de Pull-In, est présentée en annexe de cette thèse. Cette première analyse est basée sur l'hypothèse d'une charge résiduelle consécutive à un actionnement, modélisé par

une capacité jouant le rôle de réservoir de charge. Il s'agit là d'évaluer qualitativement l'influence de cette charge sur les actionnements ultérieurs. Ce calcul montre que :
- L'angle de pull-in n'est pas affecté par la charge résiduelle, mais par la capacité série due à l'oxyde,
- La tension de pull-in diminue quand la charge résiduelle augmente.

L'influence de la fréquence du signal sur l'évolution de la tension de Pull-in est un point en cours de développement.

3.2.3 Tension de basculement et de décollage.

Afin de mesurer les tensions de basculement et de décollage de la structure, on applique une rampe de tension comprise entre 0 et 100V (*quasi-statique*).

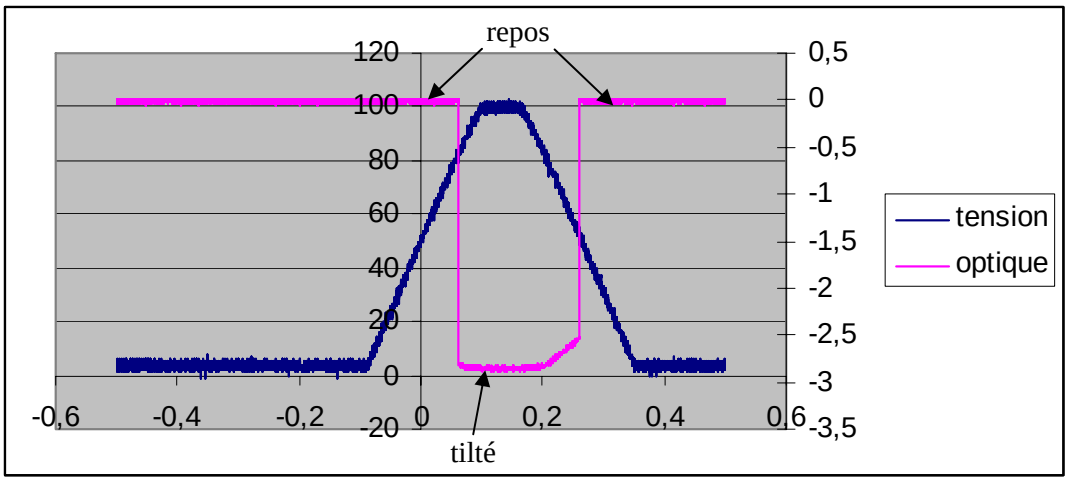


Figure III-16. Réponse d'un miroir à une impulsion de tension de 0.5 seconde.

Nous constatons que le miroir tilte à 84V continu et se décolle à 54V continu. Si l'on dépasse 120V, les miroirs sont détruits. Pour rappel, on avait dimensionné le miroir pour avoir une tension de pull-in à 98V. la tensoin de maintien est apparemment plus élevée que celle calculée.

3.2.4 Réponse d'un miroir à un échelon de tension 0-100V.

Lorsque nous appliquons un échelon de tension compris entre 0 et 100V, trois modes de fonctionnement distincts du miroir apparaissent :
- A la mise sous tension du miroir (*0-100V*), le miroir bascule immédiatement (*typiquement 30 µs*),
- A la mise hors tension, le miroir se décolle un petit peu,
- X temps plus tard le miroir se décolle totalement. Ce temps X est appelé temps de latence.

Les résultats obtenus en terme de tension d'actionnement et de temps de basculement sont conformes à ceux donnés par les simulations analytiques et aux éléments finis.

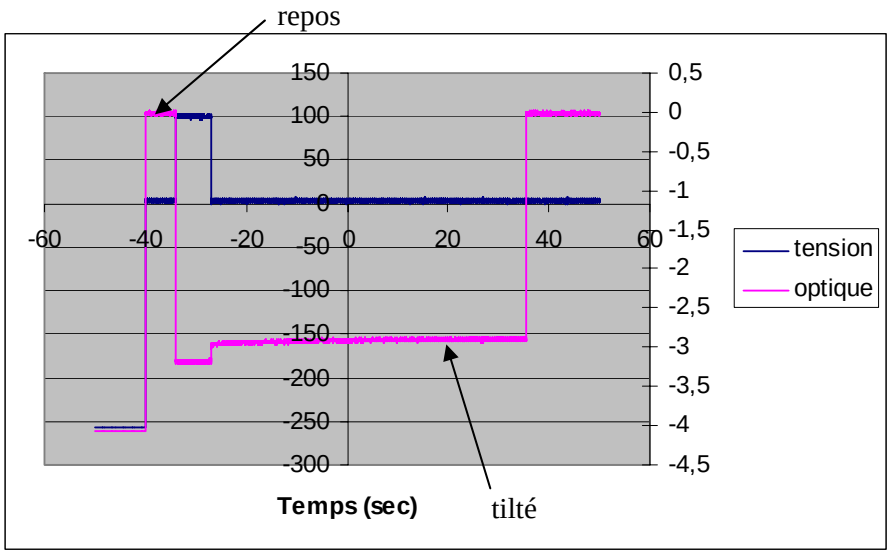


Figure III-17. Réponse d'un miroir à une impulsion carrée de 5 secondes.

3.2.5 Réponse d'un miroir à une tension périodique carrée.

Considérons la figure III-18, où un signal de commande carré est appliqué sur l'entrée du micro-mioir.

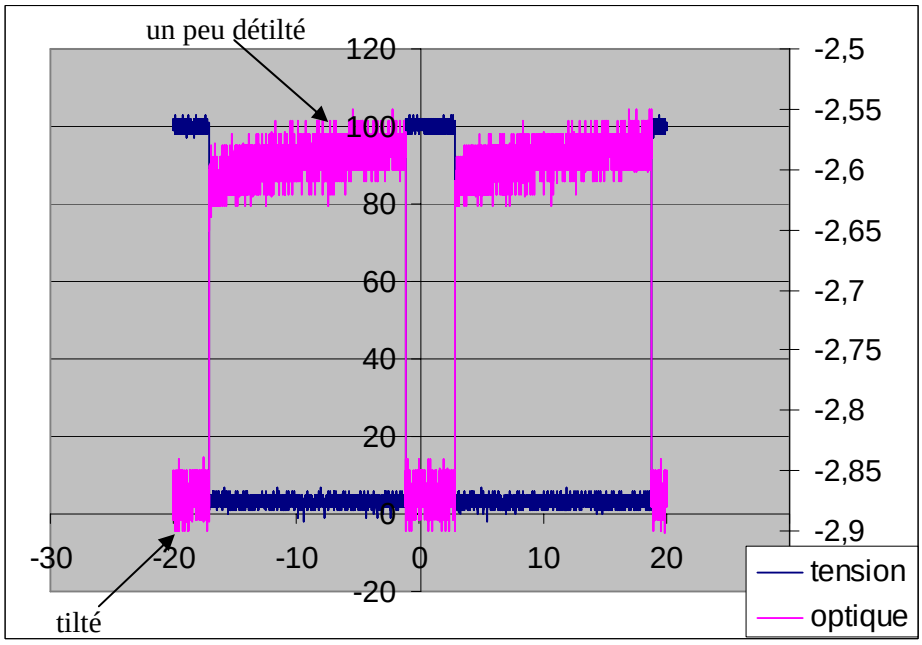


Figure III-18. Réponse d'un miroir à une série d'impulsions de 100V.

Il faut noter que sur cette figure l'échelle du signal photodiode est dilatée, et que le niveau 0 n'est pas représenté. Nous constatons que :

- Lorsque la tension croît brutalement de 0 à 100V, le miroir est bascule immédiatement,
- Lorsque la tension décroît brutalement de 100 à 0V, le miroir se décolle un petit peu : le tilt est celui observé pendant le temps de latence, et on retrouve un comportement identique à celui constaté dans le cas précédent, lors de l'application de la seconde impulsion de tension.

3.2.6 Manipulation à tension alternative et rapport cyclique variable.

Dans le but de valider les résultats obtenus à l'aide du modèle du micro-miroir sous SABER, nous avons appliqué des signaux de fréquence et de rapport cyclique variable. Les expériences réalisées l'ont été avec le commun et les miroirs sont mis à la masse. Nous appliquons une tension alternative de type carrée variable (*0-120V*) sur les électrodes basses des miroirs. Nous obtenons la tension alternative en insérant un condensateur *C* entre l'électrode basse et le point commun des émetteurs des transistors. Le tableau III-4 résume les résultats obtenus.

Signal			Tension de basculement, en V.		Temps de basculement, en µs	
Forme	Tension (V)	Période (ms)	Simulée	Expérimental	Simulée	Expérimentale
Carré	100	10	97	50	32	45
Carré	100	10 (α=0.2)	80	70	34	41
Carré	100	1	99	70	31	48
Carré	100	1 (α=0.2)	65	55	30	39

Tableau III-4. Comparaison des résultats simulés et expérimentaux.

On remarque une bonne concordance des tensions de basculement théoriques et simulées. Par contre, des écarts importants existent au niveau du temps de commutation des miroirs. pour plusieurs essais réalisés, pour des signaux de fréquence 100 Hz et 100kHz. Nous avons constaté que :

- La tension de maintien minimale diminue en fonction de la durée d'application de celle ci. Ainsi au bout d'une minute environ, les miroirs se décollent à 51V, au bout de dix minutes à 40V, au bout d'une demi heure à 15V.
- Si nous restons trop longtemps en position basculée les miroirs restent collés sur les électrodes basses, sans que la résistance de fuite ne s'effondre de manière mesurable. Toutes les tentatives électriques pour faire décoller le miroir ont été vaines.

Pour une commande de 10 kHz nous constatons les mêmes phénomènes que pour 1 kHz. Pour une commande de 50 kHz avec un signal du type exponentielle nous constatons que :

- Les miroirs ne tiltent plus à 150 Vcc mais à plus de 170 Vcc.
- Les miroirs restent collés après une minute de maintien.

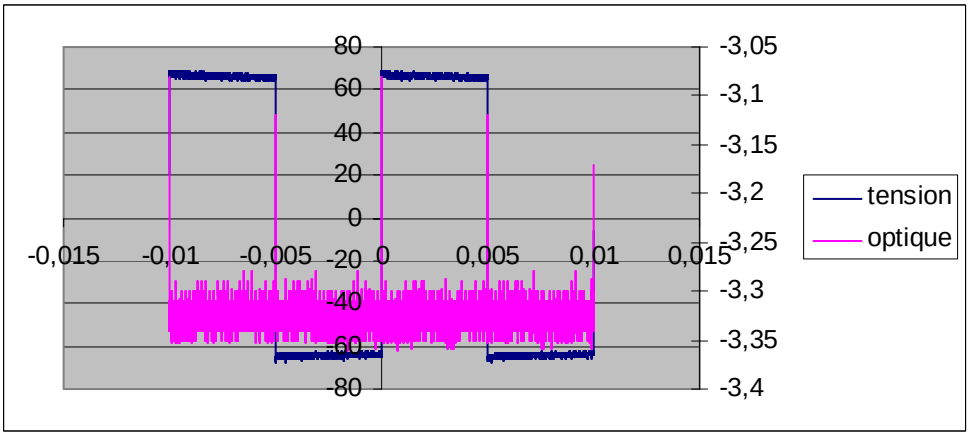


Figure III-19. Réponse à une tension alternative.

Pour des rapports cycliques différents de 50%, nous constatons que lorsque la tension est égale à 76V en valeur absolue (*donc supérieure à la tension de basculement*), le miroir bascule entièrement et lorsque la tension est égale à 20 V en valeur absolue (*inférieure aux tensions de basculement et de maintien*), le miroir se décolle un petit peu. Lorsque le rapport cyclique est égal à 50 %, nous avions constaté que le miroir se décollait moins longtemps.

4. Conclusion.

Les outils de conception ayant été mis au point et validés au chapitre 2, nous avons pu montrer ici un exemple de conception et de réalisation optimisé de micro-miroir. Ainsi, en suivant la méthode de modélisation exposée dans le chapitre 2, nous avons pu mettre au point un modèle de micro-miroir, décrivant les principaux comportements, autant mécaniques qu'électrostatiques de l'objet. Une bonne concordance est apparue entre les modèles analytiques, aux éléments finis et SABER.

D'après le jeu de dimensions optenu par simulation, la société TRONIC'S Microsystems a pu réaliser des miroirs sur substrat SOI, qui ont ensuite été assemblés sur un wafer de commande. L'ensemble a été protégé grâce à l'apposition d'une vitre.

Enfin, la caractérisation de ces objets a été faite par la société GN NETTEST à Marly Le Roi. Les tensions ainsi que les angles de basculement trouvés sont proches des valeurs extraites des simulations. Mais, on remarque des temps de latence, grandement liés à l'accumulation de charge dans l'oxyde de protection.

Récemment, une amélioration du processus technologique a permis de diminuer les temps de latence, par l'utilisation d'une nouvelle géométrie brevetée. L'ensemble a été présenté avec succès à OFC 2002, et est actuellement commercialisé par la société NETTEST.

Chapitre 4 :

Les micro-sources d'énergie dédiées à l'alimentation des Microsystèmes.

« 50 kilos de patates, un sac de sciure de bois,
il te sortait 25 litres de 3 étoiles à l'alambic ; un vrai magicien Jo. »
Raoul Volfoni

Chapitre 4 :

Les micro-sources d'énergie dédiées à l'alimentation des Microsystèmes.

1. Introduction. Positionnement du problème.

1.1 Introduction.

La réduction des tailles et des volumes de plus en plus poussée des composants électroniques permet d'embarquer de plus en plus de fonctions dans les équipements et accessoires portables de grande consommation, tels que les téléphones cellulaires, les lecteurs MP3, les caméras, *etc.*… Ces derniers deviennent multi-fonctionnels, pouvant par exemple cumuler la saisie et le traitement d'images, la reconnaissance vocale, les transmissions de données, *etc.*… Cet accroissement du nombre de fonctions s'accompagne aujourd'hui d'un nouveau besoin en sources d'énergie miniaturisées et performantes [85].

Si l'alimentation électrique n'a suscité que peu d'intérêts de recherche et d'efforts de développement dans le passé, elle est aujourd'hui unanimement reconnue comme l'enjeu majeur à surmonter pour les prochaines générations de l'électronique portable [86]. Les applications et les marchés sont considérables, couvrant à la fois le militaire et le civil.

Les solutions classiques, pour les sources d'énergie électrique, sont d'embarquer des éléments de stockage électrochimiques comme les batteries ou les piles pour les puissances les plus faibles. Cependant, les batteries actuelles sont souvent lourdes, encombrantes, peu efficaces et polluantes. Leur stockage et leur retraitement posent d'ailleurs d'importants problèmes en raison de leur

composition chimique. Elles nécessitent également des recharges longues et fréquentes, engendrant de nombreuses contraintes de disponibilité. De plus, si les cycles de charge ne sont pas faits avec soin, les durées de vie de ces éléments sont souvent réduites.

Malgré la demande toujours croissante, les technologies dans ce domaine évoluent peu. En effet, les performances des batteries, depuis l'avènement de la technologie Lithium, ne suivent qu'une progression de 5 à 7% par an alors que la demande en accroissement de puissance massique est deux à trois fois plus importante [87].

Ainsi, dans un avenir proche, si une source d'énergie présente une meilleure efficacité (*grande densité énergétique, faible coût*) qu'une batterie, elle sera candidate pour remplacer à terme cette dernière dans les systèmes électroniques de grande consommation, allant des téléphones portables aux Assistants Personnels (*PDAs*), en passant par les ordinateurs portables et les montres.

Etant donné nos recherches sur les microsystèmes, nous nous sommes à notre tour intéressés aux alimentations spécifiques à ce type d'applications. Pour cela, après avoir effectué une recherche sur les diverses sources d'énergie qui pourraient convenir aujourd'hui à des systèmes nécessitant des faibles puissances, nous nous sommes intéressés aux traitements de ces énergies, et, en particulier, comment elles pourraient s'adapter aux applications par l'intermédiaire de convertisseurs statiques et de commandes adéquats. Ce domaine fait l'objet d'enjeux importants et est aujourd'hui en perpétuelle évolution, tant en réduction des tailles des composants qu'en quantité d'énergie à transférer. Cependant, de sérieux verrous technologiques restent à résoudre pour rendre compatibles ces micro-sources d'énergie aux applications présentant elles-mêmes des tailles très faibles, et devant souvent fonctionner dans des milieux difficiles. Ainsi, en annexe, nous présentons une synthèse des sources d'énergie pouvant être utilisées pour les MEMS tant par leur taille que par leur puissance massique et nous essayons d'en dégager les tendances des alimentations du futur.

Concernant les applications des MEMS, nous avons souhaité adopter dès le départ de ces études des solutions compatibles en taille avec notre application pour la rendre plus souple d'utilisation, voire autonome. Pour cela, nous nous sommes donc attachés à créer des micro-alimentations compactes voire intégrées servant d'étage d'adaptation entre une micro-source d'énergie et un microsystème. Cependant, comme la conversion d'énergie dans ce domaine doit répondre à des contraintes très sévères en très haute tension (*plusieurs dizaines de volt*), très faible courant (*courant électrostatique*) ou alors au contraire de très faible tension (*inférieure à 3 V*), fort courant (*quelques Ampères*), les problèmes à résoudre pour créer des alimentations de ce type butent encore sur l'existence même de composants spécifiques à ces applications autant en composant actif (*éléments de commutation*) que passif (*éléments de stockage temporaire de l'énergie électrique*). Les quelques réalisations publiées dans ce domaine présentent des rendements jusqu'ici faibles et sont souvent non compatibles du point de vue technologique pour cohabiter sur une même puce avec les autres éléments de conversion. Un effort de recherche important doit donc être entrepris. Plusieurs voies sont aujourd'hui à explorer.

Nous présentons dans ce chapitre notre contribution à l'avancement des travaux menés dans ce domaine par le LAAS-CNRS pour obtenir des éléments passifs de stockage performants.

Ainsi, à travers un exemple d'inductance spirale, nous avons mis au point une méthodologie de conception complète nous permettant d'optimiser les dimensions d'une inductance en fonction des performances souhaitées. Cette méthodologie est développée dans ce chapitre et essentiellement illustrée à travers la réalisation d'éléments inductifs très performants.

Etant donné l'aspect pluri-disciplinaire de ces travaux, ces recherches ont été réalisées dans le cadre d'une collaboration interne entre deux équipes du LAAS-CNRS qui sont TMN et MIS. Ces travaux de recherche sont effectués sous la responsabilité de Corinne Alonso, qui développe actuellement cet axe de recherche dans le cadre d'une action spécifique « Energie Portable » labellisée par le CNRS. Ils sont avant tout destinés à des applications portables très faible énergie et viennent compléter les travaux de mise au point technologique qui se poursuivent actuellement pour réaliser des éléments de stockage pour micro-alimentations intégrées.

1.2. Traitement des sources d'énergie électriques.

Dans l'annexe I, nous avons détaillé toutes sortes de sources d'énergie qui pourraient produire la quantité d'électricité nécessaire à des applications allant des micro-systèmes à l'ordinateur portable. Cependant, la plupart de ces sources ne peuvent pas être directement connectées aux applications car ces dernières ont rarement les mêmes contraintes en tension, en courant ou bien même en fréquence. Ainsi, tout comme dans le monde macroscopique, un étage d'adaptation entre la source et l'application, constitué d'un ou plusieurs convertisseurs statiques accompagnés de leur commande, est nécessaire.

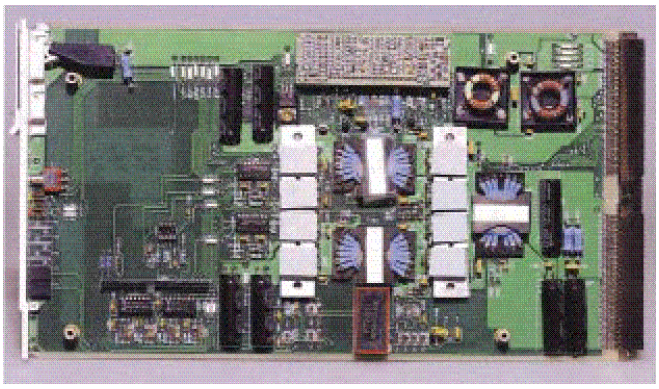
Dans ce paragraphe, après avoir effectué un bref rappel sur les tendances d'intégration de puissance, nous citons quelques topologies de convertisseurs susceptibles d'être intégrés à terme ou en bonne voie de l'être. Bons nombres d'ouvrages existant dans le domaine de la conversion de puissance, le fonctionnement de ces convertisseurs ne sera pas développé.

1.2.1 L'intégration de puissance aujourd'hui.

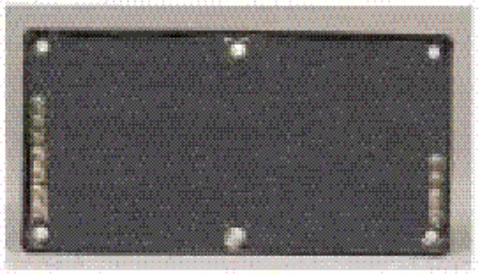
L'intégration des divers éléments composant un convertisseur statique est un des principaux enjeux aujourd'hui dans le domaine de l'électronique de puissance. En effet, encouragé par le développement des architectures distribuées, systèmes embarqués et autres « *System-On-Chip* », le besoin actuel de densités de puissance toujours plus importantes (*en surface et volume*) impose des progrès nécessaires pour réduire les tailles et atteindre des rendements toujours plus élevés. Plusieurs domaines d'application sont concernés par ce besoin d'intégration soit hybride, soit même monolytique allant des micro-systèmes à l'ordinateur portable. Cependant, malgré des progrès

constants dans ce domaine, il reste encore pas mal de verrous technologiques à résoudre pour obtenir des alimentations performantes n'occupant pas beaucoup de place.

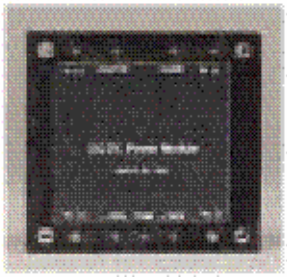
Les points principalement résolus concernent essentiellement les semi-conducteurs qui permettent par leurs commutations de contrôler le transfert de puissance. Les composants actifs de puissance sont en effet de plus en plus performants pour convertir l'énergie avec de hauts rendements (*faibles pertes en conduction et en commutation*). Ils sont de plus en plus faciles à commander avec des circuits de commande souvent simples, peu coûteux, totalement intégrables et ayant des consommations quasi-négligeables. Il est également à remarquer les progrès importants dans l'augmentation des limites de leur fréquence de commutation. En effet, depuis une vingtaine d'années, elles ont augmenté graduellement de 75 kHz au MHz. Ceci a permis de réduire considérablement la totalité des tailles de tous les éléments du convertisseur statique comme l'illustrent les figures IV-1. et IV-2. En effet, l'augmentation de fréquence entraîne la réduction des valeurs nécessaires des éléments de stockage et de filtrage. La figure IV-2 montre une comparaison de trois étages de conversion de puissance destinés à des applications Télécom.



1986



1990



1994

Figure IV-1. Exemple d'évolution des tailles des convertisseurs de puissance pour des applications « Télécoms ».

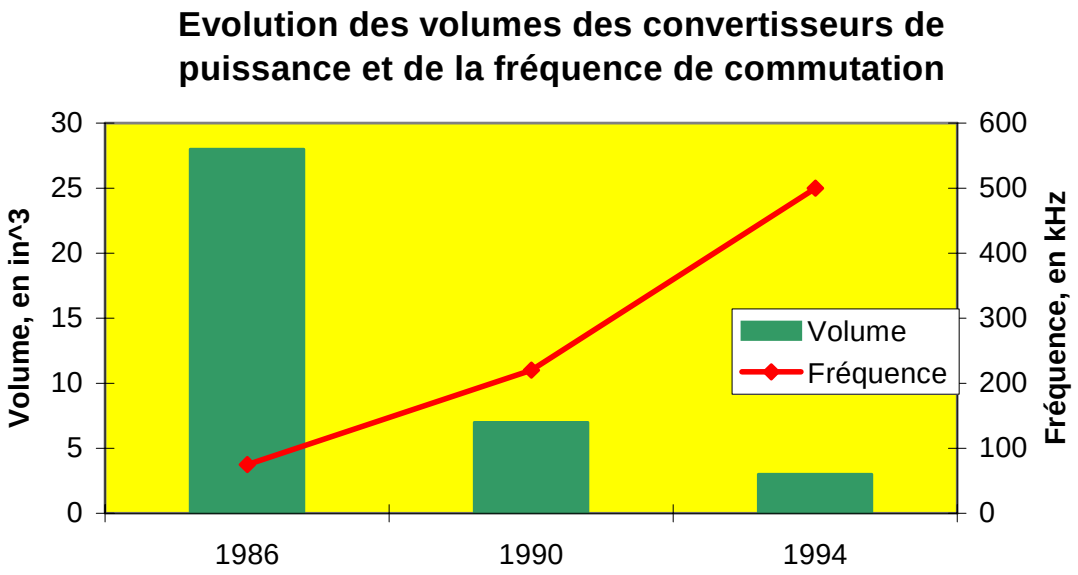


Figure IV-2. Evolution des volumes des convertisseurs de puissance et de leur fréquence de commutation.

Il faut également noter les progrès effectués sur le nombre de fonctions essentielles au fonctionnement du composant actif qui sont aujourd'hui complètement intégrées avec le semi-conducteur. Ainsi, il n'est pas rare d'acheter un semi-conducteur ayant son propre Circuit d'Aide à La Commutation (*CALC*), ses Drivers et un certain nombre de protections contre les surtensions, les surintensités, les surchauffes dans le même boîtier. Souvent, plusieurs composants actifs sont ainsi assemblés pour former la trame d'un convertisseur complet. L'exemple typique est l'onduleur triphasé faisant appel à six fonctions d'interrupteurs réversibles en courant.

L'intégration des éléments passifs reste donc la seule barrière à une intégration totale des convertisseurs de puissance pour ce qui est des puissances inférieures à la centaine de Watts. Etant donné l'ampleur des travaux à accomplir, nous nous sommes intéressés uniquement à l'intégration d'éléments inductifs ayant ou non des circuits magnétiques, utilisés pour le stockage d'énergie, mais aussi le filtrage ou l'isolation. En effet, dans le cas du stockage ou de la transformation d'énergie, les inductances sont aujourd'hui le frein majeur à une intégration globale et à une réduction des tailles des circuits.

