

UNIVERSITÉ DE LILLE I
U.F.R. des sciences et techniques

THÈSE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITÉ DE LILLE 1

Spécialité microélectronique/microsystème

Conception, réalisation et test d'un microsystème de transport alimenté à distance

présentée par

Philippe BASSET
Ingénieur ISEN

Soutenue le 24 juin 2003

Jury d'examen :

Président : **Didier DECOSTER**, professeur à l'USTL (Lille1)
Rapporteurs : **Nicolas CHAILLET**, professeur à l'UFC
Daniel BARBIER, professeur à l'INSA de Lyon
Examineur : **Herman CASIER**, ingénieur chez AMI Semiconductor
Directeur de thèse : **Andreas KAISER**, directeur de recherche au CNRS
Co-directeur : **Lionel BUCHAILLOT**, chargé de recherche au CNRS

Remerciements

Ce travail a été co-financé par le CNRS et le Conseil Général du Nord grâce à l'attribution d'une bourse BDI, et réalisé au sein des équipes de Conception de Circuits Analogiques et de Microsystèmes Silicium du département ISEN de l'Institut Supérieur d'Electronique, de Microélectronique et des Nanotechnologies.

Je remercie Monsieur Didier DECOSTER, professeur à l'Université des Sciences et Techniques de Lille, d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je remercie Messieurs Nicolas CHAILLET, professeur à l'Université de Franche Comté, et Daniel BARBIER, professeur à l'INSA de Lyon, d'avoir accepté d'être rapporteurs.

Je remercie Monsieur Herman CASIER, ingénieur chez AMI Semiconductor, d'avoir accepté d'être examinateur.

Mes remerciements s'adressent tout particulièrement à Andréas KAISER, directeur de recherche au CNRS, responsable du groupe Conception de Circuits Analogiques et professeur à l'ISEN, qui m'a proposé ce sujet de thèse pluri-disciplinaires et qui en a assuré la direction, à Lionel BUCHAILLOT, responsable du groupe Microsystèmes Silicium, co-encadrant, qui a supervisé toute la partie liée aux micro-technologies, ainsi qu'à Dominique COLLARD, fondateur du groupe Microsystèmes Silicium, directeur du CIRMM et professeur de l'Université deTokyo, pour son optimisme communicatif et ses conseils toujours avisés.

Je tiens également à remercier Bernard LEGRAND, chargé de recherche au CNRS, Bruno STEFANELLI et Jean-Marc Capron, enseignants-chercheurs à l'ISEN, pour leurs conseils et leurs disponibilités.

Je remercie l'ensemble des ingénieurs/techniciens de la centrale technologique de l'IEMN qui mettent leur savoir faire à la disposition des chercheurs de l'institut.

Un grands merci à Valérie VANDENHANDE, Anne LOMBART et Jean-Michel DROULEZ.

Je n'oublie pas l'ensemble des thésards du groupe microsysteme, Manu, Vincent, Olivier, François et les autres, pour la bonne humeur et le dynamisme qu'ils ont su donner à cette jeune équipe.

Enfin, mention spéciale à Dimitri GALAYKO, pour son aide et son amitié indéfectible tout au long de ces années.

1 ÈRE PARTIE
INTRODUCTION GÉNÉRALE :
ÉTAT DE L'ART ET DESCRIPTION DU SUJET

Chapitre I : Etude bibliographique sur les microsystemes de transport

1. Introduction	12
2. Les microconvoyeurs.....	15
2.1 Principaux microconvoyeurs	15
2.1.1 <i>K. S. J. Pister et al., (1990, Université de Berkeley)</i>	15
2.1.2 <i>Y. K. Kim et al., (1990, Université de Tokyo)</i>	16
2.1.3 <i>M. Ataka et al., (1993, Université de Tokyo)</i>	17
2.1.4 <i>S. Konishi et al., (1994, Université de Tokyo)</i>	18
2.1.5 <i>C. Liu et al., (1995, Université de Los Angeles)</i>	19
2.1.6 <i>J. W. Suh et al., (1997, Université de Stanford)</i>	20
2.1.7 <i>K. F. Böhringer et al., (1996, Université Cornell)</i>	21
2.1.8 <i>H. Nakazawa et al., (1997, Fuji Elec. Corporate Research)</i>	22
3. Les microrobots	23
3.1 Concept de microrobots, réalisations en cours	24
3.1.1 <i>R. Yeh et al., (2000, BSAC-Université de Berkley)</i>	24
3.1.2 <i>P. E. Kladitis et al., (2000, Université du Colorado)</i>	25
3.1.3 <i>D. Ruffieux et al., (2000, CSEM-Neuchâtel)</i>	26
3.1.4 <i>U. Simu et al., (2002, Université d'Uppsala)</i>	27
3.1.5 <i>A. Bonvilain et al., (2002, LAB-Université de Besançon)</i>	28
3.2 Microrobots réalisés avec succès.....	29
3.2.1 <i>T. Yasuda et al., (1994 - Université de Tokyo)</i>	29
3.2.2 <i>T. Ebefors et al. (1999, Université de Stockholm)</i>	30
3.2.3 <i>M. Mita et al. (2001, Université de Tokyo)</i>	31
3.2.4 <i>S. Hollar et al., (2002, BSAC-Université de Berkley)</i>	32
4. Conclusion	33
5. Références	33

Chapitre II : Description des objectifs et choix initiaux

1. Introduction	38
2. Les forces d'actionnement	38
2.1 Les principales forces externes	39
2.1.1 <i>La force magnétique</i>	39
2.1.2 <i>La force électrostatique</i>	39
2.2 Les principales forces internes.....	40
2.2.1 <i>L'actionnement thermique</i>	40
2.2.2 <i>Les alliages à mémoire de forme (AMF)</i>	40
2.2.3 <i>L'effet piézoélectrique</i>	41
3. Autonomie et contrôle à distance	42
3.1 Les sources d'énergie pour les systèmes autonomes	42

3.2 Principe du couplage magnétique.....	42
3.3 La transmission de données.....	43
3.4 Les courants de Foucault.....	44
4. Le système de déplacement à cils.....	44
4.1 Principe.....	44
4.2 Déplacement à deux degrés de liberté.....	45
5. Vue d'ensemble du système à réaliser.....	46
6. Références.....	47

2 ÈME PARTIE ETUDE DU SYSTÈME

Chapitre III : Le système d'émission

1. Introduction.....	52
2. Rappel d'électromagnétisme.....	53
2.1 Magnétostatique.....	53
2.1.1 <i>Le champ magnétique.....</i>	<i>53</i>
2.1.2 <i>Inductance propre / inductance mutuelle.....</i>	<i>54</i>
2.2 Induction magnétique.....	54
2.3 Expression de la tension induite.....	55
3. Le système d'émission.....	57
3.1 Principe général.....	57
3.2 La carte d'émission.....	58
3.3 Le circuit d'adaptation d'impédance.....	59
3.3.1 <i>Rappel : principe de l'adaptation d'une antenne.....</i>	<i>59</i>
3.3.2 <i>Montages types d'adaptation d'impédance.....</i>	<i>60</i>
3.3.3 <i>Calcul des éléments du montage.....</i>	<i>62</i>
3.3.4 <i>Impédance optimale de l'antenne.....</i>	<i>64</i>
3.4 Expression de l'inductance d'une antenne circulaire.....	64
3.4.1 <i>Formule de Grover.....</i>	<i>64</i>
3.4.2 <i>Formule de Terman.....</i>	<i>65</i>
3.4.3 <i>Autre formule.....</i>	<i>65</i>
3.4.4 <i>Comparaison des différentes expressions.....</i>	<i>65</i>
3.5 Rayon optimal de l'antenne d'émission.....	66
4. Principe des résonateurs couplés.....	67
4.1 Le couplage critique.....	67
4.2 Influence de la charge du circuit de réception.....	69
5. Mesures expérimentales préliminaires.....	70
5.1 Mesures en fonction de la distance entre les antennes.....	70
5.2 Mesures en fonction de la distance par rapport au centre de l'antenne d'émission.....	72
6. Conclusion.....	72
7. Références.....	73