1.2.2 Convertisseurs d'énergie électrique susceptibles d'être intégrés.

Les batteries d'accumulateurs sont les éléments les plus fréquemment utilisés pour répondre à la nécessité d'alimentation en énergie des systèmes portables. Mais ils ne peuvent délivrer les tensions requises par les différentes fonctions présentes dans ces systèmes. Une électronique de puissance d'interface est alors indispensable dont la structure et les composants doivent être choisis en adéquation avec les particularités du contexte.

Les convertisseurs statiques basés sur des composants en commutation sont maintenant bien connus et universellement utilisés à des niveaux de puissance très variables. Dans le contexte qui nous

préoccupe, ces convertisseurs sont très rarement utilisés dans des versions isolées (*avec transformateur*). En effet, aucun isolement de sécurité n'est requis car nous nous plaçons à très basse tension et le besoin d'une adaptation d'impédance dans de grandes proportions se fait rarement sentir, les tensions d'entrée et de sortie étant souvent très proches.

Les structures de base utilisées sont représentées dans la figure IV-3. Ainsi, la structure de la figure IV-3a. est plutôt destinée à abaisser une tension, la structure de la figure IV-3b. à l'élever. Les deux structures des figures IV-3c. et IV-3d sont plus polyvalentes, mais présentent des rendements plus faibles. Nous retiendrons la figure IV-3a. comme structure de conversion possible pour assurer la tension de maintien du micro-miroir en position fixe inférieure à 10V et les structures IV-3b. et IV-3d. comme potentiellement intéressante pour assurer la tension de basculement (*de l'ordre de 100V*). Selon la structure choisie, n'importe quel type de conversion peut être théoriquement réalisé. En dessous des schémas, nous rappelons la relation tension entrée-sortie en régime continu et la valeur maximale V_{TM} de la tension aux bornes du transistor, valeur qui a son importance dans l'analyse énergétique. α représente le rapport cyclique, c'est à dire le rapport entre le temps de conduction du transistor et la période de découpage supposée constante dans cette partie.

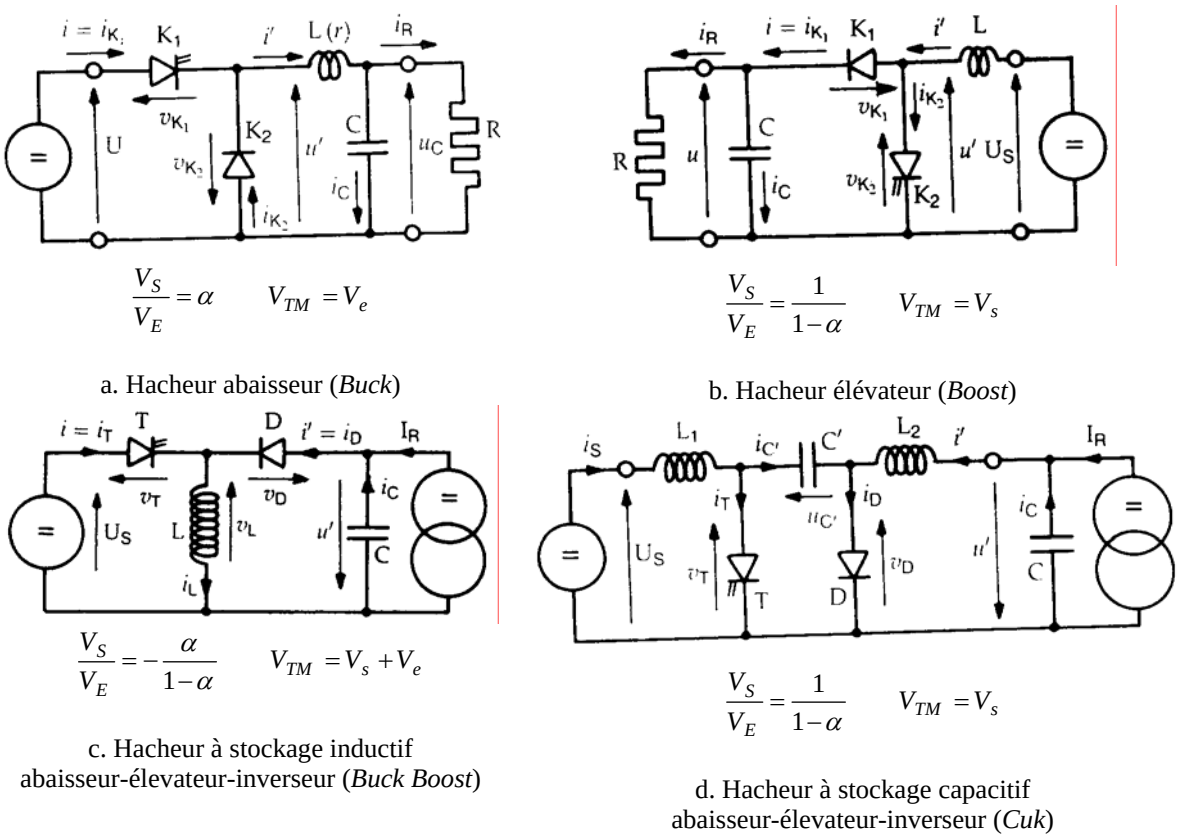


Figure IV-3. Structures des convertisseurs à découpage non-isolés [89].

Les systèmes à découpage exploitent les composants de puissance en commutation, ce qui élimine théoriquement l'inconvénient des systèmes linéaires qui avaient des rendements limités au maximum à 50%. Ils doivent cependant inclure des filtres et des composants de stockage pour lisser

les grandeurs de tension et de courant découpées et pour éliminer les effets harmoniques indésirables. Les différentes topologies présentées dans la figure IV-3 sont finalement très similaires, dans la mesure où elles utilisent le même couple « composant actif-diode » environné de différents composants passifs *L*, *C*. Globalement, le découpage reste relativement coûteux du fait de la présence de ces filtres.

Pour atteindre des rendements de convertisseur les plus élevés possibles, les composants actifs utilisés doivent présenter de faibles chutes de tension à l'état passant et de faibles capacités parasites, relativement à la puissance à convertir. Dans les faibles puissances, inférieures à 100W, le transistor MOSFET règne en maître. En effet, sa grille présente un faible niveau de seuil de déclenchement, ce qui permet de minimiser l'énergie perdue dans la commande. Par exemple, il tend à remplacer les diodes Schottky utilisées dans les redresseurs synchrones très faible tension, afin d'obtenir des tensions à l'état passant beaucoup plus basses.

Les autres composants sensibles présents dans ces montages sont les composants passifs utilisés pour stocker de l'énergie à l'échelle de la commutation. Leurs fréquences de travail font que leur valeur est généralement faible, de l'ordre de quelques micro-henrys. Pour les éléments inductifs, les technologies toriques et planar sont aujourd'hui les plus utilisées. Ils présentent en effet des rendements élevés mais leur taille et leur puissance massique demeurent les inconvénients majeurs pour aller vers une intégration globale des convertisseurs.

En parallèle, des travaux de recherche sont aujourd'hui prometteurs sur l'intégration des éléments inductifs, haute tension notamment [88].

1.2.3 Intérêt d'intégrer des éléments passifs.

Les éléments passifs présentent aujourd'hui 80% de l'encombrement dans une alimentation faible puissance. Si on veut un jour rendre compatible les tailles des alimentations avec celles des applications de type MEMS, ce sont principalement ces éléments dont il faut réduire la taille. Les recherches sur les éléments capacitifs sont nettement plus avancées. Aujourd'hui, une gamme de composants linéaires et non linéaires existe au moins dans les laboratoires. Ils répondent à diverses spécifications en courant et en tension. Toutefois, une optimisation reste à faire dans le domaine des très faibles tensions, typiquement inférieur à 3V. Etant donné les recherches avancées et en cours dans le laboratoire, nous n'avons pas abordé ce domaine.

Par dualité, si l'on s'intéresse aux éléments inductifs, bien que de nombreuses équipes travaillent sur ce point pour minimiser leur taille, cela reste un verrou technologique à faire sauter pour atteindre l'intégration complète d'une alimentation quelles que soient ses contraintes en tension.

Les éléments magnétiques traditionnels sont constitués essentiellement d'enroulements de fils électriques, isolés entre eux par une couche de vernis. Le tout est réalisé sur un support magnétique

ou non et est parfois monté sur un support métallique contenant diverses pattes de connexion. Au passage d'un courant dans le bobinage, l'effet inductif apparaît et se manifeste par la présence d'un flux magnétique se refermant dans l'air ou canalisé par la présence d'éléments magnétiques. Ces méthodes de construction bien qu'encore très utilisées tendent à être remplacées de plus en plus par des fabrications plus compactes. En effet, ces éléments bien que très performants en rendement, ont un encombrement important et sont souvent limités dans leur fonctionnement en haute fréquence. Ainsi, ce sont aujourd'hui eux qui conditionnent les dimensions des alimentations. Cela explique le nombre de recherches dans ce secteur pour réduire drastiquement l'encombrement de ces éléments.

Etant donné notre contexte d'étude et le sujet principal de cette thèse, notre contribution dans ce domaine est récente. Il a été toutefois décidé d'un commun accord entre les deux équipes TMN et MIS d'y consacrer une partie du manuscrit de cette thèse, car les premières avancées sont prometteuses pour les applications microsystèmes et peuvent donner quelques pistes pour la conception d'alimentations dédiées.

2. Etude, conception et réalisation d'inductances intégrées.

2.1. Etat de l'art sur l'intégration des inductances.

Avant de se lancer dans des travaux de recherche sur ce domaine, un état de l'art a été fait pour connaître les différentes voies actuellement explorées dans ce domaine.

Plusieurs méthodes d'intégration d'éléments inductifs peuvent être rencontrées dans la littérature. Toutes ont pour but d'améliorer la densité d'intégration en diminuant les pertes et en permettant un fonctionnement à des fréquences toujours plus élevées. Parmi les solutions que nous présentons dans cette partie, nous nous sommes limités à celles faisant appel à des technologies planar ou PWB (*Printed Wire Board*), celles basées sur les semi-conducteurs magnétiques intégrés et celles basées sur les micro-technologies.

Il est à noter que les premières études montrant que le LAAS-CNRS s'intéressait à ce domaine ont été exposées dans la thèse de N. Senoucci, soutenue en 1998 [90]. Un premier état de l'art avait été fait. Nous nous référons à ce dernier en le complétant par les dernières avancées. Etant donnés les problèmes technologiques à résoudre, il est à noter que dans ce domaine, les progrès sont lents et les innovations peu nombreuses. Ainsi, toutes les pistes de recherche préconisées dans cette thèse n'ont pas encore été complètement explorées. D'autres états de l'art ont également été faits depuis au LAAS-CNRS, en particulier dans le cadre du GDR Intégration piloté actuellement par Jean-Louis Sanchez. La voie qui est actuellement explorée par l'équipe encadrée par Jean-Pierre Laur est destinée à de forts courants. Le travail de synthèse présenté dans ce mémoire montre les quelques avancées décisives effectuées dans ce domaine.

Ainsi après avoir rappelé les diverses techniques d'intégration les plus prometteuses aujourd'hui en montrant leur avantage et leur inconvénient, nous présentons la méthodologie que nous avons adoptée pour concevoir rapidement de nouveaux objets inductifs ayant des dimensions et des géométries optimisées. Une comparaison avec d'autres méthodes pour valider cette dernière ayant été faite, nous en présentons les grandes lignes. Enfin, nous montrons les derniers résultats obtenus et les perspectives de ce travail.

2.1.1 Les inductances intégrées réalisées par PWB.

Récemment, dues aux progrès des technologies PWB, des réalisations en technologies *planar* ont été effectuées [91-93]. Elles offrent les avantages de réduire les inductances de couplage, d'augmenter le nombre de couches superposées de fils et donc de spires, d'opérer à des fréquences élevées *(≈ 1MHz*) et de réduire les coûts de fabrication (*les inductances pouvant être directement montées sur le circuit imprimé de puissance*). Mais elles ne garantissent pas une isolation constante dans le temps et présentent encore un poids excessif, dû notamment aux éléments en cuivre et un encombrement qui reste encore relativement important lié à l'espacement minimal à respecter entre deux conducteurs.

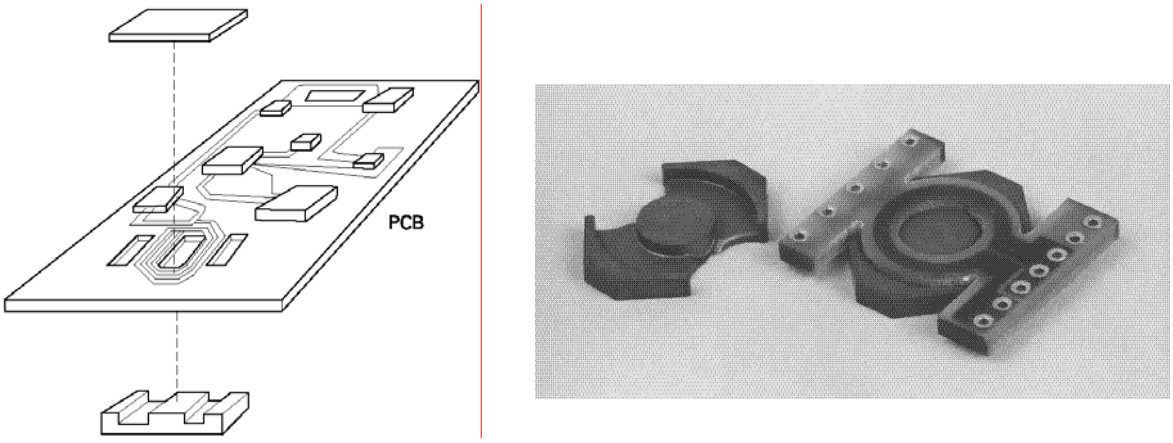


Figure IV-4. Exemple de Transformateur de puissance en technologie dite « circuit imprimé multi-couche » (PWB) : emplacement du transformateur dans le circuit de puissance complet, Et circuit magnétique en ferrite.

Les freins majeurs à ce type de technologie sont essentiellement dûs à la non-reproductibilité de certaines étapes entrant en jeu dans la fabrication de ce type d'inductance, notamment les techniques de dépôt électrolytique du cuivre et, en particulier, les concentrations des bains électrochimiques, les densités de courant et les vitesses de déposition. Celles-ci peuvent impliquer des dépôts de cuivre trop importants et donc des résistances d'entrée très importantes.

La gravure du cuivre permet de créer les fils conducteurs. Cette étape étant réalisée chimiquement, plusieurs inconvénients existent. D'une part, la distance minimale entre deux conducteurs est fonction de l'épaisseur de cuivre déposé. D'autre part, comme pour le silicium, les conducteurs auront une section trapézoïdale. Les conducteurs très minces seront donc difficiles à réaliser.

2.1.2 Les inductances intégrées par semi-conducteurs.

Les transformateurs intégrés par cette technique regroupent un grand nombre d'éléments à semi-conducteurs (*Diodes, MOSFET, etc…*) dans un seul et même boîtier. Comme le montre la figure 5, on trouve à la fois un circuit intégré commun, la barrette de composants à semi-conducteur, une ferrite et un moule en plastique servant de capot à l'ensemble de la structure [94-95].

Les avantages de ce type de structure sont nombreux. On peut noter par exemple une haute densité d'intégration, une importante réduction des parasites et une augmentation des performances, par rapport à une inductance de type PWB. Avec un tel degré d'intégration, les deux éléments de dissipation d'un transformateur qui sont alors les bobinages et le circuit magnétique sont ramenés dans un seul et même espace, contraignant les pertes d'origine thermique.

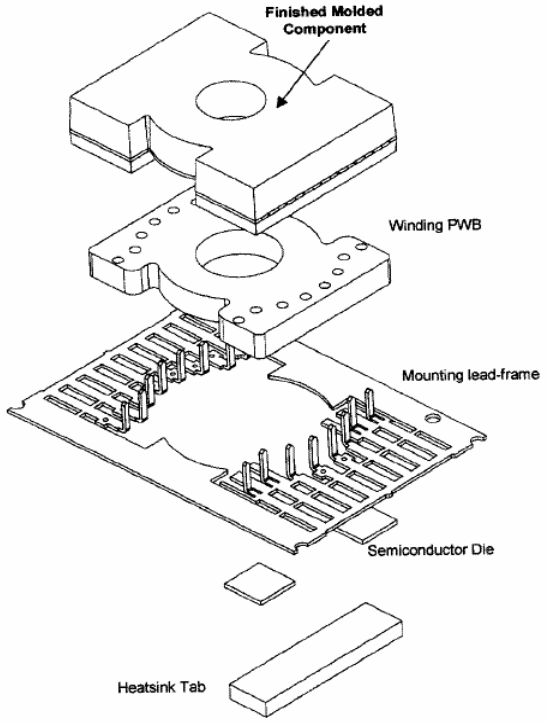


Figure IV-5. Vue éclatée d'un transformateur intégré à base de semi-conducteurs [94].

2.1.3 Les inductances sérigraphiées.

Toujours dans le but de réduire les dimensions des éléments inductifs, des inductances planaires ont été réalisées en utilisant les techniques de la sérigraphie [95-98]. Dans ce cas, la ferrite, sous forme de pâte, est déposée par sérigraphie sur un substrat céramique, type aluminium. Comme cette pâte a une faible perméabilité (*<100*), elle se révèle performante pour des applications de stockage d'énergie. Mais elle présente souvent de trop fortes résistances d'accès.

La méthode de sérigraphie utilisée pour réaliser des inductances présente l'avantage de fabriquer en une seule et même pièce le noyau magnétique (*lié au substrat*) et les conducteurs, par opposition aux méthodes classiques faisant appel à un assemblage d'éléments discrets (*noyau magnétique, fils, etc…).* Mais, elle ne permet pas de réaliser, avec un outillage de sérigraphie standard, des lignes

conductrices de très faible largeur. De ce fait, l'utilisation de cette technique ne pourra se développer que si on arrive à réaliser des inductances de grande compacité, présentant de faibles parasites à hautes fréquences, le tout avec des coûts d'assemblage réduits.

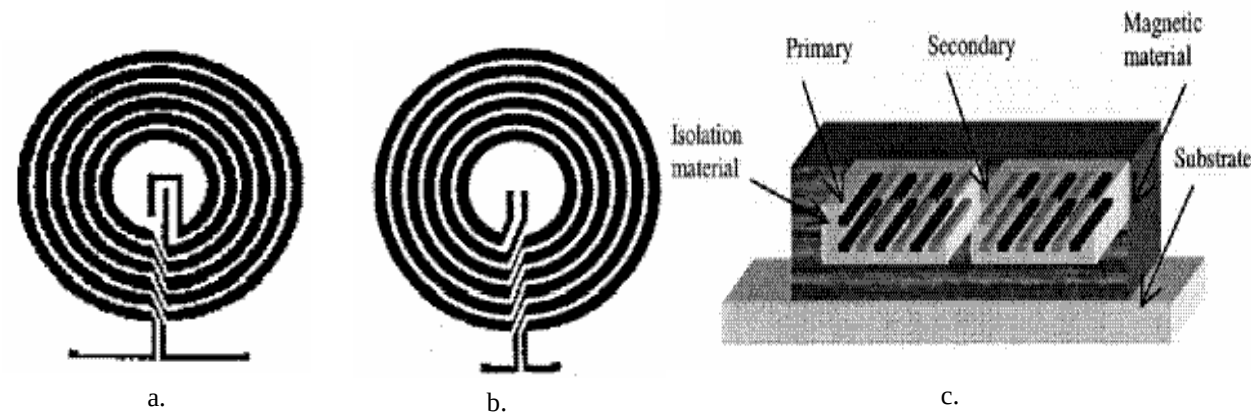


Figure IV-6. Vue d'une inductance réalisée par des méthodes de sérigraphie [99].
a. Vue de dessus – b. Vue de dessous – c. Coupe de la structure finale.

2.1.4 Les inductances micro-usinées.

Toujours dans une optique de miniaturisation, une autre solution consiste à utiliser les technologies de micro-usinage de surface et de volume des microsystèmes pour intégrer sur silicium les éléments inductifs.

Les applications visées sont nombreuses : micro-actionneur ou micro-capteur [100-102], convertisseur de puissance intégré [103-105] ou encore inductance de filtrage pour la RF [106-108]. Mais, du fait des difficultés de réalisation technologique, de faibles valeurs d'inductances ont été atteintes jusqu'à ce jour, typiquement de l'ordre de la centaine de micro Henry. De ce fait, les diverses inductances réalisées jusque à présent ne sont pas conçues pour leur capacité de stockage d'énergie, mais pour leur fréquence de travail élevée [109]. La plupart des structures fabriquées travaillent donc à très hautes fréquences, dans des circuits RF.

Depuis environ 5 ans, le besoin d'inductances intégrées pour réaliser des alimentations « on-chip » a relancé la recherche dans ce domaine. Les premières applications ont eu pour débouchés des inductances pour stockage de données sur disques magnétiques [110-112]. En effet, les techniques actuelles de fabrication des microsystèmes (*ie. Dépôt, gravure, etc…)* permettent de réaliser, avec une grande précision de fabrication, les fils conducteurs ainsi que le noyau magnétique de la bobine. Nous rappelons les trois types de géométrie les plus utilisées pour réaliser des inductances intégrées : les spirales, les solénoïdales et les toroïdales.

- Les inductances solénoïdes.

Les inductances réalisées en discret et classiquement utilisées en stockage d'énergie à l'échelle d'une commutation possèdent en grande majorité une forme solénoïdale. Leur fabrication est ainsi

facilitée puisque le fil conducteur peut être rapidement enroulé autour du tore magnétique. Mais cet empilement tri-dimensionnel est difficilement transposable aux faibles dimensions avec les techniques de micro-usinage des technologies microsystèmes.

Un certain nombre de solutions ont néanmoins été proposées sur ce principe. Elles consistent soit en une solution hybride, où les fils conducteurs sont enroulés manuellement autour d'une couche magnétique [113], soit en une solution intégrée où les fils conducteurs sont constitués de cuivre déposé en plusieurs étapes sur un film en matériau magnétique [114].

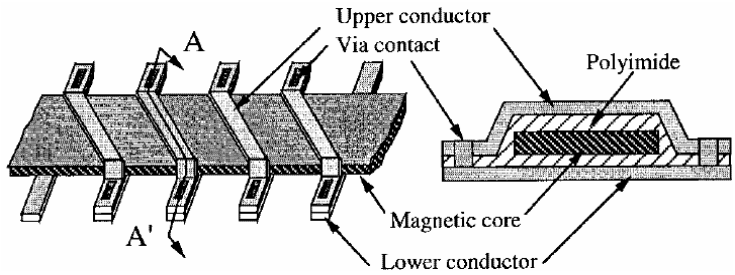


Figure IV-7. Inductance intégrée de type solénoïde : vue globale et en coupe [114-116].

L'avantage de ces solutions est qu'elles assurent un faible flux de fuite et donc une minimisation des interférences électromagnétiques. Nous pouvons décrire les principales étapes technologiques pour arriver à réaliser les inductances ayant cette géométrie. Sur une plaquette de silicium possédant une couche isolante d'oxyde ou de nitrure, une couche d'accroche de cuivre est déposée. Un premier moule est réalisé afin de définir les emplacements de croissance des conducteurs. Après croissance électrolytique de cuivre, une couche d'isolant est déposée dessus. La moitié de l'inductance est ainsi réalisée. Puis, afin de créer le noyau magnétique, un matériau ferro-magnétique, typiquement du Nickel-Fer est déposé. Les étapes de création des fils conducteurs évoquées précédemment sont alors répétées, afin de finir l'inductance.

- Les inductances toroïdales.

Une inductance classique est constituée par un fil conducteur enroulé autour d'un tore magnétique. Si l'on inter-change le rôle du matériau magnétique et des conducteurs, c'est à dire en enroulant un matériau magnétique autour d'un conducteur, les mêmes effets peuvent être obtenus.

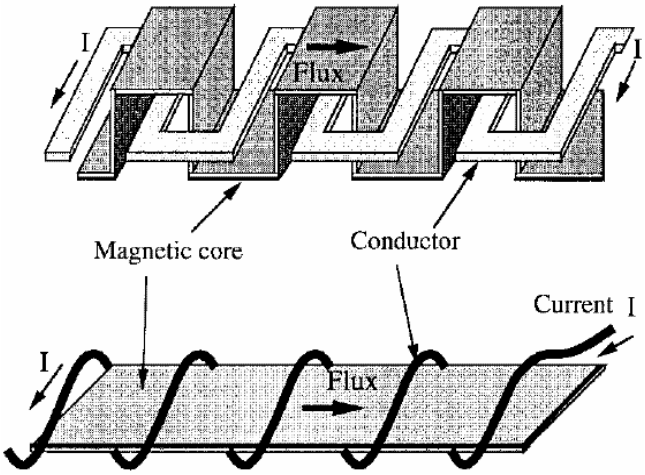
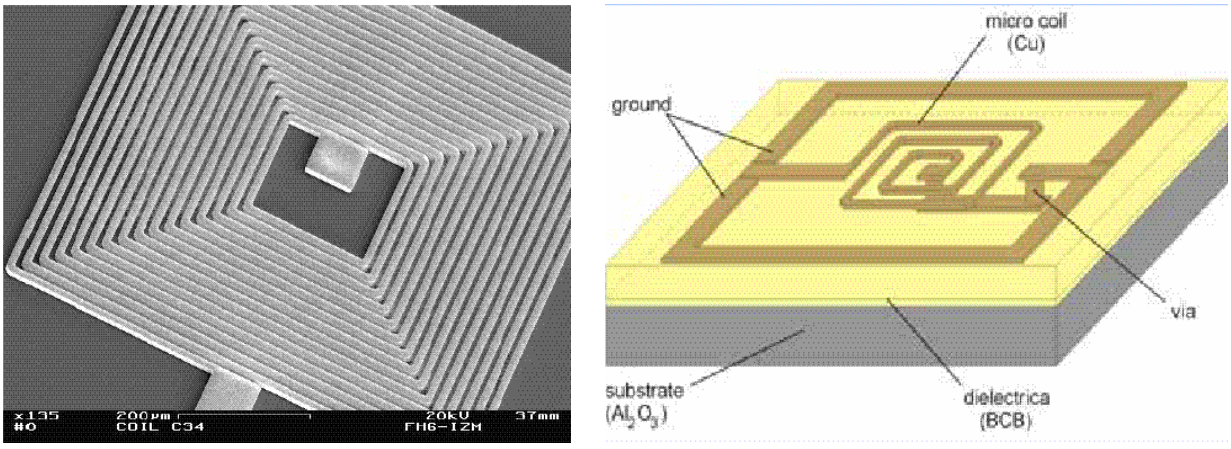


Figure IV-8. Principe d'une inductance toroïdale.

Cette idée a donné naissance à une nouvelle technique d'intégration des éléments inductifs. Elle présente l'avantage de se baser sur une structure planaire, fabriquée avec un nombre d'étapes réduit. En effet, les lignes conductrices du dessous sont situées sur un même plan. Seul le matériau magnétique fait appel à une structure multi-niveaux. Enfin, cette structure possède une faible résistance de conducteur.

- Les inductances spirales.

La plupart des inductances intégrées que l'on trouve dans la littérature possèdent une forme spirale [117-119]. Elles sont réalisées soit sur un substrat isolant [117], soit magnétique [118] ou bien entre deux couches de matériaux magnétiques [119].

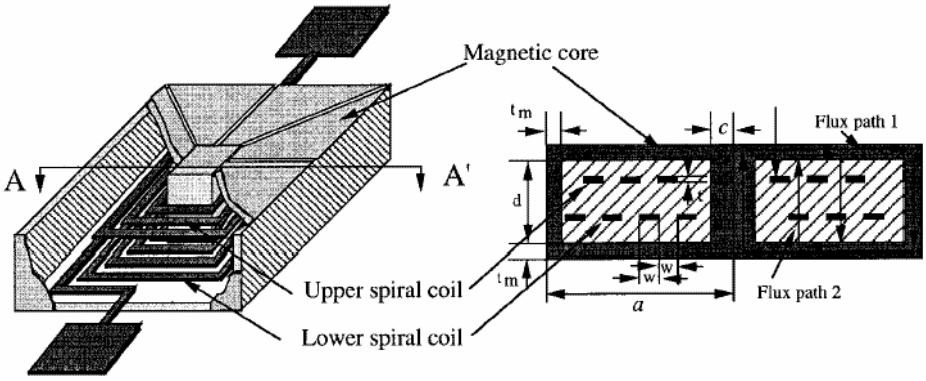


a. b.

Figure IV-9. Exemples d'inductances spirales [120].

Du fait des caractéristiques géométriques de la spirale, le flux magnétique possède deux composantes : une est parallèle à la surface du wafer et l'autre, perpendiculaire. Il est difficile d'intégrer à ce type de structure un tore magnétique pour guider le flux. En fait, ce dernier doit traverser la surface du substrat pour qu'il soit efficace. Sinon, il présente des fuites magnétiques très importantes. Une solution actuelle destinée à fabriquer un tore magnétique autour de la spire consiste

à déposer successivement une couche de matériau magnétique, l'inductance une nouvelle couche de matériau magnétique, et enfin de refermer le tore [106, 110-112]. Cette méthode de fabrication de tores n'est pas optimisée pour des applications d'actionnement, car ils ne permettent pas un flux magnétique important.



a.

Figure IV-10. Inductance planaire spirale [115].
a. Spirale incluse dans le circuit magnétique – b. Modèle de simulation.

Pour des applications de stockage d'énergie, deux facteurs limitent l'amélioration des performances des inductances spirales. D'une part, le circuit magnétique doit être complété d'une couche métallique, afin de diminuer la réluctance magnétique et ainsi les lignes de champ parasites. D'autre part, la spire conductrice doit posséder une résistance la plus faible possible, pour réduire les pertes Joule du conducteur. Une des solutions utilisées actuellement consiste à encapsuler la bobine dans un tore magnétique fait en fer-nickel, comme montré dans la figure IV-10. Mais les techniques de dépôt de ce genre de matériau sont encore à améliorer, pour obtenir par exemple une bonne reproductibilité d'un process à l'autre. D'importantes recherches se poursuivent en vue d'améliorer la totalité des étapes de fabrication pour obtenir de meilleures performances.

Par la suite, nous limitons les études d'évaluation de l'inductance des éléments dessinés aux inductances planaires. En effet, ce type d'inductance est très répandu dans la littérature, car elle peut être facilement dessinée avec les éditeurs de layout classiques. On remarquera cependant que les inductances polygonales, comme les hexagonales ou octogonales présentent de meilleures caractéristiques, notamment le coefficient de qualité *Q* [121]. C'est sur ce type de géométrie que nous avons basé nos études.

2.2 Méthodologie de conception dédiée aux éléments inductifs.

2.2.1. Modélisation numérique de l'inductance.

Pour faciliter la conception des inductances spirales intégrées, un certain nombre de méthodes et de modèles ont été développés [121-124]. La plupart font appel à des méthodes numériques, résultant

d'une observation des résultats pratiques. De ce fait, elles demeurent ciblées à un type d'application donné, une gamme de dimension et surtout une gamme fréquentielle limitée.

Après avoir rappelé quelques généralités sur les modèles d'inductance, nous présentons l'étude de deux méthodes numériques d'évaluation de l'inductance d'une bobine, travaillant dans la tranche du MHz et réalisée en dimension sub-micronique. Une validation de ces résultats sera effectuée en utilisant deux simulateurs aux éléments finis qui sont COVENTOR, déjà utilisé précédemment, et INCA, logiciel développé par le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (*LEG*) et dédié à l'évaluation des inductances parasites dans les conducteurs.

2.2.2 Dimensionnement d'une inductance.

Le dimensionnement d'une inductance, quel que soit le type d'application auquel elle est destinée, comprend trois étapes : dimensionnement magnétique, dimensionnement électrique, dimensionnement mécanique et thermique.

- Dimensionnement électrique.

Le dimensionnement électrique a pour but de minimiser les pertes dans les conducteurs. Deux cas se présentent :

- courant continu avec une composante alternative, plus ou moins importante,
- courant alternatif ou discontinu.

Dans le premier cas, pour des réalisations discrètes, des fils de Litz (*fils multi-brins, torsadés et isolés*) sont généralement utilisés pour les fréquences supérieures à 20kHz, pour minimiser les effets de peau. Lorsque l'on souhaite filtrer la haute fréquence, on va chercher à minimiser la capacité parasite par un bobinage en une seule couche.

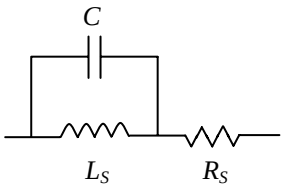
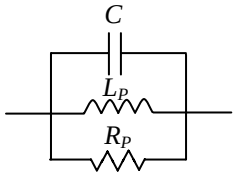
Modèle Série	**Modèle parallèle**
	
$R_S = R_P . \dfrac{1}{1+\left(\dfrac{R_P}{L_P.\omega}\right)^2}$	$R_P = R_S . \left[1+\left(\dfrac{L_S.\omega}{R_S}\right)^2\right]$
$L_S = L_P . \dfrac{\left(\dfrac{R_P}{L_P.\omega}\right)^2}{1+\left(\dfrac{R_P}{L_P.\omega}\right)^2}$	$L_P = L_S . \left[1+\left(\dfrac{L_S.\omega}{R_S}\right)^2\right]$
$Q = \dfrac{L_S.\omega}{R_S}$	$Q = \dfrac{R_P}{L_P.\omega}$

Tableau IV-1. Schémas équivalents d'une inductance simple.

Le tableau IV-1 présente les deux principaux modèles de représentation des inductances. On note que, lors des mesures avec un pont *RLC*, il est possible de choisir l'une ou l'autre des représentations : en série ou en parallèle. On mesure alors respectivement L_S et R_S ou L_P et R_P. Les valeurs de ces mesures sont liées par les relations décrites ci-dessus.

- Dimensionnement magnétique.

Le dimensionnement magnétique doit permettre de choisir le matériau magnétique, les dimensions du circuit, la perméabilité relative et le nombre de spires. Ce dernier garantit l'obtention de la valeur de l'inductance L désirée, la limitation des pertes dans l'inductance à une valeur acceptable et surtout évite la saturation.

Le choix du matériau magnétique est effectué en prenant compte de la fréquence et de la forme des courants circulant dans l'inductance et des tensions aux bornes. La forme du cycle d'hystérésis intervient également. D'autre part, les dimensions du circuit doivent permettre de stocker l'énergie W.

Le produit A de la section efficace du circuit magnétique S_e et de la section disponible pour le bobinage S_b est proportionnel à l'énergie stockable, soit :

$$A = k.\frac{L.I_M^2}{J.B_C} = k.\frac{2.W}{J.B_C} \qquad \text{(IV-1)}$$

avec I_M représentant le courant maximal, J la densité de courant et B_C l'induction de crête de travail. Les constructeurs de matériaux donnent généralement des tableaux liant les dimensions aux énergies.

2.3 Calcul de la valeur de l'inductance *L* par deux méthodes mathématiques.

Nous présentons dans cette partie deux méthodes numériques d'évaluation de l'inductance L d'une bobine : les méthodes de Grover et de Wheeler. En effet, elles peuvent être considérées comme une bonne alternative à la résolution des équations de Maxwell, ou encore à une modélisation 3D aux éléments finis de l'inductance, évoquée plus loin dans ce manuscript.

2.3.1 Méthode de Grover [125].

La méthode d'évaluation de l'inductance que nous présentons ici est extraite du travail de F-W. Grover sur le dimensionnement des bobines [125]. Nous n'évoquerons ici que les équations théoriques principales.

L'inductance L d'une bobine est égale à la somme de l'inductance propre de la bobine L_0 et de ses mutuelles inductances positives M_+ et négatives M_- :

$$L = L_0 + M_+ + M_- \qquad \text{(IV-2)}$$

dans laquelle L_0 représente la somme des inductances propres de chaque segment L_X, donnée par :

$$L_X = 2l_X \cdot \left[\ln\left(\frac{2.l_X}{w+t}\right) + 0.50049 + \frac{w+t}{3.l_X} \right] \quad \text{(IV-3)}$$

Dans cette expression, l_X représente la longueur du segment X en cm, w la largeur de ce segment et t son épaisseur. Considérons maintenant les expressions des mutuelles inductances. Comme les courants de deux segments parallèles circulent dans des sens opposés, la mutuelle inductance positive M_+ est nulle :

$$M_+ = 0 \quad \text{(IV-4)}$$

la mutuelle inductance négative M_- est égale à la somme des mutuelles inductances $M_{i,j}$ en vis à vis. Or, comme $M_{i,j}$ et $M_{j,i}$ sont identiques, la mutuelle inductance s'exprime par :

$$M_- = \frac{N}{2} \cdot \sum_{i=1}^{N} M_{i,i+2} \quad \text{(IV-5)}$$

avec N le nombre de spires de la bobine. On rappelle qu'une mutuelle inductance M a pour expression générale :

$$M = 2lQ_{MI} \quad \text{(IV-6)}$$

Q_{MI} représente dans cette expression le facteur de mutuelle inductance, donné par :

$$Q_{MI} = Ln\left[\frac{l}{d} + \sqrt{1+\left(\frac{l}{d}\right)^2}\right] - \sqrt{1+\left(\frac{d}{l}\right)^2} + \frac{d}{l} \quad \text{(IV-7)}$$

en substituant Q_{MI} dans (IV-6), et en utilisant les expressions (IV-5) et (IV-3), on obtient l'expression totale de l'inductance de la bobine.

2.3.2 Méthode de Wheeler [125].

La méthode de calcul développée par Wheeler permet une évaluation de l'inductance d'une bobine hexagonale, octogonale ou circulaire, réalisée de manière discrète [125]. Par rapport à ce cas, une simplification peut être opérée lorsque on se transpose dans le cas planaire intégré [121]. L'inductance L_{mw} donnée par la méthode de Wheeler a alors pour expression :

$$L_{mw} = K_1.\mu_0.\frac{n^2.d_{avg}}{1+K_2.\rho} \quad \text{(IV-8)}$$

dans laquelle ρ est le facteur de forme, défini par :

$$\rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad \text{(IV-9)}$$

d_{in} et d_{out} définissent respectivement les diamètres intérieurs et extérieurs de la bobine. Le diamètre moyen d_{avg} est donc donné par :

$$d_{avg} = \frac{d_{in} + d_{out}}{2} \qquad \text{(IV-10)}$$

K_1 et K_2 sont deux coefficients fonction de la forme géométrique utilisée. Leurs valeurs sont données dans le tableau IV-2.

Forme	**K_1**	**K_2**
Carré	2.34	2.75
Hexagone	2.33	3.82
Octogone	2.25	3.55

Tableau IV-2. Valeurs des coefficients K_1 et K_2 utilisés dans la méthode de Wheeler [125].

Suivant les valeurs du rapport de forme ρ, on peut obtenir des inductances dites « *creuses* » ($d_{out} \approx d_{in}$ *pour de faibles valeurs de* ρ) ou bien dites « *pleines* » ($d_{out} >> d_{in}$). Ainsi, une inductance « pleine » possède une inductance inférieure à une « creuse » car les spires situées près du centre de la spirale contribuent à diminuer les mutuelles inductances positives et augmentent les mutuelles inductances négatives.

2.3.3 Comparaison des deux méthodes numériques.

Notre premier travail a consisté à comparer les valeurs des inductances simulées données par ces deux méthodes, en faisant varier les différents paramètres géométriques (*dimensions du conducteur et espacement entre deux conducteurs*).

Considérons tout d'abord la largeur du conducteur, pour différentes valeurs de l'espacement entre deux spires, à épaisseur constante. Nous avons utilisé pour cela la méthode de Grover déjà évaluée dans des travaux précédents [126].

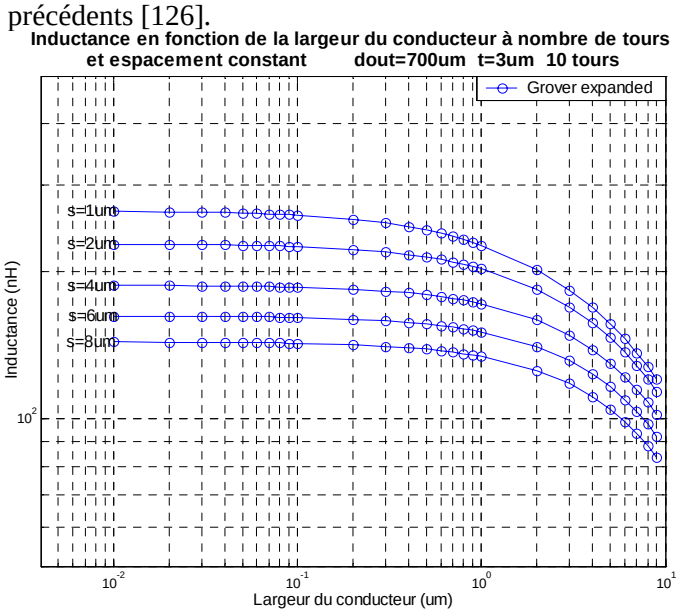


Figure IV-11. Evaluation d'inductances par la méthode de Grover en fonction de la largeur des conducteurs.

La figure IV-12 montre le même type de calcul, utilisant cette fois la méthode de Wheeler.

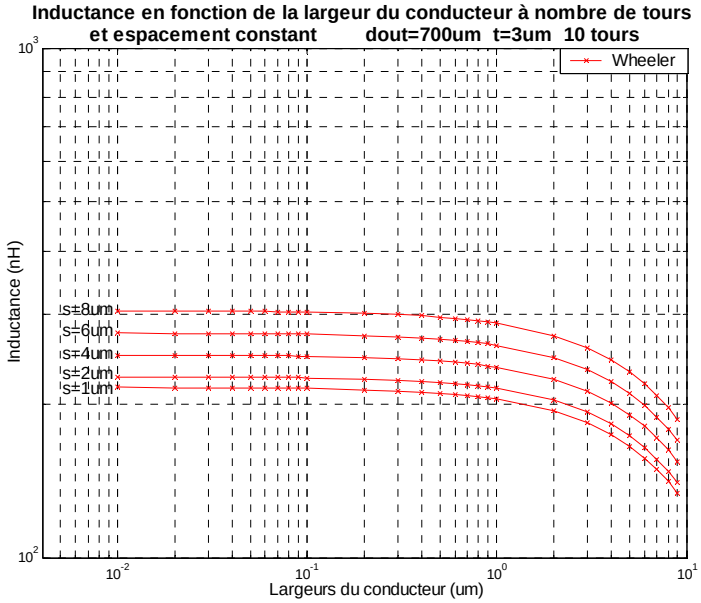


Figure IV-12. Evaluation d'inductances par la méthode de Wheeler en fonction de la largeur des conducteurs.

On remarque dans les deux cas une décroissance de la valeur de l'inductance quand la largeur du conducteur augmente. Ceci est dû à l'accroissement de la mutuelle inductance *M*.

Si l'on compare les résultats obtenus par les deux méthodes, on remarque que les sens de variation de l'inductance diffèrent d'une méthode à l'autre lorsque l'on fait varier l'espacement. Des comparaisons entre les résultats obtenus par les deux méthodes et des résultats expérimentaux ont été réalisées dans des publications précédentes [124-128]. Toutes montrent que la méthode de Grover donne les résultats les plus en accord avec la pratique. C'est cette dernière que nous avons retenue dans nos travaux.

Si l'on fait varier le nombre de tours, à partir des abaques calculées, nous pouvons déduire selon la valeur de l'inductance finale souhaitée, un premier jeu complet de paramètres. Par rapport à nos applications de conversion d'énergie, de stockage à l'échelle des commutations et de filtrage, notre objectif est d'obtenir des valeurs d'inductance proches du micro Henry.

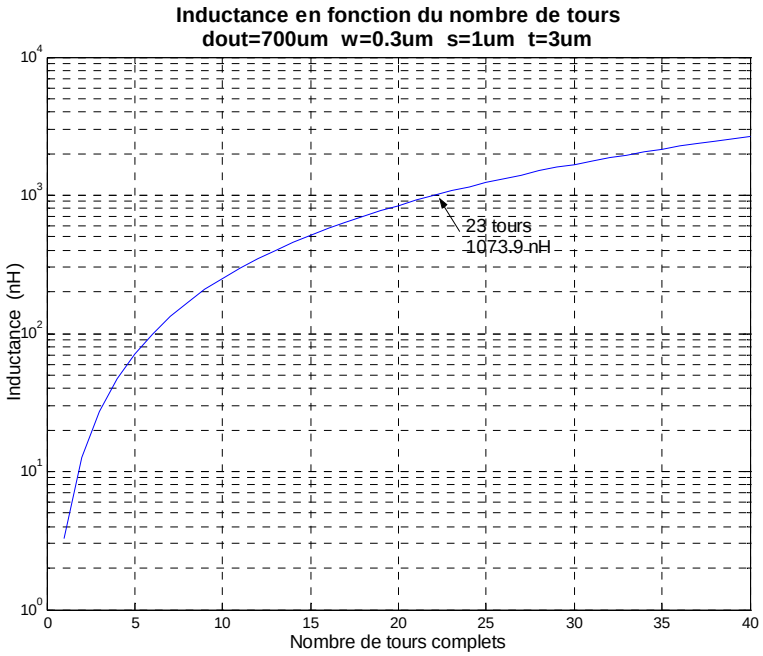


Figure IV-13. Evaluation d'inductance en fonction du nombre de tours.

Ainsi, en considérant, comme jeu de dimensions, une largeur *w* égale à 0.3µm, un espacement entre deux conducteurs *s* égal à 0.2µm et une épaisseur *t* égale à 3µm, on en déduit que 23 tours environ seront nécessaires pour obtenir une inductance proche du 1µH.

Cependant, ces méthodes d'évaluations numériques ne sont obtenues que par extrapolation de résultats expérimentaux, pour des inductances discrètes. Elles ne sont donc valables que pour une plage d'inductance, une topologie, des dimensions et une technologie données. De plus, elles ne tiennent pas forcément compte des diverses couches en dessous de l'inductance (*oxyde, nitrure, substrat*), induisant des capacités et résistances parasites.

Pour une évaluation plus précise avant réalisation, il est donc nécessaire, soit de tenir compte des parasites induits par les diverses couches, soit d'utiliser des méthodes tenant compte de phénomènes répartis, qui peuvent devenir prépondérants pour des structures sub-microniques.

2.4 Prise en compte des résistances et capacités parasites.

L'obtention d'un modèle physique de grande précision d'une inductance passe par l'identification et la prise en compte des différents éléments parasites et de leurs effets. En effet, dès l'instant que l'inductance est destinée à une application de stockage de l'énergie, des résistances parasites dissipent de l'énergie à travers des pertes ohmiques et des capacités parasites stockent de l'énergie parasite. La figure IV-14 présente un modèle physique d'une inductance intégrée, tenant compte des diverses étapes du processus technologique.

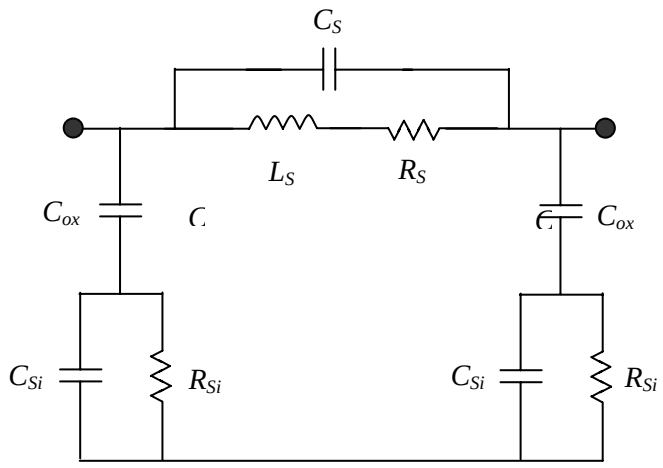


Figure IV-14. Modèle physique d'une inductance intégrée sur silicium.

Dans ce dernier, l'inductance et la résistance série de l'inductance sont représentées respectivement par L_S et R_S. Le contact enterré, permettant de rendre accessible le port de sortie de l'inductance, induit une capacité parasite série C_S entre les deux contacts. La couche d'oxyde entre la spirale et le substrat est, quant à elle, modélisée par C_{ox}. Enfin, les capacités et résistances du substrat sont modélisées respectivement par C_{Si} et R_{Si}. Evaluons maintenant ces divers éléments.

2.4.1 Capacité parasite série C_S.

La capacité C_S modélise la capacité parasite de couplage existant entre les deux ports de l'inductance. Elle permet ainsi au signal de traverser l'inductance sans passer à travers la spirale. C_S modélise plusieurs effets :

- le crosstalk entre les conducteurs de deux tours adjacents. Comme les conducteurs sont souvent équipotentiels, les effets de crosstalk sont négligeables. Ils peuvent d'ailleurs être réduits en augmentant la distance entre deux conducteurs parallèles.
- le contact enterré [129-130]. Si le deuxième port de l'inductance est ramené près du premier par un contact enterré, la différence de potentiel entre les spires et le contact peut induire des capacités parasites.

On peut donc considérer que la capacité C_S équivaut à la somme des capacités de recouvrement entre le contact enterré et les diverses spires, soit :

$$C_S = n'.w^2.\frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}} \qquad \text{(IV-11)}$$

dans laquelle n' est le nombre d'intersections entre le contact enterré et les spires et t_{ox} l'épaisseur de l'oxyde.

2.4.2 Capacité et résistance parasites de substrat et d'oxyde.

Intéressons-nous aux effets induits par le substrat. L'origine physique de la résistance R_{Si} provient de la conductivité du silicium, due à la concentration en porteur majoritaire. C_{Si} modélise, quant à lui, les effets des capacités parasites du substrat aux hautes fréquences.

De nombreux travaux, effectués sur la caractérisation de structures « microstrip » sur substrat semi-conducteur, et spécialement sur métal/oxyde/silicium, ont montré que les capacités et résistances de substrat sont approximativement proportionnelles à la surface occupée par l'inductance [59-61]. Soient :

$$C_{Si} = \frac{l.\,w.\,C_{Sub}}{2} \qquad \text{(IV-12)}$$

$$R_{Si} = \frac{2}{l.\,w.\,G_{sub.}} \qquad \text{(IV-13)}$$

dans lesquelles C_{sub} et G_{sub} sont respectivement les capacités et conductances de substrat par unité de surface du silicium, fonction du dopage de ce dernier. Les facteurs 2 ou $\frac{1}{2}$ proviennent du fait que les effets parasites du substrat sont considérés comme distribués de manière égale sur chaque entrée de l'inductance. De manière analogue, la capacité d'oxyde sera donnée par :

$$C_{ox} = \frac{l.\,w.\,\varepsilon_{ox}}{2.\,t_{ox}} \qquad \text{(IV-14)}$$

2.4.3 Evaluation de la résistance série R_S.

Quand un fil conducteur est parcouru par un courant continu, la densité de courant dans celui-ci est uniforme. Lorsque la fréquence de travail augmente, celle-ci devient non-uniforme, due à la présence de courants de Foucault parasites, et donne naissance à un effet de peau à la surface du conducteur [134]. On observe alors une réduction de la quantité de courant transportée par le conducteur, et une augmentation de la résistance.

La distribution des courants à la surface du conducteur dépend de la géométrie de ce dernier, ainsi que de son orientation par rapport au champ magnétique. Le paramètre le plus critique dans l'évaluation de l'effet de peau est la profondeur de la peau, définie par :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi.\,\mu.\,f}} \qquad \text{(IV-15)}$$

dans laquelle ρ, μ et f représentent respectivement la résistivité, exprimée en Ω.m, la perméabilité, exprimée en $H.m^{-1}$ et la fréquence, en Hz.

Dans le cas des inductances intégrées sur silicium, la distance entre deux conducteurs est très faible. Le courant dans chaque conducteur peut induire de ce fait dans l'autre segment un courant de Foucault, créant ainsi une augmentation de la résistance globale du conducteur. Il est difficile

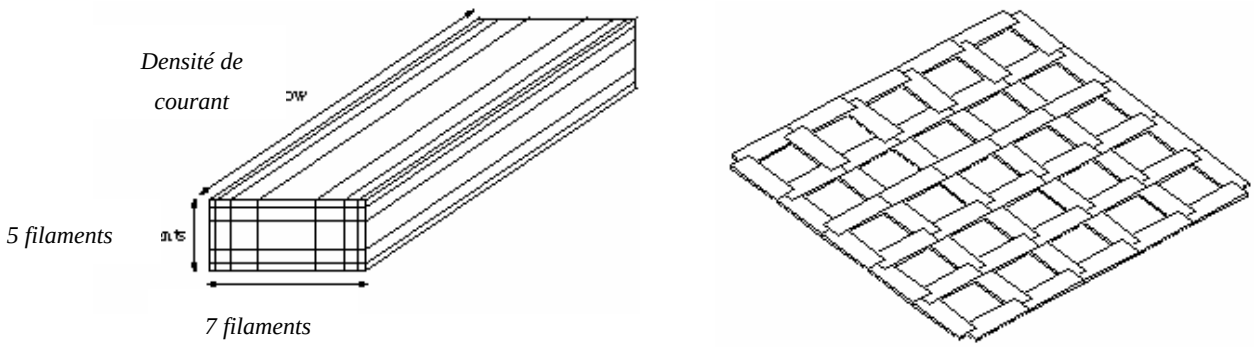
d'évaluer de manière analytique ces effets, sauf par l'utilisation d'un solveur aux éléments finis, que nous allons présenter par la suite.