Chapitre IV : Conception de l'antenne de réception

1. Introduction	76
2. Etude théorique d'une inductance spirale intégrée	77
2.1 Modélisation d'une inductance intégrée	77
2.2 Le coefficient de qualité	78
2.2.1 Définition	78
2.2.2 Expression de Q pour une inductance intégrée	79
2.2.3 Evolution de Q en fonction des paramètres technologiques.....	80
2.2.4 Améliorations technologiques.....	81
2.3 Les pertes en fréquence.....	82
2.3.1 L'effet de peau.....	82
2.3.2 Les courants de Foucault.....	83
3. Optimisation du dessin de l'antenne	84
3.1 Introduction.....	84
3.2 Expression analytique d'une inductance spirale	85
3.2.1 Géométrie de l'antenne.....	85
3.2.2 La méthode de Grover étendue	85
3.2.3 La formule de Wheeler.....	86
3.2.4 La formule de Bryan	86
3.2.5 La formule de Terman.....	87
3.3 Comparaison des différentes expressions de L	87
3.4 Expression de la résistance de perte de l'antenne.....	87
4. Optimisation de l'antenne	88
5. Conclusion	90
6. Références	91

Chapitre V : Le circuit de commande

1. Introduction	96
1.1 Description de la technologie I2T100.....	96
1.2 Rapide description des principaux composants disponibles.....	97
1.3 Description des fonctionnalités du circuit	98
2. Etude des blocs analogiques	99
2.1 Le redresseur/quadrupleur	99
2.2 Le limiteur de tension	100
2.3 Le régulateur 5V	102
2.4 Le générateur d'horloge.....	102
2.5 Le démodulateur	103
2.5.1 Principe.....	103
2.5.2 La référence de courant	104
2.5.3 Le comparateur.....	106
2.5.4 L'étage de sortie.....	107
2.6 Le buffer de sortie haute tension.....	110
3. Etude des blocs numériques	112
3.1 Le convertisseur série/parallèle	113
3.2 Dispositifs anti-collage électrostatique.....	115

4. Layout.....	116
5. Conclusion.....	116
6. Références.....	117

3 ÈME PARTIE RÉALISATIONS & CARACTÉRISATION

Chapitre VI : Réalisation de l'antenne de réception

1. Introduction	122
2. Lithographie de la résine époxy SU-8.....	124
2.1 Présentation de la SU-8	124
2.1.1 <i>Composition</i>	124
2.1.2 <i>Mécanisme</i>	124
2.2 Procédé de lithographie	125
2.2.1 <i>Déshydratation</i>	125
2.2.2 <i>Résinage</i>	125
2.2.3 <i>Recuit avant insolation</i>	125
2.2.4 <i>Exposition</i>	126
2.2.5 <i>Recuit après insolation</i>	126
3. Pulvérisation de la couche conductrice	127
3.1 Etude des contraintes des couches nickel/or	127
4. Réalisation du moule pour l'électrolyse	128
4.1 Introduction	128
4.2 Résinage	129
4.2.1 <i>Choix de la vitesse de rotation</i>	129
4.2.2 <i>Choix de l'accélération</i>	129
4.2.3 <i>Choix du temps d'enduction</i>	130
4.3 Pré-recuit	131
4.3.1 <i>Principe d'une résine photo-sensible positive standard</i>	131
4.3.2 <i>Procédé</i>	132
4.4 Insolation et développement.....	133
4.5 Post-recuit.....	134
4.6 L'électrolyse.....	134
5. Caractérisation des antennes.....	135
5.1 Méthode analytique	138
5.2 Méthode numérique.....	140
5.2.1 <i>Calcul d'une racine par la méthode de Newton-Raphson</i>	140
5.2.2 <i>Calcul du facteur de qualité</i>	140
5.2.3 <i>Analyse des résultats</i>	141
6. Expérience de téléalimentation	144
7. Conclusion.....	145
8. Références	146

Chapitre VII : L'actionneur ciliaire électrostatique

1. Introduction	150
2. Présentation de l'actionneur.....	150
2.1 Description et principe.....	150
2.2 Estimation de la tension d'actionnement.....	151
2.2.1 Rappel : principe de la tension de pull-in.....	152
2.2.2 Modèle utilisé pour obtenir une estimation de la tension de pull-in des actionneurs.....	154
2.2.3 Résultats de simulation	156
3. Premier procédé de fabrication.....	157
3.1 Procédé.....	157
3.2 Simulations électro-mécaniques par éléments finis.....	160
3.3 Réalisation et actionnement à distance	162
4. Deuxième procédé de fabrication.....	163
4.1 Procédé.....	163
4.2 Conclusion	165
5. Références	166