3. Modélisation aux éléments finis de l'inductance.

Pour extraire la dépendance fréquentielle de l'inductance et de la résistance d'une bobine intégrée sur silicium, de nombreuses méthodes de modélisation et de résolution aux éléments finis ont été développées. Toutes ont pour but de résoudre, de manière tri-dimensionnelle, les équations de base de la magnétostatique, à savoir les lois de Lenz et de Faraday. Après une présentation rapide d'une méthode de résolution aux éléments finis, les solutions obtenues à l'aide de deux solveurs seront comparées et analysées.

3.1 Calcul de l'inductance et de la résistance à l'aide des éléments finis.

Si l'on considère les équations de base de la magnéto-statique, le courant à l'intérieur d'un conducteur mince peut être considéré comme circulant parallèlement à sa surface, du fait qu'il n'y a pas d'accumulation de charges. De ce fait, le fil conducteur micro-usiné d'une bobine sur silicium peut être divisé en filaments de section rectangulaire, le long desquels le courant est supposé se déplacer.



a. b.

Figure IV-15. Discrétisation des éléments constituant la bobine intégrée sur silicium.
a. Discrétisation du conducteur – b. Discrétisation du substrat.

3.1.1. Calcul de l'inductance *L*.

L'approche de discrétisation utilisée pour les filaments peut l'être aussi pour mailler le substrat silicium de la bobine, ou encore la couche isolante. Dans ces deux cas, le maillage s'effectue sous forme de « grille », étant donnée la distribution de charges n'est que bi-dimensionnelle.

Une fois que les b conducteurs ont été discrétisés en n_f filaments se pose le problème de leurs interconnections. Pour cela, les n_f filaments d'un même conducteur sont assemblés en un seul et même

nœud d'interconnexion. On note que chaque filament est modélisé par sa propre inductance et sa propre résistance. La figure IV-16 montre un exemple de ce découpage.

Examinons maintenant les équations à résoudre afin d'extraire la dépendance fréquentielle de l'inductance et de la résistance.

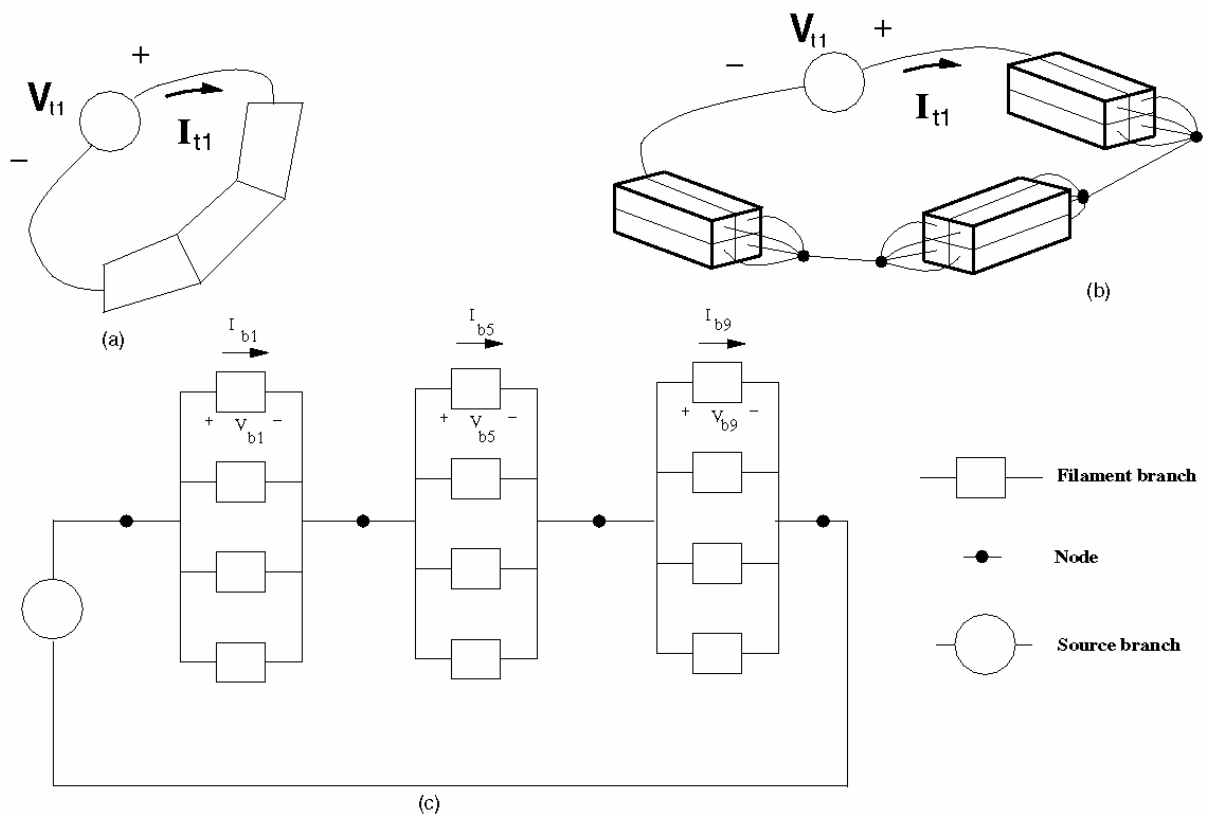


Figure IV-16. Principe de la discrétisation de l'élément inductif.
a. Vue schématique du circuit, avec les trois brins – b. et c. Première et deuxième discrétisations.

Considérons l'exemple d'une inductance possédant un seul enroulement ($b= 4$), et connectée à une source de courant. La tension aux bornes de l'inductance est donnée par :

$$V = \frac{d\lambda}{dt} \qquad \text{(IV-16)}$$

dans laquelle λ est le flux magnétique lié à la boucle de courant, donné par :

$$\lambda = \int_S \mu\, H.da \qquad \text{(IV-17)}$$

où S est la surface définie par le contour C donné par les quatre filaments. L'inductance est, quant à elle, définie par :

$$L = \frac{\lambda}{i} \qquad \text{(IV-18)}$$

avec i représentant le courant délivré par la source. Cette expression, corrélée avec (IV-16), redonne bien l'expression familière :

$$V = L.\frac{di}{dt} \qquad \text{(IV-19)}$$

L'inductance d'un filament peut être calculée par résolution de l'équation de Stokes, définie par :

$$\lambda = \oint_C A(r).\,dr \qquad \text{(IV-20)}$$

Comme l'intégrale est calculée sur l'ensemble de la boucle de courant, on définit λ comme la somme de chaque flux élémentaire λ_j généré par le conducteur élémentaire j :

$$\lambda = \sum_{j=1}^{4} \int_{cond.\,j} A(r).\,dr = \sum_{j=1}^{4} \lambda_j \qquad \text{(IV-21)}$$

Dans cette dernière expression, $\int_{cond.\,j}$ représente l'intégrale calculée le long du filament j, et A représente le potentiel vecteur. Si l'on considère que le conducteur est de longueur infinie. Ce dernier est donné par :

$$A(r) = I.\left(\frac{\mu}{4\pi}.\sum_{j=1}^{4} \int_{cond.\,j} \frac{L_j}{|r-r'|}.\,dr'\right) \qquad \text{(IV-22)}$$

Ce qui donne, en discrétisant pour chaque conducteur :

$$\frac{\lambda_j}{I} = \frac{\mu}{4\pi}.\int_{cond.\,j}\left(\int_{cond.1} \frac{L_1}{|r-r'|}dr' + \int_{cond.2} \frac{L_2}{|r-r'|}dr' + \ldots\right).\,dr = \sum_{k=1}^{4} L_{jk} \qquad \text{(IV-23)}$$

Dans cette dernière expression, L_{jk} représente l'inductance élémentaire d'un conducteur. Pour l'étendre à l'ensemble de la bobine, on écrit donc :

$$L = \sum_{j=1}^{4}\sum_{k=1}^{4} L_{jk} \qquad \text{(IV-24)}$$

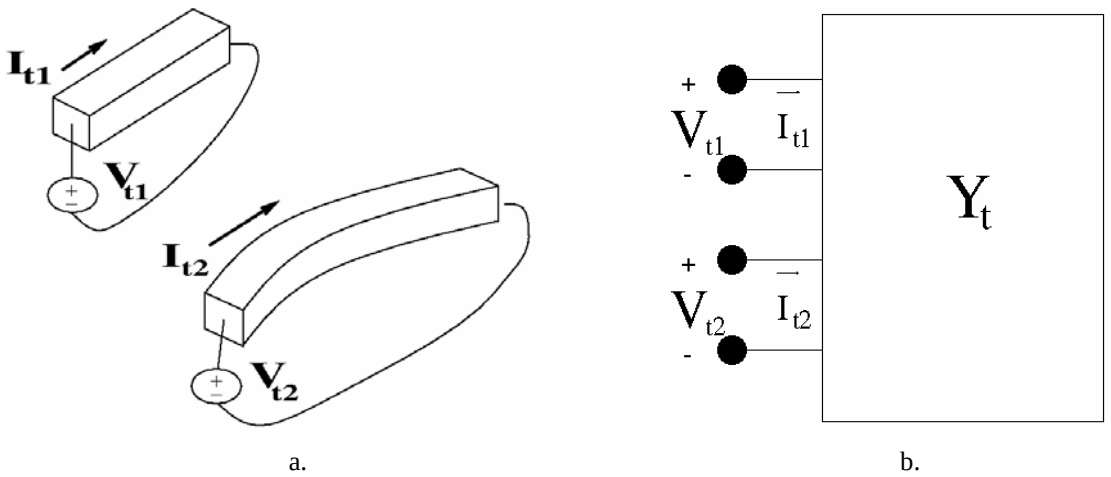
On note que L_{11} correspond à l'inductance propre du segment 1, et que L_{1j} correspond à la mutuelle inductance existant entre les segments 1 et j.

3.1.2. Calcul de la résistance *R* parasite.

L'extraction des résistances (*et des capacités*) parasites d'un ensemble de conducteurs revient à déterminer les relations existantes entre les tensions et les courants aux bornes des ports de connexion de l'inductance. Pour un système à k paires de ports fonctionnant à la pulsation ω, cette relation est donnée par la matrice des admittances $Y_t(\omega)$, donnée par :

$$Y_t(\omega).V_t(\omega) = I_t(\omega) \qquad \text{(IV-25)}$$

Dans laquelle I_t et V_t appartiennent à l'espace complexe de dimension k, et Y_t à l'espace complexe de dimension $k \times k$. Considérons l'exemple d'un système à deux ports, comme celui décrit dans la figure IV-17.



a. b.

Figure IV-17. Modélisation.
a. Vue schématique du circuit, avec les trois brins – b. et c. Première et deuxième discrétisations.

Pour ce problème précis à deux ports, la matrice d'admittance $Y_t(\omega)$a pour expression :

$$Y_t(\omega) = \begin{bmatrix} Y_{11}(\omega) & Y_{12}(\omega) \\ Y_{21}(\omega) & Y_{22}(\omega) \end{bmatrix} \qquad \text{(IV-26)}$$

La première colonne de Y_t est par exemple calculée en évaluant les courants I_{t1} et I_{t2} résultant de l'application des potentiels V_{t1}= 1 et V_{t2}= 0. Dans le cas précédent, calculer la matrice des admittances revient à sommer les inductances partielles pour évaluer l'inductance totale de la spire. De plus, Y_t a pour expression :

$$Y_t = \frac{1}{R + jL\omega} \qquad \text{(IV-27)}$$

R équivaut dans cette expression à la résistance parasite de l'ensemble des filaments. Il sera donc possible d'évaluer la dépendance fréquentielle de l'élément inductif en dissociant sa partie complexe de la partie réelle, en passant par la matrice des impédances $Z_t = Y_t^{-1}$.

3.2 Modélisation de l'inductance à l'aide de COVENTOR.

Nous présentons dans cette partie la modélisation d'une inductance, effectuée à l'aide d'un premier simulateur aux éléments finis, COVENTOR, déjà présenté dans le chapitre 2. Les dimensions géométriques ont été évaluées grâce aux méthodes mathématiques exposées précédemment.

Nous utilisons pour cela plus précisément le module MEMHENRY, qui permet de calculer la résistance et l'inductance d'une bobine, et d'évaluer la dépendance fréquentielle de ces paramètres. De plus, il permet une extraction d'un modèle SPICE ou SABER, tenant compte par exemple de l'effet de peau à la surface des conducteurs. Par la suite, nous abordons le principe de construction du modèle 3D et la méthodologie de maillage utilisée, puis nous étudions les résultats donnés par ce modèle.

3.2.1. Construction et maillage du modèle.

Sur le même principe de construction détaillé dans le chapitre 2, nous avons conçu une cellule paramétrée dessinée sous CADENCE. Dans cette dernière, plusieurs éléments sont paramétrables, à savoir :

- le diamètre extérieur de la bobine d_{out},
- la largeur du conducteur w,
- l'espacement entre deux conducteurs d,
- le nombre de tours n.

Une fois la structure dessinée en deux dimensions, et par l'intermédiaire d'un fichier d'échange au format .CIF, la structure est intégrée dans l'environnement de COVENTOR. Le processus technologique décrit dans le tableau IV-3 est alors implémenté.

Etape	**Nature de l'étape**	**Matériau**	**Epaisseur, en µm**	**Commentaires**
0	Substrat de départ	Silicium	50	
1	Dépôt	SiO_2	0.4	
2	Dépôt	Or	3	
3	Gravure	Or	3	Gravure DRIE

Tableau IV-3. Etapes de fabrication de l'inductance intégrée sous COVENTOR.

On rappelle que COVENTOR ne fait pas de différence entre un dépôt plaque entière de matériau, une oxydation, ou une croissance. Un détail de la vue tri-dimensionnelle est montré en figure IV-18 (*du fait de la faible largeur des spires par rapport au diamètre extérieur d_{out}, les spires ne seraient pas visibles dans une vue globale de la structure*).

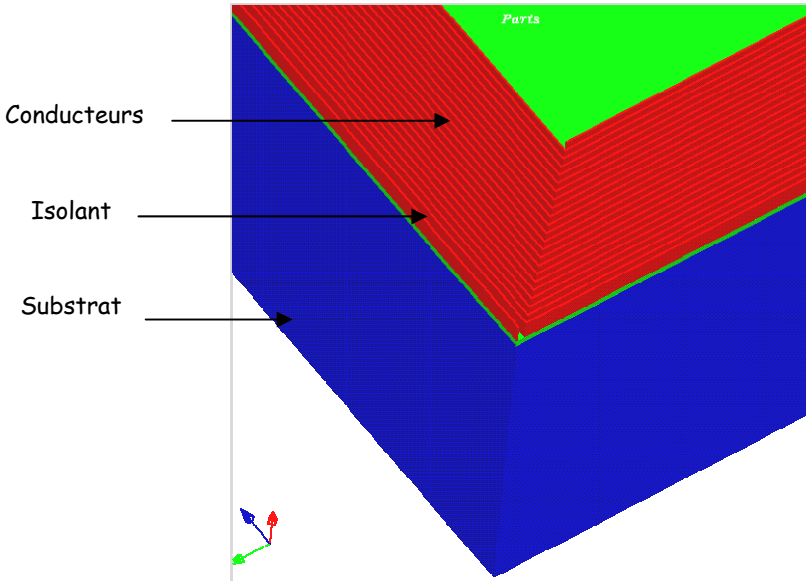


Figure IV-18. Détail de la vue tridimensionnelle de la structure.

Une fois la structure réalisée vient l'étape de maillage. Plusieurs solutions sont possibles : mailler uniquement les conducteurs, ou bien mailler une ou plusieurs couches supplémentaires de la structure. Nous avons vu dans le paragraphe précédent que les diverses capacités parasites d'oxyde et de substrat influencent la valeur de l'inductance. Nous avons donc décidé de mailler l'ensemble de la structure.

Concernant les conducteurs, vu la plage de fréquence fixée de 1Hz jusqu'à 1GHz, l'effet de peau à la surface du conducteur prédomine dans les hautes fréquences. Pour cela, le module MEMHENRY, utilise comme figure élémentaire de maillage, des briques tri-dimensionnelles à 8 nœuds. Pour le reste :

- Les diélectriques n'affectent pas le calcul de l'inductance, et ne nécessitent pas de maillage si l'on veut évaluer uniquement l'inductance de la bobine. Par contre, si l'on veut extraire la capacité parasite d'oxyde C_{ox}, un maillage assez fin est requis sur l'ensemble du volume (la figure élémentaire utilisée pour le maillage des conducteurs est suffisante).
- Le substrat doit lui aussi être maillé afin d'estimer les parasites, en particulier au dessous de chaque fil.

Par la suite, on utilisera une figure de maillage de dimension $\frac{w}{4}$.La figure IV-19 montre pour l'exemple développé dans cette étude un aperçu du maillage des conducteurs.

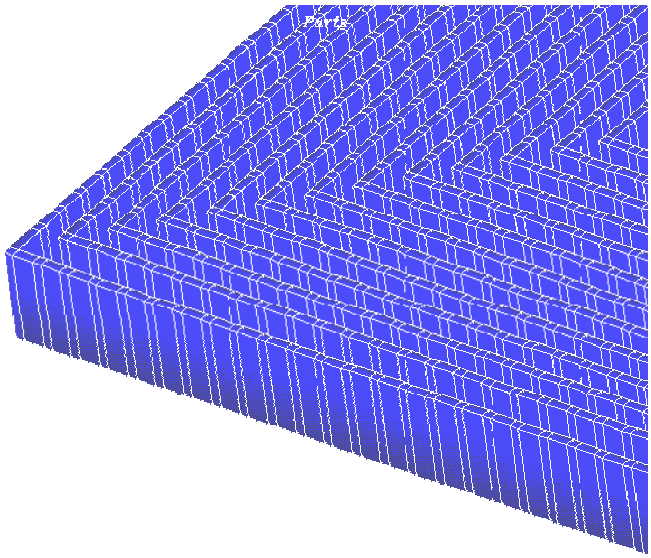


Figure IV-19. Détail de l'inductance maillée.

3.2.2. Résultats de simulations.

Afin de simuler une inductance d'environ 2µH, on obtient après simulation le jeu de dimensions suivant : une largeur *w* égale à 0.3µm, un espacement entre deux conducteurs *s* égal à 0.2µm et une épaisseur *t* égale à 3µm. Les travaux effectués précédemment ont montré que 23 tours environ étaient nécessaires pour obtenir cette valeur d'inductance. COVENTOR permet d'obtenir l'évolution des grandeurs physiques en fonction de la fréquence. La figure IV-20 montre, pour le jeu de dimensions évoqué ci-dessus, la dépendance fréquentielle de l'inductance et de la résistance parasite.

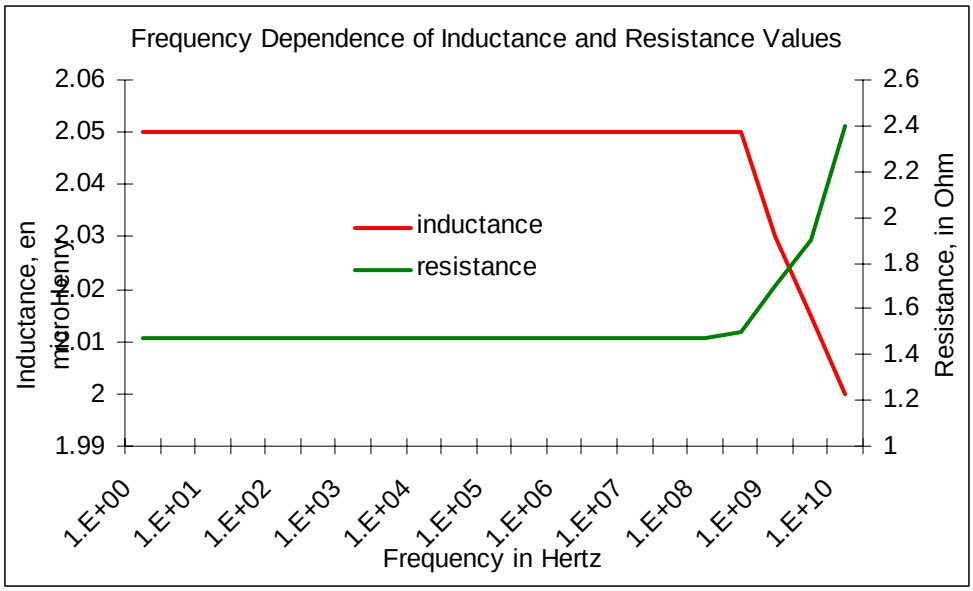
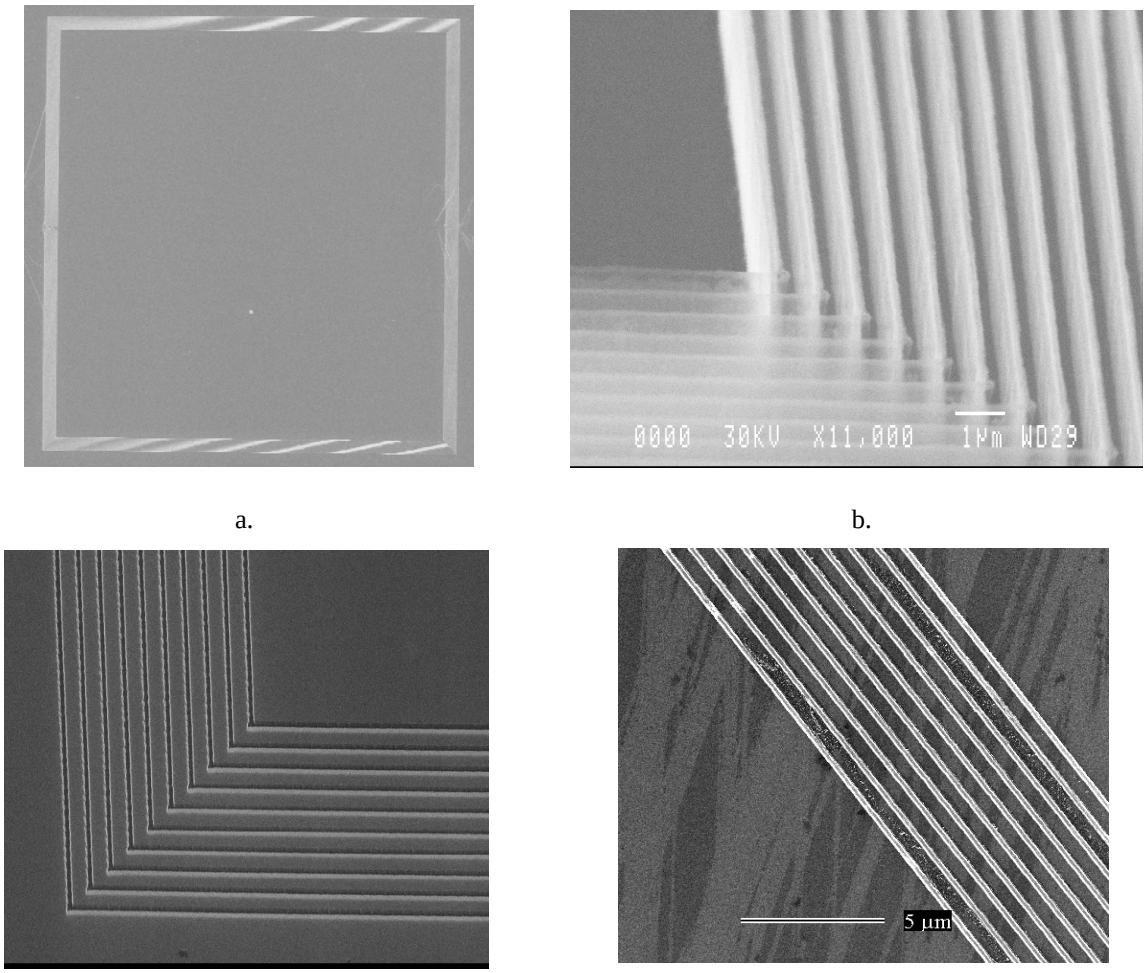


Figure IV-20. Valeur de l'inductance et de la résistance parasite en fonction de la fréquence.

Cela nous permet, d'une part, d'assurer qu'à la fréquence de fonctionnement du convertisseur statique où sera inséré l'objet, les valeurs de R et L ne seront pas modifiées (*fréquence de*

fonctionnement inférieure à 10MHz). D'autre part, les données comprises dans la figure IV-20 constituent le modèle simplifié de l'inductance qui peut être utilisée directement dans l'environnement SABER. En effet, cette possibilité est offerte par les outils de COVENTOR et nous facilite le passage des données d'un simulateur à l'autre.

La figure IV-21 présente des photographies issues des premières réalisations technologiques.



a. b.

c. d.

Figure IV-26. Photographies MEB de l'inductance réalisée.
a. Vue globale – b. et c. Détail d'un angle du moule – d. Conducteurs réalisés

3.3 Modélisation de l'inductance à l'aide de INCA.

INCA (*pour **In**ductance **Ca**lculation*) est un logiciel de CAO développé par le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble (*LEG*) [135-137]. Sa fonction première était d'établir un schéma équivalent des interconnexions à l'aide de constantes localisées, calculées à partir de formulations analytiques exactes, et de déterminer ainsi les impédances globales, les courants et densités de courant

entre différents points du dispositif, ainsi que les inductances parasites des structures d'électronique de puissance, par la méthode PEEC (*Partial Element Equivalent Circuit*) [139].

Cette application a souvent été testée pour l'extraction de valeurs d'inductances et de résistances de connectique pour de nombreuses technologies. Dans cette étude, il est évalué par rapport aux méthodes précédemment pour des inductances planaires ayant des structures semblables à celles de la figure IV-21. Notre objectif est de comparer cet outil à l'outil commercial précédemment testé, pour en connaître ses performances et ses limites. Il est à noter que cet outil n'avait jamais été évalué avec des dimensions sub-microniques. De par sa méthode de résolution, la prise en compte par INCA de l'environnement des diverses boucles de courant est simplifiée.

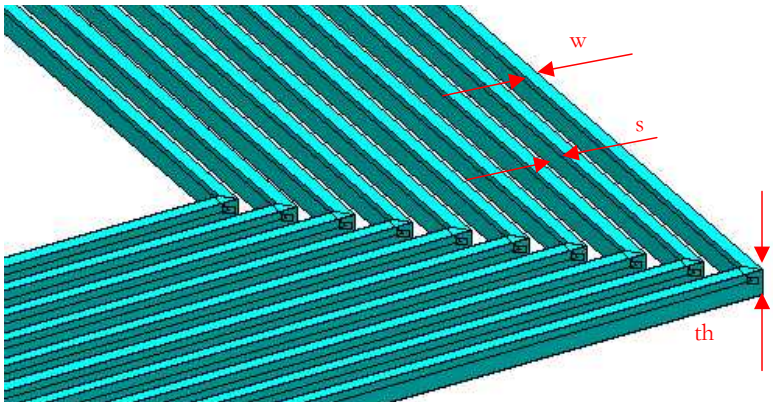


Figure IV-21. Détail de l'inductance sous INCA et conventions prises.