Chapitre VIII : Test du circuit intégré haute-tension

1. Introduction	168
2. Tests préliminaires	169
2.1 Capacité d'entrée	170
2.2 Puissance consommée.....	170
3. Tests des différents blocs.....	172
3.1 Test du régulateur 5V	172
3.2 Test du redresseur/quadrupleur.....	172
3.3 Test du démodulateur.....	174
3.4 Test de l'horloge	176
3.5 Test de la partie numérique.....	177
4. Test du circuit complet.....	177
4.1 Test en charge capacitive.....	178
4.2 Test en charge résistive.....	178
5. Conclusion	180

Chapitre IX : Conclusion générale

ANNEXES

A. Calcul des équations du modèle simplifié des actionneurs	186
A.1 Définition des fonctions de singularités.....	186
A.2 Règles d'intégration.....	186
A.3 Application à la poutre de la figure 5 du chapitre VII.....	186

<i>A.3.1 Expression du chargement de la poutre $q(x)$</i>	186
<i>A.3.2 Calcul de la flèche</i>	187
B. Programme Matlab pour l'estimation de la tension d'actionnement à partir des fonctions singulières	188
C. Réalisation de la connexion face avant / face arrière	191

1^{ÈRE} PARTIE

INTRODUCTION

GÉNÉRALE :

ÉTAT DE L'ART ET DESCRIPTION DU SUJET

Chapitre I

ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE SUR LES MICROSYSTÈMES DE TRANSPORT

Cette étude bibliographique commence par une présentation du contexte dans lequel s'est développé la microrobotique en technologie silicium, et plus particulièrement de l'intérêt des systèmes de microdéplacement. Il s'en suit un état de l'art des différents microconvoyeurs existants ainsi que des principaux projets de microrobots.

I- 1 Introduction

Lorsqu'en 1959 R. Feynman parle de miniaturiser le monde qui nous entoure, il évoque sa fascination pour des micromachines mobiles qui pourraient elles-mêmes faire du micro-assemblage, comme si "*on dressait une fourmi qui dresserait une mite*" à réaliser un objet [1]. Il lance comme un défi à la communauté scientifique. Vingt trois ans plus tard, alors qu'il constate une absence d'évolution dans le sens de ses prédictions, R. Feynman propose d'utiliser des couches sacrificielles dans les procédés de fabrication de la micro-électronique, dont la résolution atteint déjà l'ordre du micron, pour faire de la micromécanique [2]. Il évoque alors la réalisation de microrobots mobiles et téléalimentés, imaginant notamment des applications dans la chirurgie. Cette fois-ci le message est entendu par la communauté scientifique et le rêve d'un micromonde à créer se propage. Les microsystèmes sont nées, et la réalisation de microrobots en est un des premiers domaines d'exploration.

Par microrobot on entend à la fois des microsystèmes mobiles capables de se déplacer d'un point à un autre et des systèmes fixes capables de manipuler des objets microscopiques. Les avantages entrevus en 1988 par W. S. N. Trimmer dans son papier intitulé "*Microrobots and micromechanical systems*" [3] sont, en plus de l'excitation provoquée par l'exploration d'un nouveau domaine, une plus grande vitesse, une meilleure précision et plus de douceur dans les actionneurs mécaniques. Le gain de place obtenu doit permettre de réduire les coûts de production et éventuellement d'utiliser des matériaux exotiques, donc plus chers, afin d'améliorer les caractéristiques du système global. On attend des microtechnologies qu'elles dépassent les limites de la manipulation et de la patience humaine, dans des domaines comme l'assemblage électronique, la médecine ou l'exploration spatiale.

Dès le début des années 90, le concept du microrobot est décrit comme devant être similaire au robot du monde macroscopique, à savoir un objet ayant un comportement reprogrammable, une certaine adaptabilité devant des situations imprévues ou tout du moins contrôlable à distance [4]. Il doit être constitué d'une structure physique, d'un système de commande, d'une source de puissance, de capteurs et d'actionneurs. Il peut être fixe ou mobile, mais pour être utile il doit être capable de manipuler des objets [5]. En plus des problèmes majeurs de friction et de stiction inhérents à tout mécanisme microscopique [1], se pose pour les microrobots celui de la miniaturisation de la source d'énergie et de la

génération de forces suffisantes pour obtenir un déplacement ou une manipulation d'objet. A l'image de la micro-électronique, du fait de la possibilité d'intégration sur un substrat de silicium et de la production de masse, de nouveaux concepts se sont développés, consistant à multiplier le nombre d'actionneurs effectuant des actions à très petites échelle et de les assembler en série ou en parallèle pour obtenir un effet macroscopique [6] [7]. La nécessité de convenablement coordonner l'ensemble des actionneurs et la volonté d'établir un contact entre les capteurs et une station distante demande la présence d'un minimum d'intelligence dans le système.