3.4 Comparaison des résultats obtenus avec les trois méthodes.

La figure IV-22 présente les valeurs d'inductance en fonction du nombre de tours pour les trois, méthodes (*Grover, INCA et COVENTOR*) à évaluer.

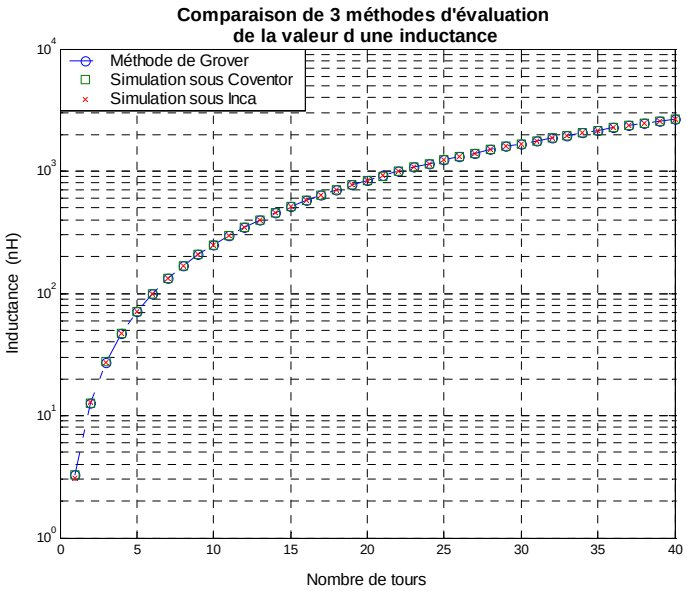


Figure IV-22. Comparaison des trois méthodes d'évaluation de l'inductance en fonction du nombre de tours.

Pour le jeu de paramètres choisis, on remarque une excellente concordance des résultats entre les trois méthodes. Il est à noter, tout de même, une surévaluation de l'inductance par MEMHENRY et une sous-évaluation par INCA. Etant données les faibles différences, nous précisons en figure IV-23 le pourcentage d'écart des deux méthodes aux éléments finis par rapport à la méthode de Grover.

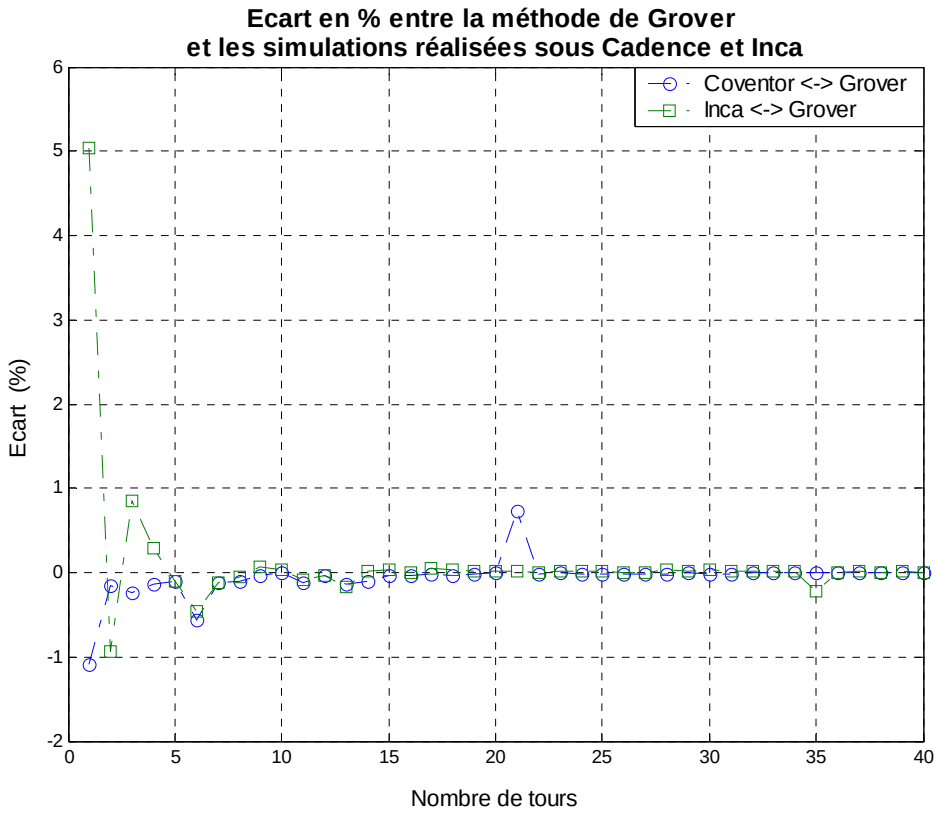


Figure IV-23. Erreurs entre les deux méthodes aux éléments finis et la méthode numérique de Grover.

Une des explications de la différence entre les deux méthodes numériques peut venir de la prise en compte par les simulateurs des diverses couches des processus technologiques. Ainsi, si l'influence du substrat et des diverses couches isolantes lors des simulations était négligé ou trop simplifiée, des erreurs peuvent être faites sur l'évaluation de l'impédance totale de l'objet.

Pour effectuer une comparaison plus précise des deux outils de simulation, considérons comment chaque modèle d'inductance peut être évalué. Analysons comment les couches d'isolant et du substrat sont prises en compte par les deux simulateurs.

4. Simulation globale du convertisseur statique [139].

La dernière étape de notre travail de modélisation a consisté à simuler un convertisseur intégré dans sa globalité, dans le but de réaliser une alimentation intégrée pour microsystèmes. Notre but est

d'intégrer le modèle SABER de l'inductance simulée dans l'environnement COVENTOR dans le modèle du circuit fait sous SABER. Nous examinons donc, dans un premier temps, le dimensionnement du convertisseur statique de type Boost, puis les formes d'onde de sortie obtenues avec notre modèle d'inductance.

4.1 Adaptation d'une inductance intégrée à des convertisseurs statiques.

Dans cette partie, un convertisseur de type Boost est étudié afin d'assurer à terme la tension de basculement du miroir. La structure est présentée en figure IV-24. Les hypothèses de simulation sont une tension d'entrée V_{in} de 3V et une tension de sortie V_{out} de 10V, afin de garantir un rendement de conversion. Le courant maximum d'entrée souhaité est de l'ordre de 1A.

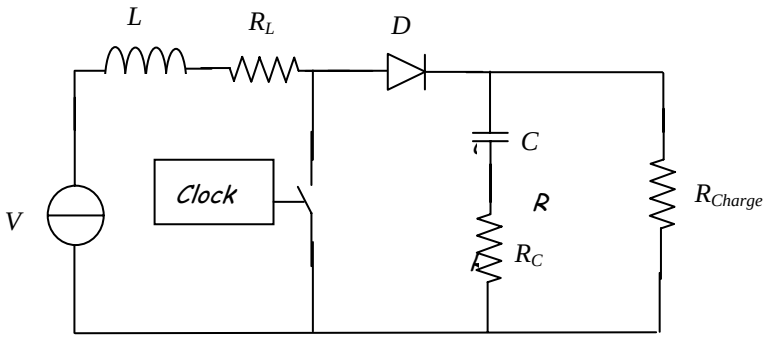


Figure IV-24. Structure Boost simulée sous SABER.

Si on considère que le Boost fonctionne en régime continu, on peut alors appliquer les relations classiques pour évaluer le rapport cyclique α théorique à appliquer, pour assurer une parfaite adaptation entre l'entrée et la sortie :

$$V_{out} = \frac{1}{1-\alpha}.V_{In} \quad \Leftrightarrow \quad \alpha = 1 - \frac{V_{In}}{V_{Out}} \qquad \text{(IV-28)}$$

Comme V_{in} et V_{Out} doivent être respectivement égales à 3V et 10V, on en déduit que le rapport cyclique α théorique doit être égal à 0.7. De même, si le rendement du convertisseur est très élevé (*assimilé à 100% dans le cas idéal*), alors le courant de sortie I_{Out} théorique est donné par (IV-29), et vaudra 0.3A

$$I_{Out} = (1-\alpha).I_{In} \qquad \text{(IV-29)}$$

Après évaluation du courant de sortie, on peut en la valeur de la résistance de charge R_{Charge}, telle que :

$$R_{Charhe} \geq \frac{V_{Out}}{I_{Out}} \Leftrightarrow R_{Charhe} \geq 33.3\Omega \qquad \text{(IV-30)}$$

Etant donnée la valeur de la résistance de charge, très grande devant la valeur de la résistance série classique d'une inductance en discret (*quelques mΩ*), on peut faire l'hypothèse de négliger l'influence de la résistance série de l'inductance pour le reste du dimensionnement.

Si l'on suppose que le courant de sortie moyen est égal à 0.3A et si la fréquence de commutation du transistor MOSFET est de 10MHz, on en déduit la valeur de la capacité de filtrage de sortie :

$$C = I_{Charge-\max} \cdot \frac{dt}{dV} \quad \Leftrightarrow \quad C \geq I_{Charge-\max} \cdot \frac{T}{\Delta V_{Out}} . \alpha_{\max} \qquad \text{(IV-31)}$$

Pour obtenir un filtrage correct de la tension de sortie, on fixe le taux d'ondulation maximal $\frac{\Delta V_{Out}}{V_{Out}}$ égal à 2% pour α_{max} égal à 0.8. Dans ces conditions. La capacité égale à 0.15µF peut convenir. Il nous reste à évaluer la valeur de l'inductance qui permet de lisser le courant de sortie et stocker une partie du courant durant la première partie de la période. La tension aux bornes de l'inductance est donnée par :

$$V_L = L . \frac{dI}{dt} \quad \Leftrightarrow \quad L = V_L \cdot \frac{dt}{dI} \qquad \text{(IV-32)}$$

Quand le MOS est en mode de conduction, la tension aux bornes de l'inductance est égale à la tension d'entrée, soit :

$$L \geq V_{Out} . T . \alpha_{\max} \cdot \frac{1}{\Delta I} \qquad \text{(IV-33)}$$

On se fixe ΔI=10% du courant moyen traversant l'inductance. La valeur de 2µ pour l'inductance peut convenir. Les simulations conduites sous SABER, avec les valeurs de L et C définies ci-dessus, assurent bien les taux d'ondulation de tension et de courant fixées dans le cahier des charges.

4.2 Simulation du convertisseur avec une inductance intégrée.

Considérons tout d'abord l'extraction du modèle SABER de l'inductance, sous COVENTOR. Lors des simulations, les valeurs des différents composants du modèle ont été extraites, ainsi que leur dépendance fréquentielle, comme vu dans la figure IV-20.

Introduisons le modèle de l'inductance simulé sous COVENTOR dans l'environnement SABER. Le schéma équivalent du circuit devient alors celui de la figure IV-25.

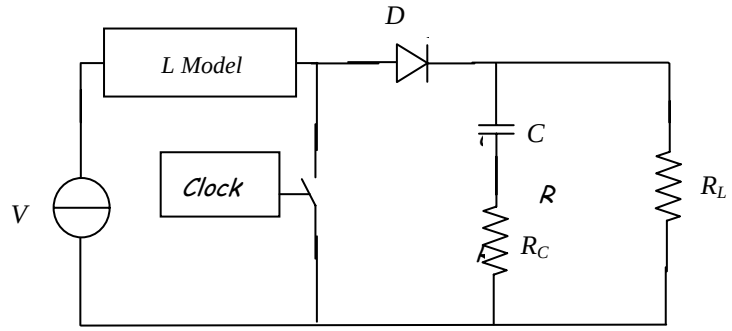


Figure IV-25. Structure du Boost simulée incluant le modèle COVENTOR de l'inductance.

On obtient les formes d'ondes en sortie de la figure IV-26. On remarque que les objectifs ont été atteints, à savoir un taux d'ondulation en sortie inférieur à 1%, ainsi qu'une tension de sortie proche de 10V.

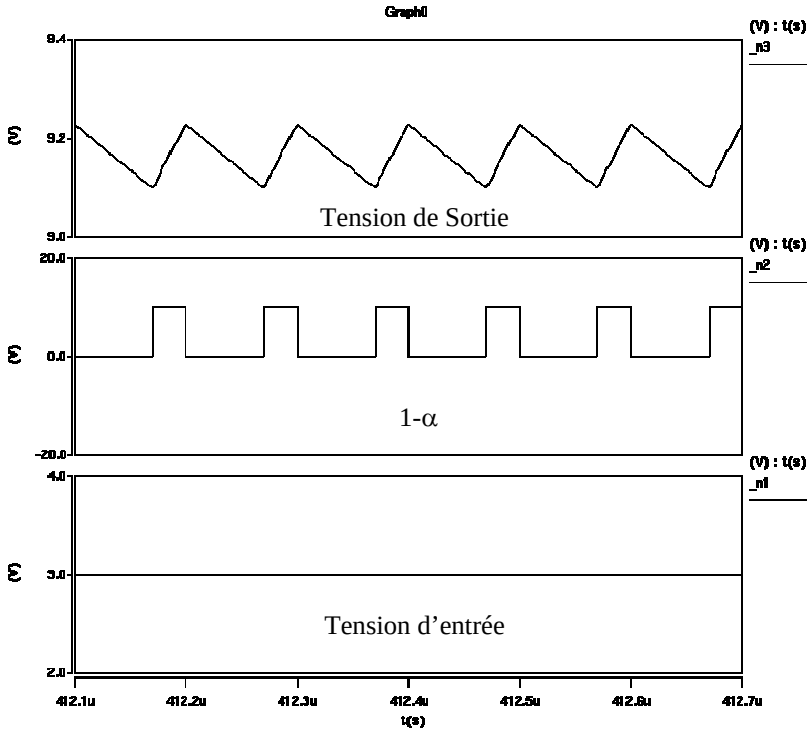


Figure IV-26. Formes d'ondes simulées sous SABER des tensions des convertisseurs.

Les résultats de simulation montrent que l'on arrive à obtenir une tension proche de celle du cahier des charges en sortie de 10V, mais il a fallu pour cela appliquer un rapport cyclique supérieur au rapport cyclique théorique calculé. Cela provient directement de l'influence de la résistance série de l'inductance intégrée.

5. Réalisations technologiques associées. Conclusion.

Les travaux que nous avons présenté dans ce chapitre ont eu pour but de réaliser des études préliminaires sur l'intégration des convertisseurs statiques, en vue d'aider la réalisation des alimentations intégrées pour microsystèmes. Notre travail, ciblé sur l'intégration d'éléments passifs sur silicium, a permis de simuler dans son intégralité le convertisseur associé à l'inductance micro-usinée.

Le développement technologique associé à cette étude de simulation se poursuit actuellement au sein du laboratoire par les travaux menés notamment par Thomas Ricart et Alain Salles, encadrés par Corinne Alonso et Christophe Vieu. Ils s'orientent vers l'utilisation des nano-technologies et leur mise au point dans le domaine de la conversion de puissance. Quelques réalisations technologiques permettant la mise au point des spires sont décrites dans les figures de la page suivante.

Conclusion générale.

« La psychologie, y'en a qu'une : défourailler le premier ! »
Pascal

Conclusion générale.

Les travaux effectués dans le cadre de cette thèse apportent une contribution dans le domaine des microsystèmes optiques, par le développement de modèles d'une part, analytiques et d'autre part, aux éléments finis, permettant de mettre au point des micro-miroirs destinés à effectuer des opérations de multiplexage-démultiplexage en longueur d'onde, ou d'adressage optique.

Ainsi, dans le chapitre 2, consacré à la modélisation proprement dite des objets optiques, deux approches ont été confrontées. La première est une approche analytique, qui a permis de développer et améliorer des modèles mécaniques de calcul de la raideur d'une barre de torsion mise en rotation. Les principaux résultats, montrant la pertinence de ces modèles, ont été ensuite comparés à une nouvelle approche aux éléments finis. A travers un logiciel dédié à la conception de microsystèmes, commercialisé par COVENTOR. Nous avons pu ainsi montrer que l'anisotropie des matériaux, et en particulier du silicium, n'était pas prise en compte dans le calcul de la raideur par le logiciel. Nous avons alors proposé une solution, pour pallier cet inconvénient, à travers l'établissement d'un facteur correctif. Dans le domaine particulier de l'électrostatique, par une approche identique, nous avons également confronté des modèles analytiques et aux éléments finis. Dans ce domaine, une bonne concordance des résultats, notamment par la prise en compte conjointe des phénomènes de Pull-In, nous a permis de valider ce logiciel et d'obtenir les premiers modèles servant à la conception du micro-miroir.

Dans le chapitre 3, une illustration des performances des modèles décrits dans le chapitre précédent a été effectuée, à travers le développement de structures à base de micro-miroirs innovantes, ayant fait l'objet d'un brevet industriel. La partie conception de l'objet micro-miroir est ainsi détaillée. La caractérisation des objets réalisés par TRONIC'S Microsystems a été réalisée par GN NETTEST, et a montré une bonne concordance entre les résultats simulés et pratiques.

Les travaux réalisés dans le contexte de cette thèse, à travers les échanges entre laboratoire et industrie, ont permis d'acquérir une expérience importante dans le domaine des microsystèmes optiques, qui peut être utilisée pour développer de nouvelles structures dans le domaine des télécoms.

En particulier, dans le domaine de l'adressage, un des buts à atteindre aujourd'hui est de réaliser des matrices 2D, afin d'augmenter le nombre d'entrées et de sorties des commutateurs.

Le chapitre 4, qui se veut ouvrir de nouvelles perspectives pour les microsystèmes, en étudiant de plus près les alimentations, ne font pas fait l'objet d'études spécifiques jusque ici. En effet, jusqu'à aujourd'hui, les MEMS et MOEMS se focalisaient sur la fonction à assurer, en laissant de coté les problèmes d'alimentation. Pour le développement futur des microsystèmes, il est aujourd'hui essentiel d'aborder les problèmes de miniaturisation des alimentations, ainsi que leur conception spécifique pour qu'elles présentent de faibles consommations. Pour cela, il faut élaborer des étages d'adaptation spécifiques à la conversion de puissance et aux diverses micro-sources d'énergie. En effet, assurer l'adaptation de telles sources d'énergies aux diverses applications visées., autant par la structure que par la commande, est un problème de recherche à part entière faisant appel à plusieurs disciplines de la physique.

L'illustration faite dans ce chapitre ne concerne que le développement d'une méthodologie pour élément de stockage passif. Cette illustration s'inspire fortement de l'expérience acquise dans la modélisation développée dans le chapitre 2, et montre une entière compatibilité en taille avec des objets micro-usinés. La technologie associée à ces objets, en cours de développement, fait appel à diverses compétences développées par le LAAS-CNRS. Un exemple d'application de ces objets inductifs à un convertisseur statique montre bien que par des structures adéquates de conversion, on pourra à terme réaliser des alimentations entièrement compatibles en taille et en consommation avec les applications. Pour cela, des travaux sur l'amélioration des matériaux et des filières technologiques de conversion de puissance doivent être renforcés pour s'adapter aux critères fort courant, très faible tension ou bien dans un autre domaine, forte tension, courant faible.

Il sera probablement nécessaire que, pour arriver à une alimentation complètement intégrée, les structures actuelles adaptées à des composants discrets ne puissent pas être directement miniaturisées. Il faudra ainsi faire preuve d'innovation dans des structures spécifiques réalisant la même fonction qu'en discret.

Des travaux de recherche d'envergure, dans l'optique développée dans cette thèse, comprenant le développement de filières technologiques MEMS allant de la fonction à l'alimentation sont nécessaires pour qu'un jour, des solutions complètes soient disponibles sur le marché.

Références bibliographiques.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] R.H.K., "Optical Networks : global competition for new LH DWDM buildings in Fierce", *Telecommunications Industry Analysis*, pp.1-10, 2002.

[2] J.D.S. *Uniphase Annual Reports*, 2002.

[3] R-W. Waynant, J. Lowell, "Electronic and Photonic Circuits and Devices", John Wiley and Sons, 232p., 1999.

[4] S. Renard, B. Estibals, V. Gaff, « Optical MEMS Components become Key Players in Optical Networks", Europhotonics, n° April/May01, pp. 33-35, 2001

[5] K. Hogari, T. Matsumoto, "Electrostatically Driven Fiber-Optic Micromechanical On/Off Switch and its Application to Subscriber Transmission systems", *IEEE Journal of Ligthwave Technology*, col. 8, n°5, pp. 722-727, 1990.

[6] R. Jebens, W. Trimmer, J. Walker, "Microactuators for aligning optical fibers", *Sensors and Actuators*, vol. 20, pp. 65-73, 1989.

[7] S. Nagasawa, H. Furukawa, T. Satake, N. Kashima, "New type of optical switch with a plastic-molded ferrule", *Trans. Insst. Electron. Inf. Commun. Eng*., vol. E70, n^0 8, pp. 696-698, 1987.

[8] C. Gonzalez, S-D. Collins, "Micromachined 1xN Fiber-Optic switch", *IEEE Photonics Technology Letter*, vol. 9, n^0 616, 1997.

[9] C. Gonzalez, S-D. Collins, "Micro Joinery : Micromachined Translational Stages for Optomechanical Devices and Systems", *Proceddings of the 1997 International Conference on Solid States Sensors and Actuators*,, 1997.

[10] S-D. Collins, A-P. Wallace, R-L. Smith, J-M. Sirota, C. Gonzalez, "Microphotonics Systems Implementation", *Transducers '99*, 1999.

[11] S. Nagaoka, "Micro-Magnetic Alloy Tubes for Switching and Splicing Single-Mode Fibers", *Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Microelectro mechanical systems (MEMS'91)*, pp. 86-91, 1991.

[12] S. Nagaoka, "Optomechanical Switches for Fiber-Optic Communications Systems", *Proceedings of SPIE International Conference on Optical Fabrication and Testing*, vol. 2576, pp. 383-394, 1995.

[13] S. Nagaoka, "Compact Latching Type Single mode fiber Switches Fabricated by a fiber micromachining technique and their practical applications", *IEEE Journal Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no1, pp.35-46, 1999.

[14] L-A. field, D-L. Burriesci, P-R. Robrish, R-C. Ruby, "Micromachined 1x2 optical-fiber switch", *Sensors and Actuators*, vol. 53, pp. 311-315, 1996.

[15] M. Hoffmann, P. Kopka, E. Vosges, "All-Silicon Bistable Micromechanical Fiber Switch Based on Advanced Bulk Micromachining", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no 5, pp. 46-51, 1999.

[16] M. Hoffmann et al., "Optical fibre switches based on fullwafer silicon micromachining", *Journal of Micromechanic and Microengineering*, vol. 9, pp. 151-155, 1999.

[17] P. Kopka, M. Hoffmann, E. Vosges, „Coupled U-shaped cantilever actuators for 1x4 and 2x2 optical fibre switches", *Journal of Micromechanic and Microengineering*, vol. 10, pp. 260-264, 2000.

[18] M. Hoffmann, D. Nusse, E. Vosges, "Electrostatic parallel-plate actuators with large deflections for use in optical moving-fibre switches", *Journal of Micromechanic and Microengineering*, vol. 11, pp. 323-328, 2001.

[19] M. Hoffmann, E. Vosges, "Bulk silicon micromachining for MEMS in optical communication systems", *Journal of Micromechanic and Microengineering*, vol. 12, pp. 349-360, 2002.

[20] Hara, Hane, Kohl, „Si Micromechanical Fiber-Optic Switch with shape memory alloy actuator", *Transducers '99*, 1999.

[21] Site internet : http://www.fzk.de/imt/efe1.htm#fe1

[22] M-F. Dautartas, A-m. Benzoni, Y-C. Chen, G-E. Blonder, B-H. Johnson, C-R. Paola, E. rice, Y-H. Wong, « A Silicon-Based Moving Mirror Optical Switch", *Journal of Ligthwave Technology*, vol. 10, no 8, pp. 1078-1085, 1992.

[23] T. Matsuura et al. "Silicon micro optical switching device with an electromagnetically operated cantilever", *10th International Conference on Solid State Sensors and Actuators, Transducers '99*, 1999.

[24] R-A. Miller, Y-C. Tai, G. Xu, J. Bartha, F. Lin, *Transducers 1997*, 1997.

[25] S-S. Lee, L-Y. Lin, M-C. Wu, „surface micromachined free-space fiber-optic switches", *Electronic Letter*s, vol. 31, no 17, pp. 1481-1482, 1995.

[26] S-S. Lee, L-S. Huang, C-J. kim, M-C. Wu, „Free-Space Fiber-optic Switches based on MEMS Vertical Torsion Mirrors", *IEEE Journal of Ligthwave Technology*, vol. 17, no 1, pp. 7-13, 1999.

[27] M. Pai, N-C. Tien, "Current-controlled bi-directional electrothermally actuated vibromotor", *Transducers '99*, 1999.

[28] M. Pai, N-C. Tien, "Polysilicon Actuated Micromirror for Large Matrix Optical Cross-Connects", *MOEMS 99*, pp. 30-33, 1999.

[29] M. Pai, N-C. Tien, "Low voltage electrothermal vibromotor for silicon optical bench applications", *Sensors and Actuators*, vol. 83, no 1-3, 22 pp 237-243, 2000.

[30] C. Marxer, M-A. Gretillat, N-F. de Rooij, R. Battig, O. Anthamatten, B. Valk, "Vertical mirrors fabricated by deep reactive ion etching for fiber-optic switching applications", *IEEE Journal of Microelectronechanical Systems*, vol. 6, no3, pp. 277-285, 1997.

[31] C. Marxer, N-F. de Rooj, "MEMS for applications in fiber optic communication", *IEEE LEOS '98*, vol. 1, pp. 26-27, 1998.

[32] C. Marxer, N-F. de Rooj, "Micro-Opto-mechanical 2/spl times/2 switch for single-mode fibers based on plasma etching for silicon mirror and electrostatic actuation", *IEEE journal of Ligthwave Technology*, vol. 17, no 1, pp. 2-6, 1999.

[33] C. Marxer, M-A. Gretillat, N-F. de Rooij, R. Battig, O. Anthamatten, B. Valk, P. Vogel, "Reflective duplexer based on silicon micromechanics for fiber-optic communication", ", *IEEE journal of Ligthwave Technology*, vol. 17, no 1, pp. 115-122, 1999.

[34] W. Noell, P-A. clerc, L. Delmann, B. Guldimann, H-P. Herzig, O. Manzardo, C. Marxer, K-J. Weible, R. Dandliker, N-F. de Rooij, "Applications of SOI based Optical MEMS", *IEEE Journal on Selected Topics in quantum Electronics*, vol. 8, no 1, pp. 148-154, 2002.