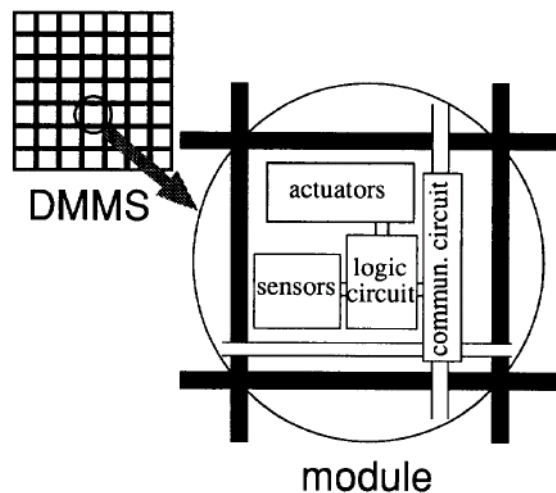


Figure 1 : Le concept du DMMS (Distributed Micro Motion System) consiste à coordonner une multitude de cellules comprenant une unité logique associée à un micro-actionnement pour obtenir un mouvement de grande échelle. (Image extraite de [9])

D'où l'idée de réaliser des micromachines distribuées et autonomes (*ADMs* pour *Autonomous Distributed Microsystems*). Un *ADMs* est un système composé de plusieurs sous-systèmes intelligents qui peuvent partager des informations, communiquer entre eux voir coopérer [8]. Comme première étape vers un *ADMs*, l'équipe du professeur Fujita de l'Université de Tokyo a développé le concept de système de déplacement distribué (*DMMS* pour *Distributed Micro Motion System*) (cf. figure 1) [9]. L'idée maîtresse est toujours la même, coordonner un nombre important de petites actions, en l'occurrence un déplacement, afin d'obtenir une opération plus complexe et de grande échelle. Plusieurs dispositifs de

microconvoyage ont ainsi été réalisés utilisant soit des actionneurs thermiques reproduisant le mouvement des cils dans les organismes vivants [10], soit un flux d'air contrôlé par de multiples microvalves [14-15], soit en utilisant des actionneurs électrostatiques [19-20] ou magnétiques [22].

Si la réalisation de micro-usines au sens où l'entendait Feynman est encore une idée un peu futuriste, on prédit à d'autres applications de la microrobotique un profond impact dans bons nombres de domaines. Les microcomposants mobiles peuvent être utilisés en médecine, (microchirurgie, catheter orientable [23-24]...), en production (micro-assemblage [25]), en inspection et maintenance (test automatique de circuits intégrés [26] (cf. figure 2), inspection de conduites circulaires [27], en biologie (capture, tri et combinaison de cellules [28]...), en bio-engineering [29], ou encore en micro-optique (micropositionnement de lentilles [30] ou de miroirs réfléchissants [31]...). La plupart de ces applications nécessitent la manipulation et l'assemblage automatique de petits objets avec une précision submicronique. La miniaturisation de systèmes de déplacement tel que les microconvoyeurs et les microrobots obtenue à l'aide des technologies MEMS est une première étape vers de tels dispositifs.