[35] Site Internet : http://www.sercalo.com/

[36] A-A. Yasseen, J-N. Mitchell, J-F. Klemic, D-A. Smith, M. Mehregany, "A rotary electrostatic micromotor 1x8 optical switch", *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no 26, 1999.

[37] A-A. Yasseen, J. Mitchell, T. Streit, D-A. Smith, M. Mehregany, "A rotary electrostatic micromotor 1/spl times/8 optical switch", *Proceedings of the Eleventh Annual Workshop on International Micro Electro Mechanical Systems*, pp. 116-120, 1998.

[38] N-A. Riza, S. Sumriddetchkajorn, “Fault-tolerant insensitive photonic delay architectures using two-dimensional digital micromirror devices”, Optics Communications, vol. 160, issue 4-6, pp. 311-320, 1999.

[39] F. Bitte, G. Dussler, T. Pfeifer, “3D micro-inspection goes DMD”, Optics and Lasers in Engineering, vol. 36, Issue 2, pp. 155-167, 2001.

[40] W-M. Duncan, T. Bartlett, B. Lee, D. Powell, P. Rancuret, B. Sawyers, “Dynamic optical filtering in DWDM systems using the DMD”, Solid-State Electronics, vol. 46, Issue 10, pp. 1583-1585, 2002.

[41] R-M. Boysel, T-G Mac Donald, G-A. Magel, G-C. Smith, J-L; Leonard, “Integration of Deformable Mirror Devices with optical fibers and Waveguides”, *SPIE Integratd Optics and Microstructures*, vol. 1793, p. 34-39, 1992.

[42] H. Toshiyoshi, H. Fujita, “Elestrostatic Micro Torsion Mirrors for an Optical Switch Matrix”, *IEEE Journal of MicroelectroMechanical Systems*, vol.5, no 4, pp. 231-237, 1996.

[43] H. Toshiyoshi, D. Miyauchi, H. Fujita, “Electromagnetic Torsion Mirrors for Self-Aligned Fiber Optic Cross-connectors by Silicon Micromachining *IEEE Journal of Selected Topics in quantum Electronics*, vol. 5, pp. 10-17, 1999.

[44] D. Hah, S. Huang, H. Nguyen, H. Chang, J.-C. Tsai, M. C. Wu, H. Toshiyoshi, "Low Voltage MEMS Analog Micromirror Arrays with Hidden Vertical Comb-Drive Actuators," *2002 Solid-State Sensor, Actuator and Microsystems Workshop (Hilton Head 2002)*, June 2-6, 2002.

[45] H. Mita, P. Helin, H. Toshiyoshi, H. Fujita, D. Miyauchi, *Proceedings of the Transducers ’99*, papier 2A3.4, 1999.

[46] T. Akiyama, D. Collard, H. Fujita, “Scratch Drive actuator with mechanical links for self-assembly of three-dimensional MEMS”, *IEEE Journal of MicroelectroMechanical Systems*, vol.6, no 1, pp. 10-17, 1997.

[47] L-Y. Lin, E-L. Goldstein, R-W. Track, „free-Space micromachined optical switches with submillisecond switching-time for large-scale optical cross-connects*”, IEEE Photonics Technology Letter*, vol 10, pp. 525-527, 1998.

[48] L-Y. Lin, “Micromachined free-space matrix switches with submillisecond switching time for large-scale optical cross-connect”, *OFC’98*, 1998.

[49] L-Y. Lin, E-L. Goldstein, R-W. Track, “Free-space Micromachined Optocal Switches for Optical Networking*”, IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 5, no 4, pp. ??-??, 1999.

[50] T. Kanai, A. Nagayama, S. Inagaki, K. Sasakura, “Automated Optical Main Distributing Frame System”, *OFC/IOOC Technical Digest*, 4TuO5, pp.74-75, 1993.

[51] J-L. Jackel, J-J. Johnson, W-J. Tomlinson, “Bi-stable optical switching using electrochemically generated bubles”, *Optics Letters*, vol. 15, no 24, pp. 1470-1472, 1990.

[52] M. Sato, “Electrocapillarity optical switch”, *IEICE Trans. Commun*. Vol. E77-B, no 2, pp. 197-203, 1994.

[53] M. Makihara, M. Sato, F. Shimokawa, Y. Nishida, “Micromechanical Optical Switches Based on Thermocapillary Integrated in Waveguides Substrate, *IEEE Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, pp. 14, 1999.

[54] H. Bezzaoui, E. Voges, “Integrated optics combined with micromechanics on silicon”, *Sensors and Actuators*, vol. A29, pp. 212-223, 1991.

[55] M. Hoffmann, H. Bezzaoui, E. Voges, “Micromechanical cantilever resonators with integrated optical interrogation*”, Sensors and Actuators*, vol. A44, pp. 71-75, 1994.

[56] T-T-H. Eng, S-Y-S. Sin, S-C. Kan, G-K-L. Wong”, Micromechanical Optical Switching with Voltage Control using SOI Movable Integrated Optical Waveguides”, *IEEE Photonics Technology Letters*, vol. 7, no 11, pp. 1297-1299, 1995.

[57] E. Ollier, P. Labeye, F. Revol, “Micro-opto mechanical switch integrated on silicon”, *Electronic Letters*, vol.31, no 23, pp. 2003-2005, 1995.

[58] E. Ollier, P. Labeye, F. Revol, “a micro-opto-mechanical switch integrated on silicon”, *Digest IEEE/LEOS 1996 Summer Tropical Meetings*, pp. 71-72, 1996.

[59] E. Ollier, “Optical MEMS Devices based on Moving Waveguides”, *IEEE Journal on Selected Topics in Quantum Electronics*, vol. 8, no1, pp. 155-162, 2002.

[60] D. Kobayashi, H. Okano, H. Otsuki, K. Sato, M. Horino, “Magnetically Driven Micromechanical Optical Switch”, *Proceedings of CLEO’97*, pp. 267, 1997.

[61] K. Sato, M. Horino, T. Akashi, N. Komatsu, D. Kobayashi, “Mechanical Optical Switch of a plane type with Electromagnetic Actuators”, *Proceedings of CLEO’97*, pp. 201, 1997.

[62] F. Larnaudie, « Micro-miroir rotatif à actionnement électrostatique réalisé en technologie silicium : de la conception à la caractérisation », thèse soutenue le 10 Novembre 2000, rapport LAAS n° 00605, 2000.

[63] Site Internet : http://www.coventor.com

[64] Site Internet : http://www.cadence.com

[65] B. Estibals, J-Y. Fourniols, J-L. Noullet, A. Martinez, “MEMS Design, Realisation and Characterisation in an Educational Context”, *IEE Engineering and Education Science*, vol. 11, n° 6, Octobre 2001.

[66] T. Mukherjee, “CAD for Integrated MEMS Design”, *Proceedings of SPIE 2000*, vol. 4019, pp. 3-14, 2000.

[67] M-H. Zaman, S-F. Bart, J-R. Gilbert, N-R. Swart, M. Mariappan, “An environment for Design and Modeling of Electromechanical Micro-Systems”, *Journal of Modeling and Simulation of microsystems*, vol. 1, n° 1, pp. 65-76, 1999.

[68] S-D. Senturia, “Simulation and Design of Microsystems : a 10-year perspective”, *Sensors and Actuators*, vol. A67, pp, 1-7, 1998.

[69] B-F. Romanowicz, S-F. Bart, J-R. Gilbert, “Integrated CAD Tools for Top=down Design of MEMS/MOEMS systems”, *Proceedings of SPIE*, vol. 3680, pp. 171-178, 1999.

[70] Site Internet : http://www.avanti.com

[71] J-R. Gilbert, R. Legtenber, S-D. Senturia, “3D Coupled Electro-mechanics for MEMS : Applications of CoSolve-EM”, *Proceedings of IEEE MEMS*, Amsterdam, pp. 122-127, 1995.

[72] M. Varghese, S-D. Senturia, J-R. Gilbert, V. Rabinovich, “Automatic Reduced-Order Modeling in MEMCAD using Modal Basis Functions,”, *Proceedings of Transducers’01*, Eurosensors XV, Munich, 2001.

[73] W-C. Young, “Roark’s Formulas for Stress and Strains”, *Mc Graw-Hill Book Compagny*, 6th Edition, 1989.

[74] L. Landau, E. Lifchitz, « Théorie de l’élasticité », *éditions MIR*, Moscou, 1971

[75] Bellcore, « Generic Reliability Assurance Requirements for Passive Optical Components », Generic requirements, GR-1221-CORE, issue 2, Janvier 1999.

[76] P-J. Brosens, « Dynamic Mirror Distorsions in Optical Scanning », Applied Optics, Vol. 11, num. 12, pp 2987-2989, Décembre 1972.

[77] http://www.tronics-mst.com

[78] M. Bruel, « Silicon on Insulator material technology », Electronics Letters, Vol. 31, num. 14, pp 1201-1202, Juillet 1995.

[79] M. Bruel, « De SIMOX à SMART-CUT : deux procédés de fabrication de matériau SOI bien implantés au LETI », CEA-LETI, département de microtechnologies, brochure interne.

[80] B. Diem, R. Truche, S. Viollet-Bosson, G. Delapierre, « SOI Simox from bulk to surface micromachining, a new age for silicon sensor and actuators », Sensors and Actuators, vol. A46-47, pp 8-16, 1995.

[81] S. Renard, « Industrial MEMS on SOI », Journal of micromechanical and Microengineering, vol. 10, pp 245-249, 2000.

[82] site Internet : http://www.soitec.com

[83] H. Urey, D. Wine, T. Osborn, « Optical performance requirements for MEMS-scanner based microdisplays », SPIE Proceedings in MOEMS and Miniaturized Systems, vol. 4178, pp 176-185, 2000.

[84] J.E. Ford, V.A. Aksyuk, D.J. Bishop, J.A Walker, « Wavelength Add-Drop Switching Using Tilting Micromirrors », *Journal of lightwave technology* , Vol. 17 , n°5 , pp 904-911, 1999.

[85] F. Forest, « Electronique de puissance basse tension, haut rendement pour les applications portables », *Proceedings of Journées du Club EEA*, Paris, pp. 97-106, 2002

[86] A-B. Frazier, R-O. Warrington, C. Friedrich, „The Miniaturization Technologies : Past, Present and Future", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no 5, pp. 423430, 1995

[87] S. Raud, « Les Micro-sources d'énergie », *Etats-Unis Microélectronique*, n° 27, pp. 6-14, 2002.

[88] H.Hakim , J-P.Laur , J-L.Sanchez , E.Scheid , P.Dubreuil, "Nonlinear capacitors integration", *International Semiconductor Conference (CAS'2000)*, Sinaia (*Roumanie*), Vol.1,pp.303-306, 2000.

[89] J-P. Ferrieux, F. Forest, « Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance : principe, composants et modélisation », Masson, 2ème édition, 1994.

[90] N. Senouci, « Microconvertisseurs de tension continu-continu pour des applications microsystèmes », Thèse LAAS n° 98151, 1998.

[91] M. Quirke, J. Barret, M. Hayes, "Planar magnetic component Technology, a review" *IEEE Trans. Comp., Hybrids, Manufact. Technol.*, vol. 15, n°5. pp 884-892, 1992.

[92] R. Prieto, O. Garcia, R. Asensi, J. Cobos, J. Uceda, "Optimising the performance of planar transformers", *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 415-421, 1996.

[93] J. Park, M. Allen, "low Temperature fabrication and Characterisation of integrated packaging compatible, ferrite-core magnetic devices", *Proceedings of IEEE Applied Power Electronics Conference*, pp. 361,-367, 1996.

[94] B. Carsten, "Transformer Rectifier", Brevet américain numéro 4 635 179, 1987.

[95] A. Lofti, F. Lee, "Design of high frequency hybrid power transformer", *Proceedings of IEEE International Workshop on Power Packaging (IWIPP)*, pp. 39-43 , 1998.

[96] P. Gradzki, F. Lee, "Design of high-frequency hybrid power transformer", *Proceedings of 6th Annual VPEC Power Electronics Seminar*, pp. 319-326, 1988.

[97] J. Cobos, M. Rascon, L. Alvarez, S. Ollero, M. De Graf, W. Wanders, "Low profile and low output voltage DC/DC converters for on-board power distribution using planar magnetics", *Proceedings of IEEE Industry Applications Society, (IAS) Annual Meeting*, pp. 1153-1158, 1997.

[98] P. Barnwell, T. Jackson, "Low profile, high frequency power supplies using thick film planar transformers", *Proceedings of the 9th Eur. Hybrid Microelectronics Conference*, pp. 93-97, 1996.

[99] K-I. Arshak, A. Ajina, D. Egan, "Development of screen-printed polymer thick film planner transformer using Mn-Zn ferrite as core material", *Microelectronics Journal*, vol. 32, pp. 113-116, 2001.

[100]K. Yanagisawa, A. Tago, T. Ohkubo, H. Kuwano, "Magnetic micro-actuator", *Proceedings of the 4th IEEE Workshop on Microelectromechanical Systems*, Japan, pp. 120-124, 1991.

[101] I-J. Busch-Vishniac, "the case for magnetically driven micro-actuators", *Sensors and Actuators*, vol. A-33, pp. 207-220, 1992.

[102] R. Miller, G. Burr, Y-C. Tai, C-M. Ho, « surface micro-machined magnetic actuators", *Proceedings of the IEEE Microelectromechanical Systems Workshop*, pp. 57-62, 1994.

[103] M. Kimura, N. Miyakoshi, M. Diabow, « A miniature opto-electric transformer », *Proceedings of the IEEE Microelectromechanical Systems Workshop*, pp. 227-232, 1991.

[104] M. Mino, T. Yachi, A. Tago, K. Yanagisawa, K. Sakakibara, "A new planar transformer for use in micro-switching converters", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 28, pp. 1969-1973, 1992.

[105] C-H. Ahn, Y-J. Kim, M-G. Allen, „A fully integrated micro-machined toroidal inductor with a nickel-iron magnetic core (switched DC/DC converter application)", *Proceedings of 6th International conference on Solid State Sensors and Actuators*, pp. 70-73, 1993.

[106] M. Yamaguchi, K. Suezaea, Y. Takabashi, K-I. Arai, S. Kikuchi, Y. Shimada, S. Tanabe, K. Ito, « Magnetic thin-films inductors for RF-Integrated circuits", *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 215-216, pp. 807-810, 2000.

[107] M. Gel, S. Takeuchi, I. Shimoyama, "Fabrication method for out-of-plane, micro-coil by surface micromachining", *Sensors and Actuators*, vol. A-3301, pp. 1-7, 2002.

[108] G-W. Dahlmann, E-M. Yeatman, P. Young, I-D. Robertson, S. Lucyszyn, « Fabrication, RF characteristics and mechanical stability of self-assembled 3D microwave inductors", *Sensors and Actuators*, vol A-97-98, pp. 215-220, 2002.

[109] J-N. Burghartz, "status and Trends of silicon RF technology", *Microelectronics Reliability*, vol. 41, pp. 13-19, 2001.

[110] L-T. Romankiw, I. Croll, M. Hatzaki, "Batch fabricated thin film magnetic recording heads", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 6, pp. 579-599, 1970.

[111] Y. Miura, T. Takahashi, F. Kume, J. Toda, S. Tsutumi, S. Kawakami, "Fabrication of multi-turn thin film head", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. MAG-16, pp. 779-881, 1980.

[112] Y. Noro, I. Ohshima, M. Saito, M. Yamada, K. Tanaka, "Fabrication of multitrack thin-film head", *Journal of Applied Physics*, vol. 53, n° 3, pp. 2611-2613, 1982.

[113] R-F. Soohoo, "Magnetic thin film for integrated circuit applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. MAG-15, pp. 1803-1805, 1979.

[114] S. Kawahito, Y. Sasaki, M. Ashiki, T. Nakamura, "Micromachined solenoid for highly sensitive magnetic sensors", *Proceedings Transducers 6th International Conference Solid-State Sensors and Actuators*, pp. 1077-1080, 1991.

[115] C-H. Ahn, M-G. Allen, "Micromachined Planar Inductors on Silicon for MEMS Applications", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 45, no 6, pp. 866-876, 1998.

[116] A. Lotfi, R-B. Van Dover, L. Schneemeyer, M. Steigerwald, "Micro-transformer devices using thin-film electroplated deposition", *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference 98*, vol. 2 , pp 1511 –1515, 1998.

[117] R. Rodriguez, J-M. Dishman, F-D. Dickens, E-W. Whelan, "Modeling of two dimensionnal spiral inductors", *IEEE Transactions on Comp. Hybrids, Manufact. Technology*, vol. CHMT-3, pp. 535-541, 1980.

[118] W-A. Roshen, D-E. Turcotte, "Planar inductors on magnetic substrate", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 24, pp. 3213-3216, 1988.

[119] O. Oshiro, H. Tsujimoto, K. Shirae, "A novel miniature planar inductor", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. MAG-23, pp. 3759-3761, 1987.

[120] Site Internet : http://www.pb.izm.fhg.de/hdi/010_technologies/070_passives/index.html

[121] S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S-P. Boyd, T-H. Lee, "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, n° 10, pp. 1419-1424, 1999.

[122] C-P. Yue, S-S. Wong, "Physical Modeling of Spiral Inductors on Silicon", *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 47, no 3, pp. 560-567, 2000.

[123] C-Y. Suan, L-P. Chen, S-J. Chang, B-M. Tseng, D-C. Lin, G-W. Huang, Y-P. Ho, H-Y. Lee, J-F. Kuan, W-Y. Wen, P. Liou, C-L. Chen, L-Y. Leu, K-A Wen, C-Y. Chang, "A macro model of silicon inductor", *Solid-State Electronics*, vol. 46, pp. 759-767, 2002.

[124] J. Van Hese, "Tools and Techniques for modelling Spiral Inductors on Silicon", *Microwave Engineering*, pp. 25-32, 2002.

[125] H-A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coils", *Proceedings of IRE*, vol. 16, n°10, pp. 1398-1400, 1928.

[126] B. Estibals, C. Alonso, M-F. Shraif, T. Ricart, H. Valderrama-Blavi, H. Camon, A. Martinez, « Design and Integration of Photovoltaic Switching Conversion Chains", *6th European Space Power Conference*, Porto, pp. 35-40, 2002.

[127] F-W. Grover, "Inductance Calculations", *Van Nostrand, Princeton*, 1946; ré-imprimé par Dover Publications, New York, 1962.

[128] B. Estibals, C. Alonso, A. Salles, J-L. Schanen, R. Perret, « Validation d'outils de simulation d'éléments inductifs pour convertisseurs intégrés », *Papier accepté à EPF 2002*, Montpellier.

[129] R-H. Jansen et al., "Theoretical and experimental broadband characterisation of multiturn square spiral inductors in sandwich type GaAs MMIC", *Proceedings of the 15th European Microwave Conference*, pp. 946-951, 1985.

[130] L. Wiemer, R-H. Jansen, "Determination of coupling capacitance of underpasses, air bridges and crossing in MICs and MMICs", *Electronic Letters*, vol. 23, pp. 344-346, 1987.

[131] H. Hasegawa, M. Furukawa, H. Yanai, "Properties of microstrip line on Si-SiO_2 systems", *IEEE Transactions on Microwave Theory Techniques*, vol. MTT-19, pp. 344-346, 1987.

[132] G-W. Hughes, R-M. White, "Microwave properties of non-linear MIS and Schottky-barrier microstrip", *IEEE Transactions on Electron devices*, vol. ED-22, pp. 945-955, 1975.

[133] J-S. Yuan, W-R. Eisenstadt, J-J. Liou, "a novel lossy and dispersive interconnect model for integrated circuit simulation", *IEEE Transactions on Comp. Hybrids, Manufact. Technol.*, vol. 13, pp. 275-280, 1990.

[134] H-A. Wheeler, "Formulas for the skin effect", *Proceedings of IRE*, vol. 30, pp. 412-424, 1942.

[135] J-L. Schanen, E. Clavel, J. Roudet, "Case Impedance Determination for Power electronic Components", *IEEE ICEAA'95*, Turin, 1995.

[136] J-L. Schanen, E. Clavel, J. Roudet, "Modelling of a low inductive connection : the planar busbar structure", *IEEE IAS'94*, pp. 1246-1250, 1994

[137] C. Hoer, C. love, "Exact inductance Equations for Rectangular Conductors with applications to more complicated geometries", *Journal of Research of the National Bureau of Standards*, vol. 69, no2, pp. 127-137, 1965.

[138] A-E. Ruelhi, « Inductance Calculations in a complex integrated circuit environment », *IBM Journal of Research and Development*, pp. 470-481, 1972.

[139] B. Estibals, C. Alonso, « Design of Power Converters for New Low Power Applications", *10th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Cavtat, Croatie, papier sur CD-Rom n° SSLS-04.

[140] J. Loughead, S. Pyke, « Les piles à combustible : une technologie propre », *REE*, n° 11, pp.84-88, 1999.

[141] A. Falanga, « Bilan des recherches sur les piles à combustibles effectuées au CEA », *Réunion du club ECRIN*, Paris, 2002.

[142] Site Internet : http://www.microcats.com

Annexe I :

Différentes sources d'énergie adaptées aux microsystèmes.

Différentes sources d'énergie adaptées aux microsystèmes.

Pour les microsystèmes et, en particulier pour les MOEMS, trois gammes de puissance correspondent à la plupart des applications. Nous pouvons ainsi effectuer une classification qui correspond à trois gammes :

- **La gamme « Subwatt** » correspondant à une puissance d'environ 100 mW et couvrant les besoins en alimentation de micro-capteurs ou de systèmes sur Puce,
- **La gamme du Watt** correspondant à une puissance de 1 à 5 W pour équiper la téléphonie cellulaire, les PDAs et la lecture audio,
- **La gamme de la dizaine de Watts** comprise entre 15 et 20 W pour alimenter les ordinateurs portables.

Après avoir rappelé les principaux types d'accumulateurs électrochimiques actuellement utilisées dans les systèmes embarqués de très faible énergie et l'énergie portable, nous présentons d'autres types de stockages possibles susceptibles de se développer en raison de leur performance et leur adéquation avec les applications de très faibles puissances.

2. Les accumulateurs classiques.

Dans le domaine électrique, un accumulateur désigne un système physico-chimique capable de convertir de façon réversible l'énergie électrique en énergie chimique. L'énergie électrique est donc accumulée sous forme electrochimique et peut être restituée selon les besoins, au rendement de conversion près. L'accumulateur n'est généralement pas utilisé seul, mais associé avec d'autres pour constituer une batterie de tension donnée compatible avec l'application..

Le terme «portable» pour une application définit en fait un mode d'utilisation de l'énergie électrique en autonomie complète par rapport à un réseau électrique. Cela peut, par exemple, s'appliquer aisément à un accumulateur ou une batterie qui peuvent être utilisés dans n'importe quelle orientation. Par contre, cela impose des contraintes de masses et de dimensions relativement réduites du système de stockage énergétique ainsi qu'une complète étanchéité. La production annuelle mondiale d'accumulateurs portables dépasse aujourd'hui 2 milliards d'unités et est en croissance de plus de 10% par an.

Nous avons restreint notre étude aux batteries réversibles (*pouvant être rechargées*) les plus communément utilisées dans les applications portables et qui semblent les mieux adaptées.

2.2.1 Accumulateur étanche au plomb.

Le couple électrochimique réversible à base de Pb a été inventé par G. Planté en 1859. Deux électrodes, l'une en Pb, l'autre en PbO_2, plongées dans un bain électrolytique permettent soit de stocker des charges électriques soit de les restituer en fonction des besoins selon le processus electrochimique répondant aux réactions réversibles suivantes :

$$PbO_2 + Pb + 2H_2SO_4 \underset{Charge}{\overset{Décharge}{\rightleftarrows}} 2PbSO_4 + 2H_2O$$

Ainsi, on peut s'apercevoir que la concentration d'acide de l'électrolyte est plus ou moins importante en fonction de l'état de charge de l'accumulateur. Il est à signaler qu'un autre indicateur de l'état de charge de l'accumulateur est souvent employé car il ne nécessite pas de capteur interne : c'est la mesure en circuit ouvert de la différence de potentiel (*DDP*) entre les deux électrodes de l'accumulateur. Cette grandeur varie, en effet, selon l'état de charge et la température de fonctionnement entre 1,6V lorsque l'accumulateur est déchargé et 2,6V lorsqu'il est complètement chargé.

Ce type d'accumulateur constitue l'essentiel des batteries automobiles encore aujourd'hui. En application portable, il s'est également développé, mais de façon relativement limitée car les petits formats ne lui sont pas favorables. De plus, les cycles de charge et de décharge rapides et d'amplitude importante, souvent imposés par ce type d'applications, sont trop contraignants et entraînent dans ce type d'accumulateurs des vieillissements accélérés.

Ainsi, les accumulateurs Pb-Acide peuvent trouver leur place dans des applications qui demandent une énergie importante pendant un temps relativement long si les régimes de charge ou de décharge ne sont pas trop importants en amplitude par rapport à leur capacité ni trop fréquents. Certains appareils audios font partie de ces applications. Du point de vue géométrique, on trouve des formes cylindriques mais aussi des parallélépipèdes, qui peuvent être relativement plats et bien convenir au niveau encombrement aux applications autonomes.

Les plus gros accumulateurs au plomb que l'on trouve actuellement pour les applications portables, sous forme de batteries de 5V et 1.3 Ah, possèdent des dimensions de 100×25×55mm. Leur puissance massique est comprise entre 15 et 40 Wh/kg et leur puissance volumique entre 40 à 100 Wh/L. On les trouve souvent en batteries de plusieurs accumulateurs dans un même boîtier monobloc. Les accumulateurs au plomb présentent plusieurs inconvénients comme :

- la quantité d'électrolyte nécessaire est importante du fait de la consommation des ions sulfate en décharge,

- le boîtier dans lequel sont placés les différents éléments de la batterie Pb-Acide doit être en matière plastique pour résister à la corrosion et à la pression de recombinaison. En effet, les métaux, à l'exception du plomb ou de ses alliages qui ne présentent, en plus, pas d'excellentes propriétés mécaniques, se corrodent,
- il est difficile de réaliser des électrodes de petites tailles.

En résumé, les accumulateurs au plomb ont trouvé un marché très limité parmi les accumulateurs portables. Le prix réduit des matières premières reste l'argument principal de ces batteries qui peuvent être adaptées à certaines utilisations particulières où la fréquence est de l'ordre de quelques utilisations par mois ou lorsque les accumulateurs doivent être placés dans des conditions extrêmes de température pouvant varier dans de grandes proportions (*-40 à +80°C*) et l'autonomie demandée est de l'ordre de quelques heures. Toutefois, ce n'est pas un couple électrochimique particulièrement adapté aux plus petits formats et aux utilisations exigeantes ou au secours de mémoire.