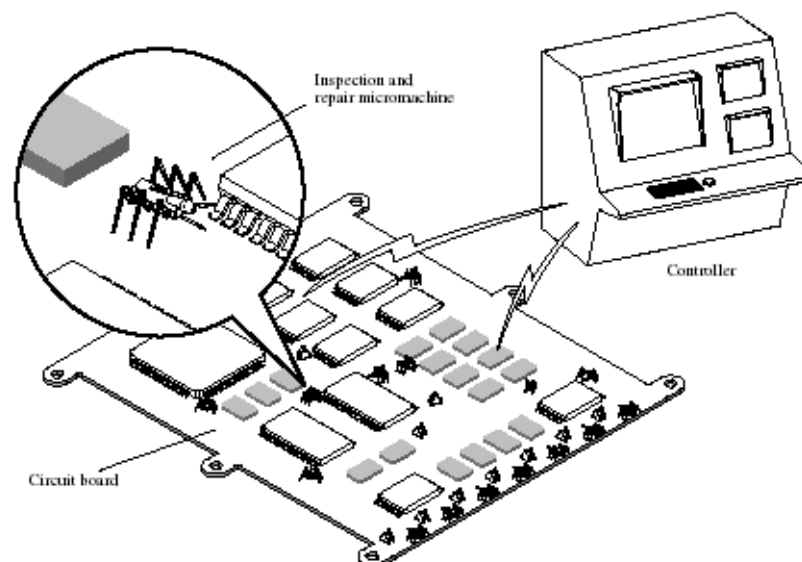


Figure 2 : Exemple d'utilisation de microrobots pour l'inspection de circuits intégrés. Les microrobots attendent dans une zone prédéfinie et vont périodiquement inspecter la carte électronique pour éventuellement réparer les composants défectueux. (Image extraite de [26]).

I- 2 Les microconvoyeurs

On les classe habituellement en deux groupes selon que le convoyeur soit en contact avec l'objet à convoyer ou non. Des systèmes sans contact ont été réalisés grâce à l'utilisation de forces pneumatique [14-17] ou électromagnétique [21-22], créant une sorte de coussin sur lequel l'objet mobile est en lévitation. Le principal avantage de ces systèmes est la très faible, voir l'absence, de friction. Leur inconvénient majeur est leur haute sensibilité à la charge qui affecte très rapidement le coefficient de frottement [12]. Les microconvoyeurs dont les actionneurs sont en contact avec l'objet mobile sont constitués d'un réseau de pattes qui, sous l'influence d'une force thermique (actionneur bimorphe [10-11], matériau unique [12-13]), électrostatique [7,18-20], piezoélectrique [32-33], magnétique [34-35], ou encore électrochimique [36], sortent hors du plan du substrat. Quelle que soit la méthode choisie, les actionneurs doivent générer une force suffisante pour supporter un objet extérieur et permettre son déplacement. A la fois des systèmes synchrones et asynchrones ont été utilisés, ces derniers permettant un contrôle plus précis et l'obtention de vitesses plus élevées [12]. Les paragraphes suivants décrivent plus en détail certains d'entre eux.

2.1 Principaux microconvoyeurs

Les deux premiers microconvoyeurs réalisés sont des systèmes sans contact. Ils ont été présentés à la même conférence.

2.1.1 K. S. J. Pister *et al.*, (1990, Université de Berkeley)

Sur un wafer de silicium, des membranes en nitrure percées de trous de 10 μm laisse passer de l'air sous pression, afin de supporter par lévitation un objet conducteur. Une tension alternative basse fréquence (0,1-10 Hz) est appliquée sur des électrodes réparties sur le substrat (cf. figure 3a). La variation de la capacité formée entre les électrodes et le mobile créé une force électrostatique latérale. Des pas de 100 à 500 μm ont été obtenus sur des morceaux de silicium grâce à des tensions de 2 à 15V. Des pressions de 1 à 10 kPa sont nécessaires pour soulever ces objets.

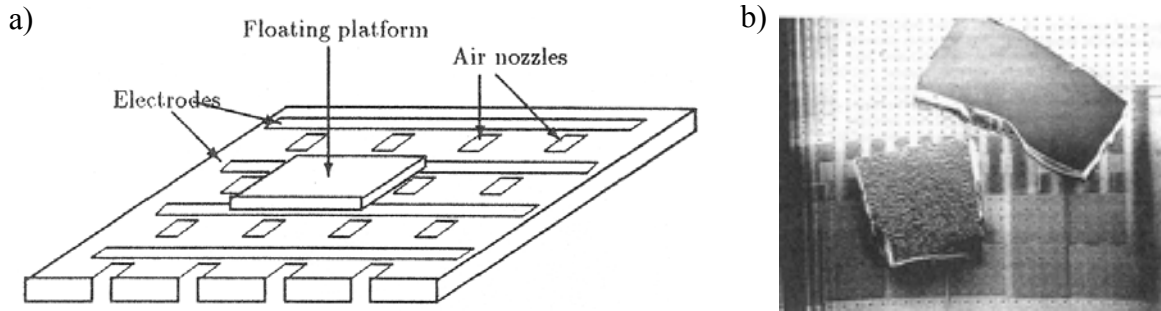


Figure 3 : Micro-convoyeur à actionnement pneumatique et électrostatique (Pfister *et al.*). a) Schéma de principe. b) Photographie du dispositif [16].