2.2.2 Les accumulateurs au Nickel-Cadmium Ni-Cd.

Ces accumulateurs, dans leur version portable, sont apparus dans les années 50 après la découverte du fonctionnement en mode étanche sur le principe de la recombinaison de l'oxygène. Ils ont connu un fort développement avec des utilisations variées concernant les nombreux domaines où une source d'énergie électrique portable est requise soit en cyclage où les cycles de charges et de décharges se succèdent, soit en secours où l'accumulateur est maintenu chargé la plupart du temps et ne fournit que quelques décharges occasionnelles.

Etant fortement menacés par un certain nombre d'interdictions, à cause d'un risque de pollution au Cd pour l'environnement, ils restent de nos jours les mieux adaptés dans les applications qui demandent une forte puissance (*outils portables par exemple*) et travaillent sous une température relativement élevée. Ils sont robustes et présentent une excellente durée de vie par rapport à d'autres couples électrochimiques si les conditions d'utilisation ne sont pas trop contraignantes. Ils acceptent de longues durées de stockage et sont aptes à l'utilisation dans une large plage de température. Il est à noter que certains modèles supportent aussi des modes de charges très rapides (*15min*).

L'accumulateur Ni-Cd est constitué par :

- une électrode positive, constituée du couple hydroxyde de nickel / oxyhydroxyde de nickel ($Ni(OH)_2/NiOOH$),
- une électrode négative, constituée du couple hydroxyde de cadmium / cadmium-métal ($Cd(OH)_2/Cd$),
- un séparateur en matériau non tissé de polyamide ou de polyoléfine placé entre les électrodes. Il les isole électroniquement, mais permet le passage des ions, de l'eau et de l'oxygène,
- un électrolyte alcalin, constitué d'une solution aqueuse concentrée de potasse (*KOH*) ou de soude (*NaOH*) additionnée ou non de lithine (*LiOH*),

- un boîtier étanche bipolaire, muni d'une soupape de sécurité réversible pour les accumulateurs cylindriques ou parallélépipédiques et irréversible pour les boutons.

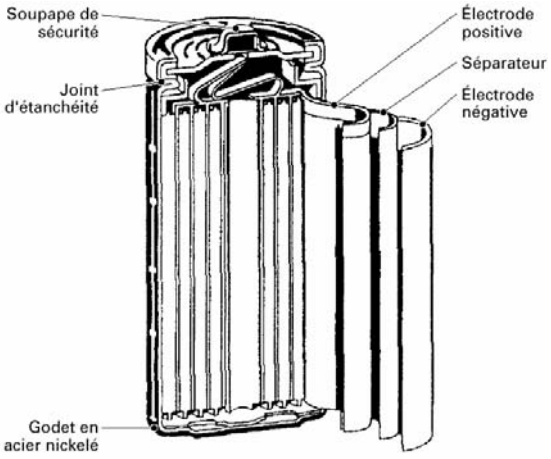


Figure 1. Vue en coupe d'un accumulateur cylindrique à connexions soudées sur tranche.

Leur principal problème est le risque de contamination de l'environnement. Mais bien utilisés, ils peuvent garantir un bon service pendant de nombreuses années. Ils ont ainsi été utilisés dans des applications spatiales pour leur bonne puissance massique et leur durée de vie.

2.2.3 Les accumulateurs au Ni-Métal

Ces accumulateurs, dans leur version portable, ont été commercialisés au tout début des années 90. Ils constituent un prolongement des accumulateurs au nickel-cadmium : un grand nombre de caractéristiques sont voisines, ce qui permet d'assurer une assez bonne interchangeabilité.

Deux familles d'alliage ont été développées pour cela : AB5 et AB_α, avec α voisin de 2 :

- la famille AB5 est constituée par des alliages où A est un mélange de terres rares, généralement lanthane et B un mélange de métaux de transitions tels que le nickel ou le cobalt,
- la famille AB_α est constituée de titane, zirconium, vanadium, fer, nickel.

Même si le rendement initial des AB5 est plus faible que les AB_α (*300 contre 400mAh/kg*), ils se sont imposés du fait de leur meilleure activation et ud'ne grande stabilité. L'énergie volumique est de 20 à 30% plus élevée que pour le nickel-cadmium. Le gain en énergie massique est plus faible. Le Ni-MH fonctionne avec deux électrodes à insertion. Il ne s'opère pas de dissolution-précipitation comme dans les cas du cadmium ou du plomb. L'accumulateur Ni-MH est proche de l'accumulateur Ni-Ca. Seule l'électrode négative est modifiée et est constituée par un couple alliage / alliage hydruré.

Les accumulateurs Ni-MH portables se sont développés dans le prolongement des gammes haute énergie du nickel-cadmium. Ils ont progressé en particulier dans l'application téléphonie parallèlement et plus rapidement que le lithium-ion, détaillé dans le paragraphe suivant. Ils apparaissent aujourd'hui dans des applications de puissance. Ils sont cependant moins bien adaptés aux températures extrêmes

et à la charge permanente (*secours*) que le Ni-Cd. Outre l'énergie volumique améliorée, ils présentent l'avantage de performances stables pendant une durée notable, puis d'une défaillance progressive par augmentation de la résistance interne.

2.2.4 Les accumulateurs au lithium

Les accumulateurs rechargeables au lithium ont fait l'objet de développement au début des années 70. Le lithium est le métal léger le plus favorable dans la classification périodique pour constituer un accumulateur de fortes énergies massique et volumique. Toutefois, il réagit avec l'eau et nécessite donc l'emploi d'électrolytes organiques appropriés.

En accumulateur, l'utilisation d'électrode négative en lithium-métal a pour le moment échoué sur l'écueil de la formation de dendrites perforant le séparateur. De plus, le rendement électrochimique des couples à base de lithium est finalement médiocre aux régimes usuels. Le lithium-métal a toutefois été utilisé allié à d'autres additifs métalliques dans des accumulateurs, avec une tension voisine de 3V, pour des applications du type secours de mémoire où le régime est très faible et le nombre total de cycles très réduit. Il demeure ainsi bien adapté en format bouton pour cette application.

Ces batteries de haute énergie volumique, mais aussi et surtout massique, se sont largement répandues dans les ordinateurs portables, et, dans une moindre mesure, dans les téléphones portables où ils sont aujourd'hui en concurrence avec les accumulateurs au Ni-MH.

Les accumulateurs lithium-ion existent en format cylindrique, parallélépipédique et oblong. Le format oblong se caractérise par le fait d'avoir des faces latérales dont deux sont planes et deux cylindriques. La section est composée d'un rectangle prolongé sur les petits côtés par deux demi-cercles dont le diamètre est égal au petit côté du rectangle.

Ils présentent actuellement les meilleures énergies massique et volumique des accumulateurs commercialisés à grande échelle. Cependant, comme la technologie est encore jeune et les degrés de liberté nombreux pour améliorer les performances, de nombreux travaux de recherche sur ces accumulateurs se poursuivent aujourd'hui. Il est à noter que, pour des besoins énergétiques importants, l'extension vers les plus grosses batteries est limitée pour des raisons de sécurité. En effet, le caractère inflammable des matériaux utilisés est pénalisant pour des développements en forte puissance. En plus, le prix de fabrication élevé limite leur développement. Leur domaine de prédilection reste donc les applications de haute énergie massique et volumique pour des autonomies de l'ordre de l'heure à quelques heures.

2.2.5 Comparaison des différents couples.

Le tableau suivant représente une synthèse des avantages et inconvénients de chaque couple considéré dans les paragraphes précédents. On remarquera notamment que, suivant le besoin, la batterie optimale change.

Propriétés	Plomb	Ni-Cd	Ni-MH	Li-Ion
Tension nominale (V)	2.0	1.2	1.2	3.6
Energie massique	-	+	++	+++
Energie volumique	-	+	++	++
Stabilité de la tension en décharge	-	+++	++	+/++
Durée en cyclage	-	+++	++	+++
Charge rapide	-	+++	++	+
Conservation de la charge	++	-/+	-/+	++
Stockage à l'état déchargé	-	+++/++	++/+	-
Décharge rapide	-	+++	++	+
Basse température	+	+++	+	+/++
Haute température	++	++	+	+
Sécurité	++	++	+	-
Robustesse mécanique	-	+++	+++	+
Coût	+++	++	+	-

Tableau 1. Avantages et inconvénients des différents accumulateurs portables.

Ainsi, le lithium-ion est utilisé dans les applications où l'énergie volumique et surtout massique est un argument important. Il tire aussi argument d'une bonne conservation de la charge et d'une durée de vie pouvant dépasser 1000 cycles. Son développement a été freiné par les conditions de charge spécifiques, le prix et les questions de sécurité. Les deux derniers critères pénalisent davantage les plus grosses batteries. Le Ni-MH occupe un créneau proche du précédent où l'énergie volumique et le prix sont des arguments importants. Sa durée de vie peut dépasser 500 cycles à condition de ne pas être exposé à des températures élevées. Le Ni-Cd reste en position largement dominante dans les applications où la forte puissance et la température basse ou élevée sont des arguments importants. Sa durée de vie peut atteindre 700 à 1000 cycles pour des séries de cycle adapté. Le plomb se rencontre dans les applications où les autonomies sont assez longues, le nombre de cycles relativement limité et le prix bas. La conservation de charge est aussi un argument mais il faut le maintenir à l'état chargé.

Nous avons signalé uniquement les principaux couples électrochimiques commercialisés à grande échelle. D'autres couples existent et sont en cours de développement. Nous en citerons quelques exemples dans le tableau de la page suivante, pour comparaison aux précédents.

2.3. Autres types de stockage.

2.3.1 Les piles à Combustible.

Les piles à combustible, tout comme une pile standard ou un accumulateur, sont des générateurs électrochimiques. En effet, elles fournissent de l'énergie électrique à partir de deux réactions électrochimiques réalisées sur deux électrodes baignant dans un électrolyte. Cependant, elles présentent des variantes de fonctionnement importants qui s'avèrent complémentaires par rapport à des batteries classiques et expliquent les efforts de recherche importants faits actuellement pour développer ce type de technologie.

Les systèmes miniatures de très faible puissance s'appuient sur la technologie de la pile à membrane échangeuse de protons, appelée PEM (*Proton Exchange Membrane*). Ainsi, sur la cathode, l'hydrogène est oxydé et se sépare en protons et électrons. Seul le flux de protons traverse la membrane pour produire un courant électrique à travers l'anode. Les protons restant se recombinent avec les électrons côté cathode et, en s'associant avec l'oxygène, produisent de l'eau [140]. Un système d'apport et de régulation en hydrogène et en oxygène sous une température donnée (*dépendant de la technologie de la PAC*) est alors nécessaire pour que la réaction puisse se produire en fonction des besoins. Ceci rend ces systèmes très flexibles car la recharge est instantanée. Cependant, la fragilité des membranes qui doivent être soumises à un taux d'humidité strict sous haute température pour que les diverses réactions se produisent dans de bonnes conditions ont jusqu'à présent freiné le développement de tels systèmes.

Il est à noter que la réaction chimique globale qui se produit est non polluante puisque, d'un côté, elle produit un courant électrique sous une différence de potentiel de 1 à 2 V et, d'un autre, de l'eau, ce qui est un argument de poids dans le développement de nouveaux modes de production d'énergie. De plus, cette réaction n'étant pas une combustion, elle n'est pas limitée par le cycle de Carnot et peut atteindre théoriquement un rendement de 90%.

	Tension par cell, en Volts	**Temp. de Fonction., en °C**		**Densité énergétique**		**Points attractifs**
		Min.	**Max.**	**W.h/kg**	**W.h/dm^3**	
Acide-Plomb non encapsulé	1.50 – 2	-54	54	20	76	Peu coûteux, recyclable, rechargeable
Nickel-Cadmium encapsulé	1 – 1.25	-40	65	24	65	Rechargeable pendant quelques années
Acide-Plomb encapsulé	1.5 – 2	-45	65	27	65	
Nickel-Cadmium Non encapsulé	1 – 1.25	-51	60	35	80	
Argent-Cadmium	0.8 – 1.1	-44	58	53	120	Densité énergétique élevée, tension régulée durant des cycles de vie de 0 à 3 ans
Nickel-Zinc	1.5 – 1.65	-44	82	56	106	Grandes plages de fonctionnement en température
Argent-Zinc	1.2 – 1.55	-35	49	60	132	Cycle de vie illimité, activation instantanée à –54 ou 93°C
Nickel-Hydrogène	1.2 – 1.3	-18	27	62	55	Durée de vie élevée, rechargeable
Argent-Hydrogène	1 – 1.1	4	27	95	60	Densité énergétique élevée, rechargeable pendant 1 à 3 ans
Argent-Zinc	1.3 – 1.55	-42	-73	113	223	Densité énergétique et tension régulée pendant 0,5 – 1 an
Zinc-Chlore	-	-	-	130	-	Valable pour des applications grande densité, comme pour les véhicules électriques
Zinc-Air	-	-	-	150	-	
Sodium-Sulfure	-	-	-	240	-	
Lithium-Chlore	-	-	-	330	-	
Lithium-Sulfure	-	-	-	370	-	

Tableau 2. Résumé des principales caractéristiques des couples électrochimiques utilisés pour le stockage d'énergie.

Elle est réversible et dans ce cas, la PAC peut alors servir de stockage d'énergie. Cependant, cette réaction ne se produit que sous une différence de potentiel supérieure à 2,5V. Le rendement est alors beaucoup plus faible, rendant ce système de stockage d'énergie coûteux :

Pour pouvoir être utilisée dans des applications nécessitant une tension de quelques volts, une pile à combustible de type PEM doit être constituée de plusieurs cellules individuelles, chacune composée d'un assemblage judicieux de plusieurs membranes. Les électrodes sont souvent en carbone associées à un revêtement en platine servant de catalyseur et la membrane échangeuse de protons, en polymère fluoré.

Type de PAC	**Electrolyte**	**Température (^{O}C) de fonctionnement.**	**Domaine d'utilisation**
Alcaline (*AFC*)	Potasse (*liquide*)	80	Espace, transport 1 – 100kW
Acide polymère (*PEMFC*)	Polymère (*solide*)	80	Portable, transport, stat. 1W – 10MW
Acide phosphorique (*PAFC*)	Acide phosphorique (*liquide*)	200	Stationnaire, transport 200kW – 10MW
Carbonate fondu (*MCFC*)	Sels fondus (*liquide*)	650	Stationnaire 500kW – 10MW
Oxyde solide (*SOFC*)	Céramique (*solide*)	700 à 1000	Stationnaire, transport 100kW – 10MW

Tableau 3. Les différents types de piles à combustible [141].

Aujourd'hui, la PAC la plus courante, appelée NAFION, est commercialisée par Dupont de Nemours. Le tableau 3 résume les principales technologies de PAC déjà commercialisées ainsi que la température de fonctionnement et les domaines d'utilisation [141].

Un certain nombre de recherches actuelles en matière de pile à combustible s'oriente vers une technologie hybride PAC + accumulateur pour mieux répondre aux besoins des différentes applications. En effet, une pile à combustible peut délivrer une puissance électrique continue stable pendant une durée relativement longue. Elle n'est cependant pas adaptée pour répondre à une demande énergétique importante sur des durées très courtes. En revanche, un accumulateur classique, tels que ceux décrits dans le paragraphe précédent, permet de fournir des pics de puissance importants. Ainsi, dans le cas de téléphones portables, par exemple, l'accumulateur permettrait de satisfaire la consommation provoquée par une conversation téléphonique. En revanche, la PAC permettrait de recharger l'accumulateur sur une longue durée lorsque l'appareil est en mode faible consommation, augmentant ainsi considérablement l'autonomie du téléphone. De plus, la recharge de ces piles étant quasi-instantanée, cela éviterait les

problèmes de temps de charges importants des accumulateurs classiques. En parallèle, une réduction de la taille des accumulateurs est aujourd'hui attendue.

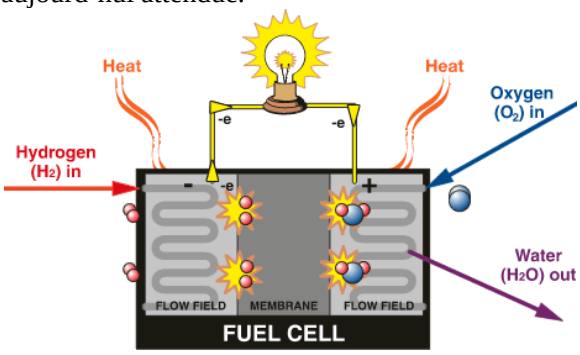


Figure 2. Principe de la pile à combustible [142].

Divers types de pile à combustible sont actuellement en cours de développement. Nous citons quelques exemples significatifs qui pourraient un jour remplacer les solutions technologiques de production d'énergie actuelles.

- Les PAC dites à Hydrogène.

Le principal problème de cette technologie réside dans le stockage de l'hydrogène. Une solution alternative envisagée par de nombreux acteurs est de créer l'hydrogène sur place, avant de l'injecter dans la pile à combustible. Il faut alors utiliser un réformeur, qui transforme un hydrocarbure en H_2 et CO_2, dans une réaction à haute température. Comme cette réaction est endothermique, du combustible doit être consommé pour délivrer la chaleur nécessaire.

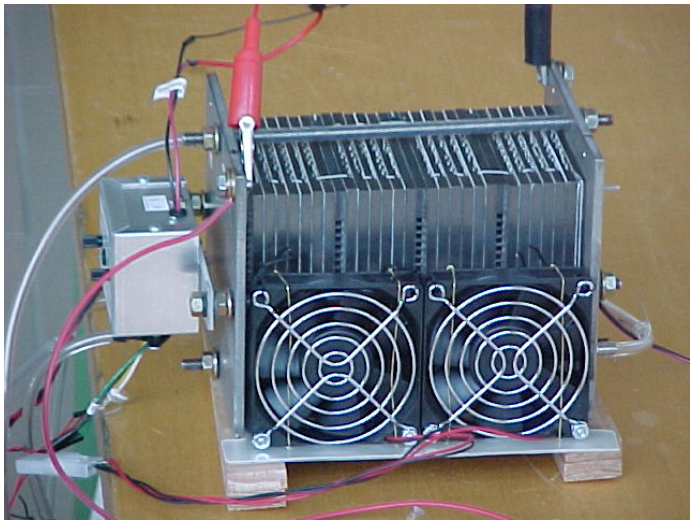


Figure 3. Exemple de pile à combustible à Hydrogène.

- Les PAC à Méthanol direct.

Elles sont principalement destinées à des applications portables. Dans ce type de PAC, la membrane utilisée laisse passer les protons, mais filtre le méthanol. La densité énergétique s'approche aujourd'hui de celle d'une batterie lithium, pour un coût équivalent tout en présentant les avantages typiques des piles à combustible (*recharge instantanée*). Cependant, des recherches sont actuellement effectuées pour tripler cette densité énergétique en augmentant la concentration en méthanol.

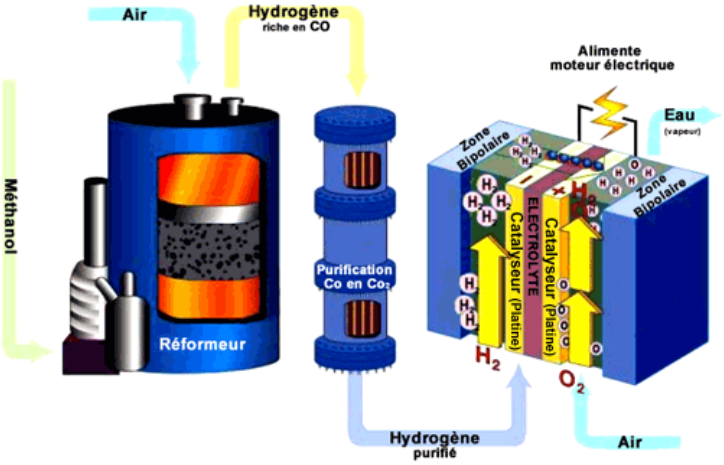


Figure 4. Principe de la pile à combustible à Méthanol [142].

- Les Piles à Combustible Biologique.

Une «Biofuel Cell» est un appareil qui convertit de l'énergie biochimique en énergie électrique. Le principe de base repose sur le fait que les électrons sont produits lors de l'oxydation du substrat par des micro-organismes ou des enzymes dans la pile à combustible. Comme pour les autres PAC, la conversion n'est pas limitée par le cycle de Carnot et l'efficacité théorique peut atteindre 90%.

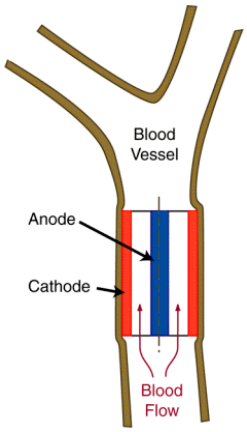


Figure 5. Pile à combustible biologique [143].

2.3.2 Les applications PAC « Portable ».

Les marchés potentiels des piles à combustible apparaissent aujourd'hui multiples. Ils sont généralement classés en trois grandes familles d'applications : portable, stationnaire et transport.

Etant donné notre intérêt pour les faibles puissances, nous ne considèrerons que la famille dite Portable, incluant essentiellement le téléphone mobile, qui consomme une puissance moyenne de l'ordre de 400mW avec 50mW en veille et 1W lors de conversation, ainsi que l'ordinateur portable, qui consomme en moyenne 10W. Ces deux applications connaissent aujourd'hui une très forte croissance, mais sont de plus en plus handicapées par l'autonomie de leur batterie, même si elles font appel à la plus performante actuellement qui est la batterie lithium-ion comme nous l'avons vu précédemment. Cette dernière atteint aujourd'hui une énergie spécifique de l'ordre de 160 Wh/kg qui laisse classiquement quelques jours d'autonomie à un téléphone et environ 3 heures à un ordinateur portable. Or, les clients demandent aujourd'hui 3 à 5 fois mieux alors que la batterie électrochimique est proche de ses limites. Pour donner une idée de l'enjeu, il suffit de considérer le marché des "portables" :

- 300 millions d'unités de téléphones mobiles vendues fin 1999 dans le monde et 640 millions prévues en 2005,
- 18 millions d'ordinateurs portables vendus en 1999 et 40 millions prévus en 2005.

Une des solutions qui retient notre attention et qui fait l'objet de recherches importantes, essentiellement aux Etats-Unis, est une pile à combustible chargeant une petite batterie qui assure mieux la fourniture d'énergie lors des pics d'émission. L'autonomie ne sera alors limitée que par la taille du réservoir d'hydrogène ou de méthanol. L'utilisateur rechargera son portable comme il recharge un briquet ou un stylo à encre, en quelques secondes, et chaque recharge donnera 3 à 5 fois plus d'autonomie qu'une batterie actuelle, pour le même encombrement.

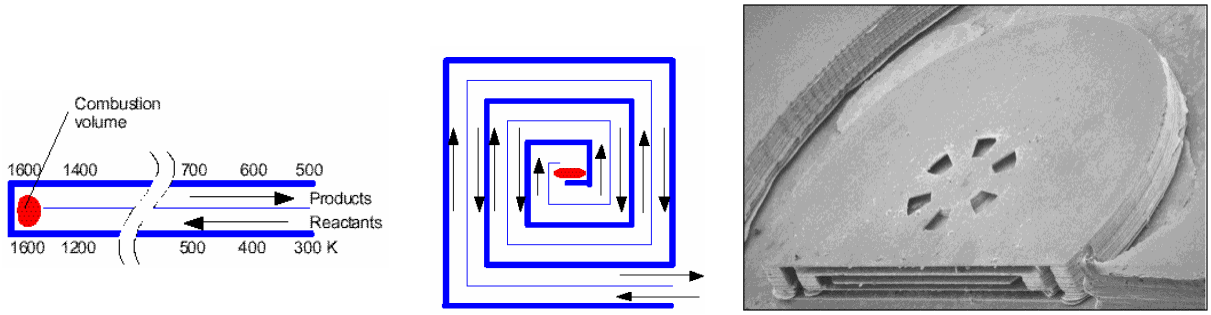
Les premiers produits commerciaux sont annoncés à l'horizon de trois à quatre ans. La technologie de PAC qui sera probablement utilisée est la PEMFC du fait de sa température de fonctionnement basse et de sa technologie "tout solide" alimentée soit directement en hydrogène, soit en méthanol dans sa version dite "méthanol direct".

2.3.3 Les dispositifs thermoélectriques.

Un micro-dispositif thermoélectrique est un composant solide intégré de type semi-conducteur fonctionnant comme un thermocouple et générant de l'énergie en fonction des écarts de température auxquels il est soumis. Il se compose d'une jonction PN dont la variation de tension est calibrée en fonction des écarts de température. Son rendement est directement proportionnel à la différence de température et dépend du matériau utilisé.

Les applications peuvent être de type Peltier. Dans ce cas, on applique un courant qui génère une différence de température, permettant de créer une source de chaleur ou une pompe à froid. Le principe de Seebeck peut également être utilisé. Ainsi, lorsqu'une différence de température est appliquée à une partie ou la totalité d'un semi-conducteur, les électrons du côté chaud étant plus énergétiques, diffusent vers le côté froid, générant ainsi une différence de potentiel. De plus, comme les matériaux isolants ont un coefficient de Seebeck fort alors que les conducteurs ont, au contraire, un coefficient de Seebeck faible, ce phénomène physique peut être amplifié pour réaliser un générateur de courant.

Un exemple de générateur thermoélectrique est celui proposé par l'Université de Californie à travers le projet MicroFire [144]. Son principe de fonctionnement consiste à créer un gradient de température par combustion microscopique d'un combustible au cœur même d'un « *Swiss Roll*» qui est une sorte de boite réalisée en matériau thermoélectrique et de transformer cette différence de température en électricité. Un exemple de réalisation est montré en figure5. La géométrie tri-dimensionnelle du rouleau suisse limite les pertes de chaleur et permet de viser une puissance électrique d'environ 100mW, pour une efficacité globale de 10%.



a. b. c.

Figure 6. Principe de fonctionnement de la micro-source « Microfire » [144]
a. Principe de la combustion – b. Coupe de l'échangeur thermique – c. Réalisation technologique.

2.3.3 Nouveaux types de batteries.

Aujourd'hui, l'évolution des technologies permet la réalisation de mini batteries sur un support silicium, ce qui permet d'envisager sérieusement une intégration sur une même puce, dans laquelle la batterie serait disposée à côté du système à alimenter. Il faut distinguer ici deux types de batteries, les fines et les micro-batteries, ne présentant pas la même gamme de puissance disponible et donc ne visant pas les mêmes applications [145-147].

Ce type de micro-source d'énergie doit être choisi pour des applications spécifiques et s'adresse à des applications de très faibles puissances (*Low Power Electronics*). Il ne s'agit cependant pas de remplacer une alimentation centrale globale par plein de petites alimentations dispersées (*ce qui ne serait pas*

efficace) mais de re-concevoir totalement l'architecture des produits. Il est ainsi aujourd'hui nécessaire de diminuer la consommation énergétique des produits électroniques pour les rendre plus performants. D'autre part, ce type de batteries au plus proche de l'application ouvre le champ à de nouvelles applications comme des micro-capteurs à utilisation unique.

- Les batteries fines.

Le but est ici de réaliser une batterie très fine en épaisseur et d'une surface d'environ 1cm^2, fabriquée sur un support wafer de type Si et ayant une capacité de 5mAh. Les batteries « fines » peuvent être câblées en série pour fournir une plus grande puissance. Leur fabrication doit se faire obligatoirement en salle blanche car, comme il n'y a que 20 éléments par wafer, la destruction d'un élément par contact avec une impureté représente une grande perte [148]. Nous présentons un exemple de réalisation en figure 4-7.

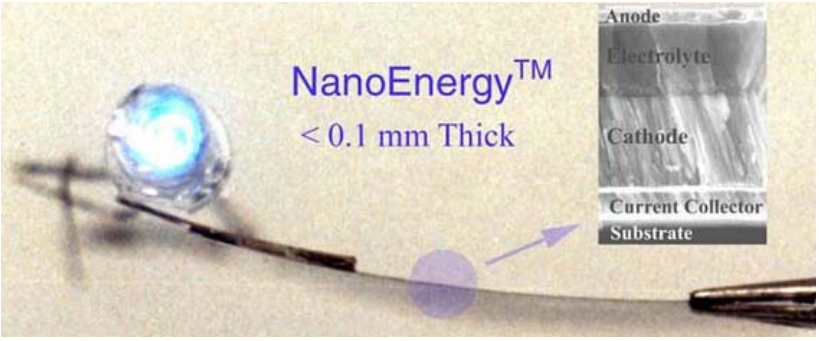


Figure 7. Exemple de batterie fine développée par Front Edge Technology [148].

- Les micro-batteries.

Le domaine des micro-batteries peut-être sectionné en deux catégories selon le type d'électrolyte, solide ou liquide. L'électrolyte solide présente une gamme de fonctionnement beaucoup plus large tout en étant moins cher. En revanche, l'électrolyte liquide présente une plus grande efficacité [149].

Parmi les solutions mises au point, nous pouvons considérer celle proposée par le Lawrence Berkeley National Laboratory. Elle consiste en une batterie 3D, fabriquée en faisant croître verticalement un réseau d'électrodes Li/Carbone, avec un collecteur de courant en carbone, fonctionnant par électrolyse polymérique comme le montre la figure ci-dessous.

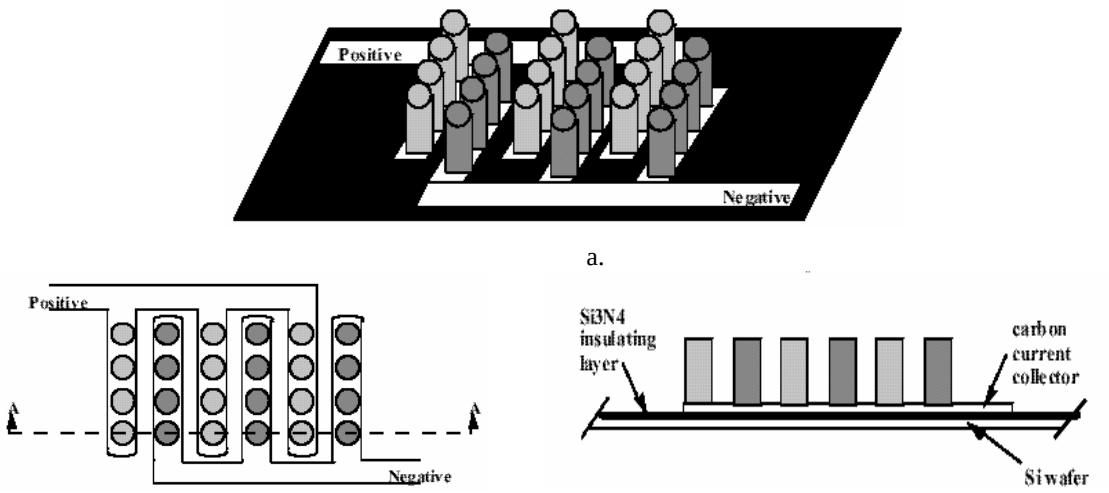


Figure 8. L' " *Interdigitated Electrode Array*" [149]
a. Vue 3D – b. Vue de dessus – c. Vue en coupe selon A-A

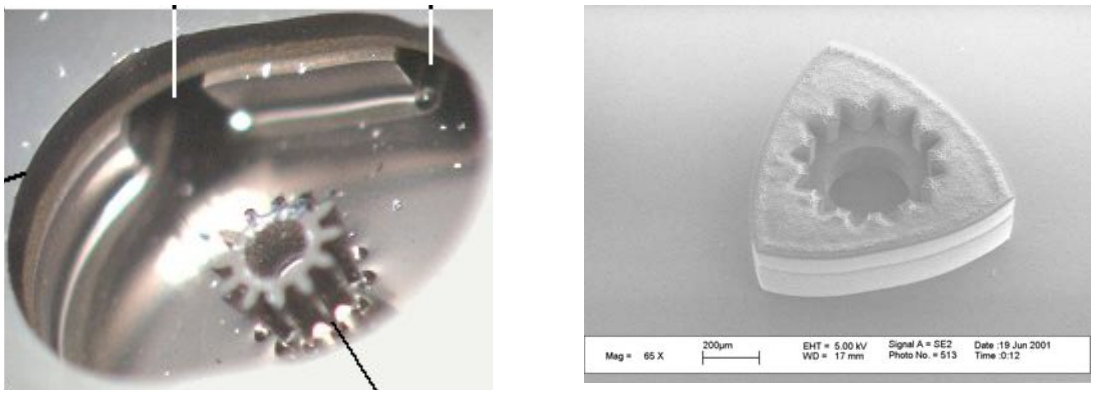
Il est à remarquer qu'une géométrie 3D permet de gagner en capacité et en densité énergétique, sans pour autant occuper une trop grande surface sur le wafer de silicium. L'objectif étant de concevoir une technologie Système sur Puce, un tel niveau d'intégration nécessite un substrat Si. Une couche de nitrure Si_3N_4 est alors nécessaire pour isoler le substrat de la batterie et pour éviter la destruction des circuits électroniques environnants suite à la diffusion du lithium dans le silicium.

Les dimensions caractéristiques visées pour les piliers de carbone sont de 5µm de diamètre sur une hauteur de 50µm. A l'heure actuelle, seule une hauteur de 50µm a pu être atteinte, en raison du graphite contracté par les matériaux. L'énergie spécifique obtenue vaut aujourd'hui 36Wh/kg, soit une densité énergétique de 40Wh/l, pour une tension de 3V par cellule.

2.3.4 Les systèmes Mécaniques.

L'idée fondamentale de la création de systèmes mécaniques est de réaliser, à l'échelle microscopique, des systèmes bien maîtrisés et répandus à l'échelle macroscopique, avec un rendement énergétique attrayant. On trouve ainsi des turbines et des turboréacteurs, des pistons libres linéaires, des tuyères à réaction et même des machines à vapeur. Cependant, plusieurs problèmes sont inhérents au concept et, généralement, mis en avant par les acteurs des autres technologies ne faisant pas appel à des parties en mouvement. L'inconvénient majeur est que ces systèmes thermodynamiques sont limités en efficacité par le cycle de Carnot. De plus, ils présentent de grosses difficultés de réalisation en raison des précisions difficiles à atteindre. En effet, si pour un piston de moteur automobile, une précision de fabrication de 20µm sur une dimension globale de 100mm peut être atteinte (*soit 1/5000*), un tel ratio n'est pas aujourd'hui envisageable pour des objets de dimension microscopique.

Dans le cadre du programme « *MEMS Rotary International Combustion Engine* » soutenu par la Darpa, l'université de Berkeley, a proposé la miniaturisation d'un moteur Wankel [150-151].



a. b.

Figure 9. Moteur Wankel miniaturisé [16].
a. Vue du stator – b. Vue du rotor.

Cette solution semble la plus élégante, car le nombre de parties mobiles reste limité et le principe de fonctionnement en est relativement simple. En effet, le moteur rotatif fonctionne suivant le principe d'un moteur à explosion à 4 temps (*admission, compression, explosion, échappement*). En outre, il permet une géométrie plane, limite les parties en mouvement et en simplifie le système de soupape. Ainsi, il comporte trois parties principales : l'enveloppe, le rotor et l'axe.

Lors de la fabrication du système, des problèmes d'étanchéité de la chambre de combustion ont été rencontrés. La réalisation de ce type de moteur miniaturisé est aujourd'hui un projet à part entière avec l'émergence d'applications potentielles comme l'ordinateur portable. A terme, il pourra vraisemblablement délivrer directement de la puissance mécanique. Ainsi, ce micro-moteur, d'environ 1mm et d'une cylindrée voisine de 0.08mm^3, devrait fonctionner à 40 000tours/min, pour une puissance développée de 10 à 20mW [151].

2.3.5 Les systèmes Electromagnétiques.

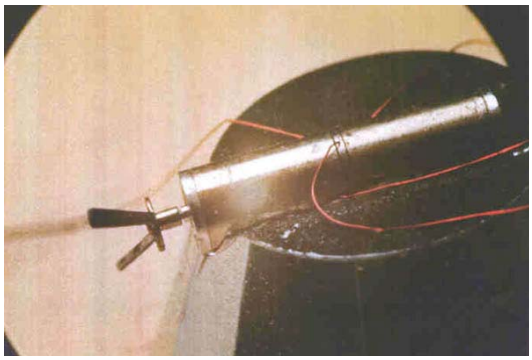
Le principe des générateurs magnétiques peut se résumer à un aimant qui bouge devant une bobine. C'est finalement la forme la plus classique de conversion électrique, sur laquelle est basée toute notre civilisation moderne. On retrouve tout naturellement des générateurs magnétiques dans les MEMS. Les générateurs magnétiques développés sont pour la plupart cylindriques, à entrefer radial. Nous pouvons citer quelques uns des plus petits développés actuellement.

- Le moteur électromagnétique multipolaire.

Ce moteur, développé par le CTM à Besançon en collaboration avec le MMT (*Moving Magnet Technolgies SA*), est un moteur électromagnétique multipolaire pas-à-pas. D'un diamètre de seulement 2

mm pour 7,5 mm de long, il développe entre 20 et 50 µNm à 6000 tr/mn. Il possède 30 paires de pôles et mesure 1mmx 0.5mmx 0.1mm [152].

a.

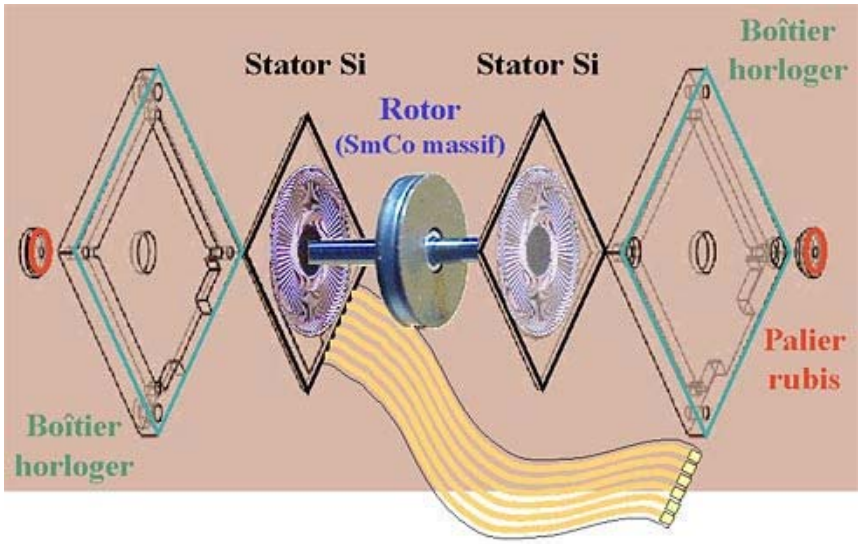


b.

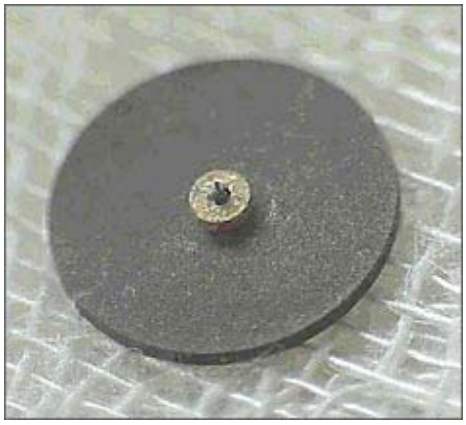
Figure 10. Moteur électromagnétique multi-polaire.
a. Eclaté – b. Réalisation finale [152].

- Les micro-moteurs planaires à aimants.

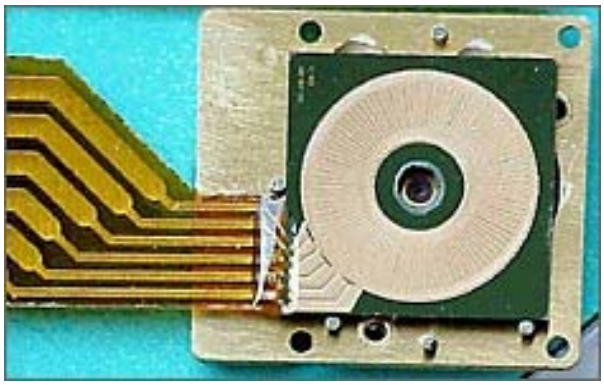
Les micro-moteurs à aimants permanents offrent la possibilité de fortes densités d'énergies. Mais leur technologie planaire requiert le développement de bobinage intégré. Le LEG de Grenoble a récemment développé un moteur de ce type, en association avec le LETI [153]. Le diamètre utile du rotor est de 8 mm, et les stators triphasés ont été réalisés en utilisant les diverses techniques de conception et d'usinage des microsystèmes. L'ensemble a été assemblé avec les méthodes classiques de l'horlogerie (*boîtier mécanique, palier rubis, etc…).*



a.



b.



c.

Figure 11. Vues du micromoteur à aimants planaires réalisé par le LEG [153].
a. Principe – b. Vue du rotor – c. Moteur assemblé

Annexe II :

Prise en compte des charges résiduelles.

Prise en compte des charges résiduelles.

Pour éviter par exemple les court-circuits lorsque le miroir rentre en contact avec les électrodes, on dépose généralement une couche de diélectrique sur ces dernières. Ce dépôt est aussi valable pour d'autres microsystèmes, tel que les commutateurs RF par exemple. Mais, les charges résiduelles, qui s'accumulent dans l'isolant, affectent les performances de l'actionneur. Cette constatation avait d'ailleurs été effectuée lors de l'évaluation des caractéristiques statiques du micro-miroir de Franck Larnaudie. De plus, il s'avère souvent que la charge résiduelle varie dans le temps, comme l'a montré récemment Chan et al.

Nous avons donc décidés, afin d'effectuer une simulation plus réaliste de la structure, de prendre en compte le substrat et la couche d'oxyde de protection, déposée sur les électrodes. Un schéma du modèle simulé, est présenté dans la figure ci-dessous.

La première étude a consisté à étudier l'évolution de la tension de pull-in, en fonction de l'épaisseur de la couche d'oxyde déposée, en gardant l'angle de déviation constant. Considérons pour cela une électrode mobile le long d'une trajectoire, caractérisé par un degré de liberté σ. D'un autre côté, on considère une électrode fixe, comportant sur sa surface extérieure une couche de diélectrique isolant, et possédant une charge résiduelle à son interface avec l'air. Appliquons une différence de potentiel V entre ces deux électrodes.

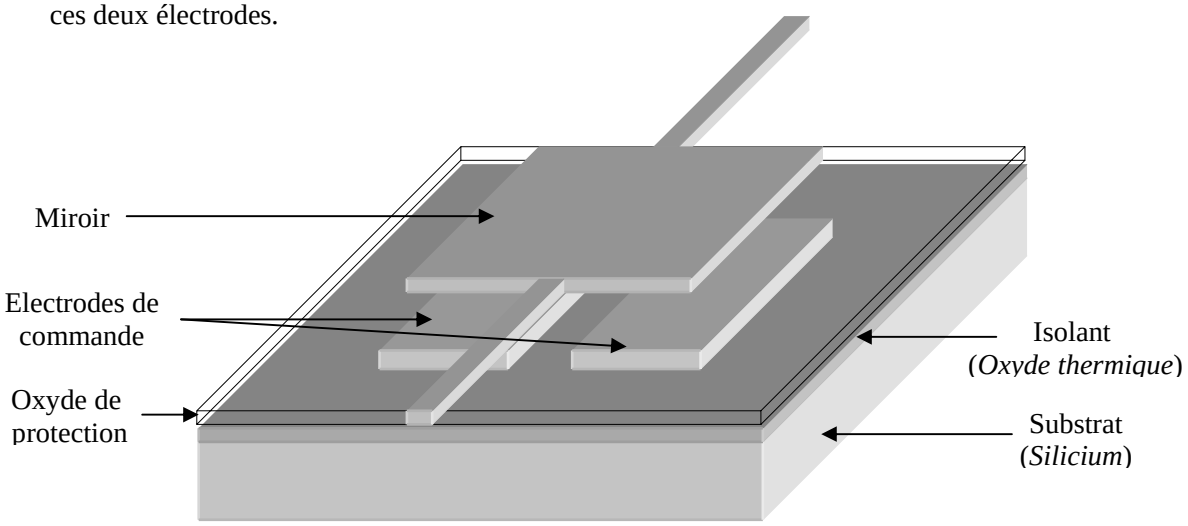


Figure 1. Schéma du miroir modélisé.

Le schéma équivalent du montage est représenté en figure XX, dans laquelle $C(\sigma)$ caractérise la capacité de l'électrode mobile et C_d la capacité prise entre la couche isolante et le plan de masse.

En utilisant le thérorème de superposition, la différence de potentiel entre les deux capacités est donnée par :

$$V_{12} = V.\frac{C_d}{C(\sigma)+C_d} - Q_{\mathrm{Res}}.\frac{1}{C(\sigma)+C_d} \quad (1)$$

$$V_{23} = V.\frac{C(\sigma)}{C(\sigma)+C_d} + Q_{\mathrm{Res}}.\frac{1}{C(\sigma)+C_d} \quad (2)$$

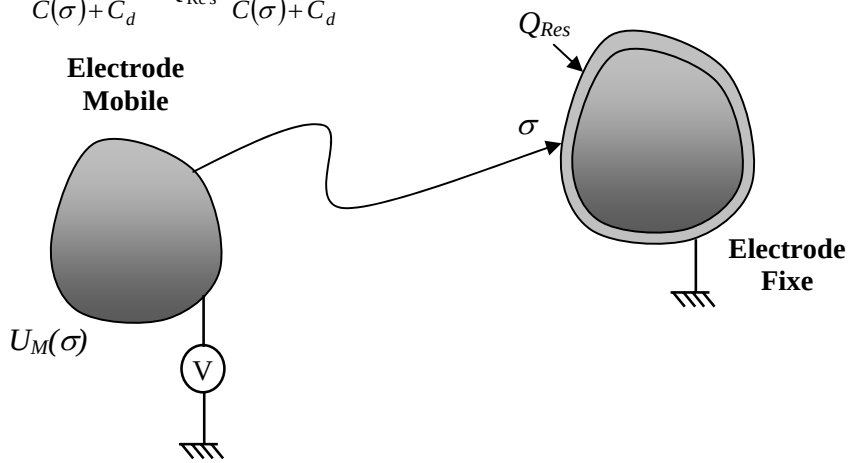


Figure 2. Actionneur électrostatique avec couche d'isolant : convention prises.

L'énergie électrique totale est égale à la somme des énergies stockées par chaque capacité, soit :

$$U_E = \frac{1}{2}.C(\sigma).V_{12}^2 + \frac{1}{2}.C_d.V_{23}^2 = \frac{1}{2}.\frac{C_d.C(\sigma)}{C_d + C(\sigma)}.V^2 + \frac{1}{2}.\frac{1}{C_d + C(\sigma)}.Q_{\mathrm{Res}}^2 \quad (3)$$

On notera que l'énergie électrique totale est la somme des contributions de chaque source d'énergie avec sa capacité équivalente. Ceci n'est pas forcément vrai si l'on considère plusieurs sources d'énergie (*Cas d'un actionneur électrostatique comprenant plusieurs source d'énergies en série*). La co-énergie totale de l'actionneur est donnée par :

$$U_T^* = \frac{1}{2}.\frac{C_d.C(\sigma)}{C_d + C(\sigma)}.V^2 - \frac{1}{2}.\frac{1}{C_d + C(\sigma)}.Q_{\mathrm{Res}}^2 - U_M(\sigma) \quad (4)$$

Dérivons l'équation précédente. On introduit de plus les conditions de pull-in en éliminant la variable V. On obtient :

$$(C + C_d).\left[\frac{\partial^2 U_M}{\partial \sigma^2}.\frac{\partial C}{\partial \sigma} - \frac{\partial U_M}{\partial \sigma}.\frac{\partial^2 C}{\partial \sigma^2}\right] + 2.\left(\frac{\partial C}{\partial \sigma}\right)^2.\frac{\partial U_M}{\partial \sigma} = 0 \quad (5)$$

La solution de l'équation précédente donne le déplacement du point de repos au point de pull-in, σ_{PI}. On remarque déjà que la charge résiduelle n'a aucune influence sur la position du point de pull-in, puisque

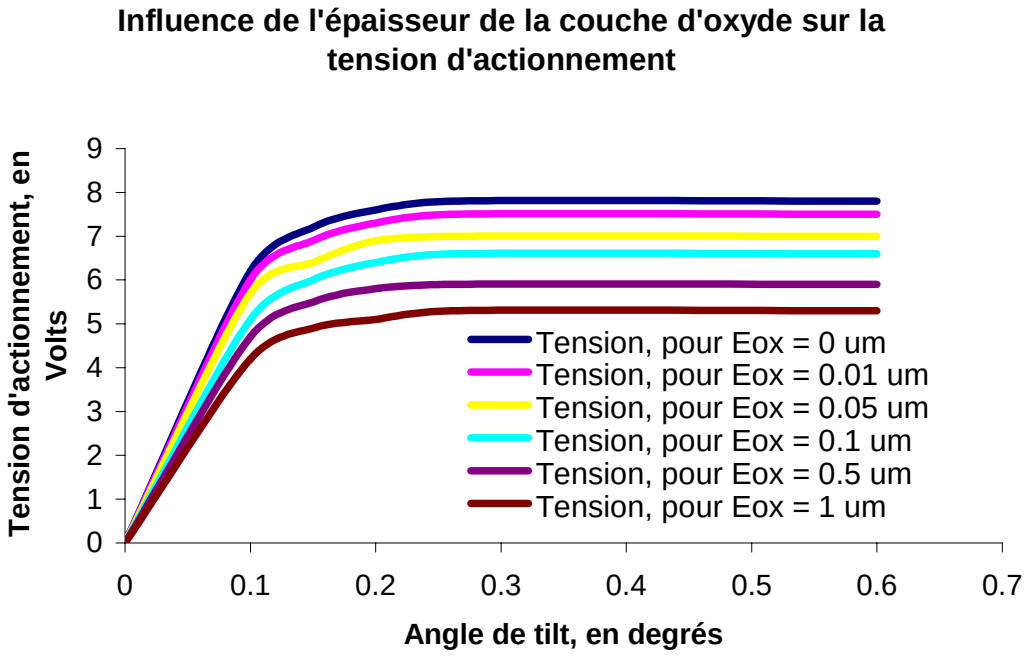
la variable Q_{Res} n'intervient pas dans la dernière équation. Par contre, la capacité C_d influence le point de pull-in, en rapprochant le point de pull-in du substrat. La tension de pull-in peut être aussi dérivée, et est donnée par :

$$V_{PI}^2 = \left[2.\frac{\frac{\partial U_M}{\partial \sigma}}{\frac{\partial C}{\partial \sigma}}.\left(1+\frac{C}{C_d}\right)^2 - \frac{Q_{\mathrm{Res}}^2}{C_d^2} \right]_{\sigma=\sigma_{PI}} \qquad (6)$$

On remarque que plus la charge résiduelle augmente, plus la tension de pull-in diminue. On en déduit donc que :

- Le point de pull-in n'est pas affecté par la charge résiduelle, mais par la capacité série due à l'oxyde,
- La tension de pull-in réduit quand la charge résiduelle augmente. On notera par ailleurs que la charge résiduelle est indépendante de la polarité de la charge.

Cette constatation a pu être vérifiée à l'aide du solveur COVENTOR. Nous avons pour cela fait varier l'épaisseur de la couche d'oxyde de protection déposée sur les électrodes, entre 0 et 1µm. le graphique suivant résume les résultats.



Graphique 1. Influence de l'épaissseur d'oxyde sur la tension de pull-in.

On remarque la aussi une décroissance de la tension de pull-in quand l'épaisseur d'oxyde augmente.

On en déduit donc que les charges résiduelles dans l'oxyde, quelque soit le signe de la charge, s'accumulent dans la couche isolante existant entre le substrat et les électrodes, et modifient les performances du miroir, notamment au cours du temps.

[143] Site Internet : http://www.darpa.mil/dso/thrust/md/energy/pa_uta.html

[144] K. Maruta, K. Takeda, L. Sitzki, K. Borer, P. Ronney, S. Wussow, O. Deutschmann, "Catalytic Combustion in Microchannel for MEMS Power Generation," *Proceedings of 3rd Asia-Pacific Conference on Combustion*, Seoul, Corée, 24-27 Juin 2001.

[145] R. Yazami, « Les batteries pour le prochain millénaire », REE, n° 8, pp.55-56, 1999.

[146] J-P. Terrat, M. Martin, A. Levasseur, G. Meunier, P. Vinatier, « Micro-générateurs, Micro-piles et Micro-batteries », *Techniques de l'Ingénieur*, vol. D3 342, pp. 1-10.

[147] R. Doisneau, « Les batteries Lithium-ion pour équipements électroniques portables », *REE*, n° 8, pp.64-70, 1999.

[148] Site Internet : http://www.frontedgetechnology.com

[149] Site internet : http://www.berkeley.edu

[150] R. Brioult, « Les projets secrets du bureau d'études Citroën », *La Vie de l'Auto Editions*, vol. 2, pp. 250-290, 1978.

[151] Site Internet : http://euler.me.berkeley.edu/mrcl

[152] Besancon… A COMPLETER

[153] Pierre-Alain Gilles « Conception et réalisation d'un micro-moteur planaire à aimant permanent », thèse soutenue au LEG en 2001.