2.1.2 Y. K. Kim *et al.*, (1990, Université de Tokyo)

Ce dispositif utilise l'effet Meissner afin de maintenir en lévitation un aimant permanent de 8 mg. Le substrat est composé d'un film de YBaCuO refroidi en dessous de 90K. Des lignes de cuivre parallèles, réalisées par dessus le matériau supra-conducteur, permettent l'apparition de boucles de courant. La force de Lorentz ainsi créée sert à déplacer le mobile. Celui-ci a été maintenu en lévitation à une hauteur de 0,99 mm et a été déplacé de 3,3 mm en 0,46 s, grâce à un courant de 0,4 A dissipant 176 mW.

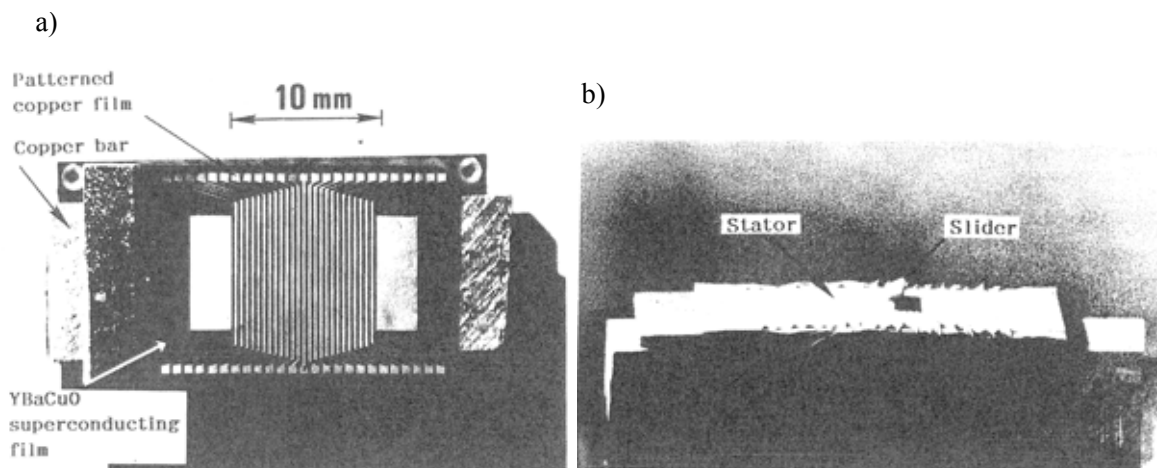


Figure 4 : Micro-convoyeur à actionnement électromagnétique (Kim *et al.*). a) Photographie descriptive du dispositif. b) Image vidéo de l'expérience de convoyage [21].

2.1.3 M. Ataka *et al.*, (1993, Université de Tokyo)

Ce microconvoyeur consiste en un réseau distribué de 512 actionneurs thermiques bimorphes en polyimide qui, grâce à une commande asynchrone, reproduisent le mouvement des cils observé chez certains êtres vivants (cf. figure 5). Le passage du courant dans la structure provoque son échauffement par effet Joule. Une déflexion de l'actionneur se produit du fait de l'écart entre les coefficients d'expansion thermique des deux matériaux le constituant. L'actionneur fait $500 \times 100 \mu\text{m}^2$. Sa déflexion maximale dans le sens vertical est de $180 \mu\text{m}$, et vaut $80 \mu\text{m}$ dans le plan du substrat. La puissance dissipée est alors de 33 mW. Ce dispositif a permis de déplacer un morceau de silicium de 2,4 mg jusqu'à $500 \mu\text{m/s}$, avec une puissance de 4 mW par actionneur.

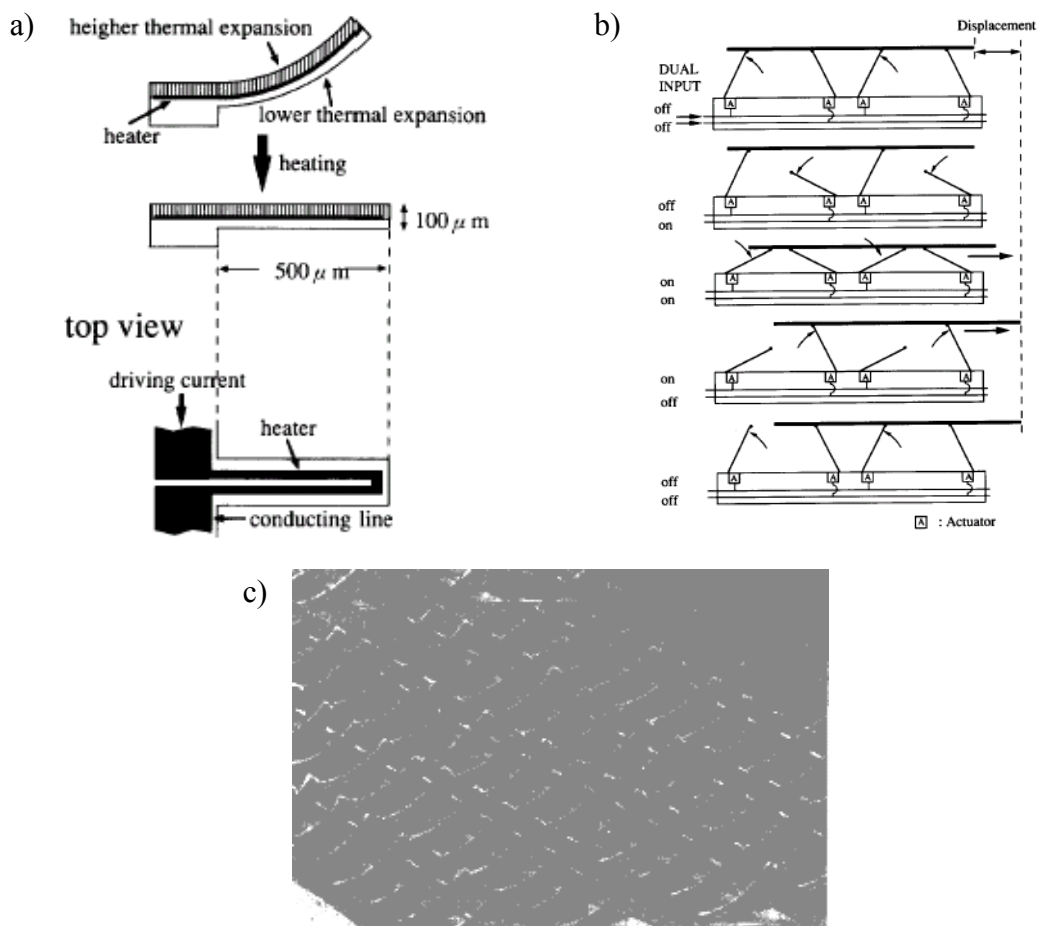


Figure 5 : Microconvoyeur à actionnement thermique (Ataka *et al.*).
 a) Description de l'actionneur. b) Principe du déplacement.
 c) Photographie MEB du réseau d'actionneurs. Images extraites de [10].

2.1.4 S. Konishi *et al.*, (1994, Université de Tokyo)

Il s'agit à nouveau d'un système distribué, comprenant cette fois une multitude d'actionneurs pneumatiques bi-directionnels. Chaque actionneur fonctionne comme un interrupteur pour contrôler un flux d'air provenant de la face arrière du substrat. Deux électrodes permettent de commander électrostatiquement la direction du flux d'air : en l'absence de commande, l'air est transmis face avant, dans le plan du substrat et dans deux directions de sens opposées. La commande électrostatique permet de bloquer le flux (cf. figure 6). La dimension d'un actionneur est de $100 \times 200 \mu\text{m}^2$. Un morceau de silicium de $1\text{mm} \times 1\text{mm} \times 300 \mu\text{m}$ a été déplacé sur 1 mm en 200 ms. Une pression de 2 kPa sur la face arrière a été nécessaire pour mettre le mobile en lévitation. Les interrupteurs se ferment sous 90 V.

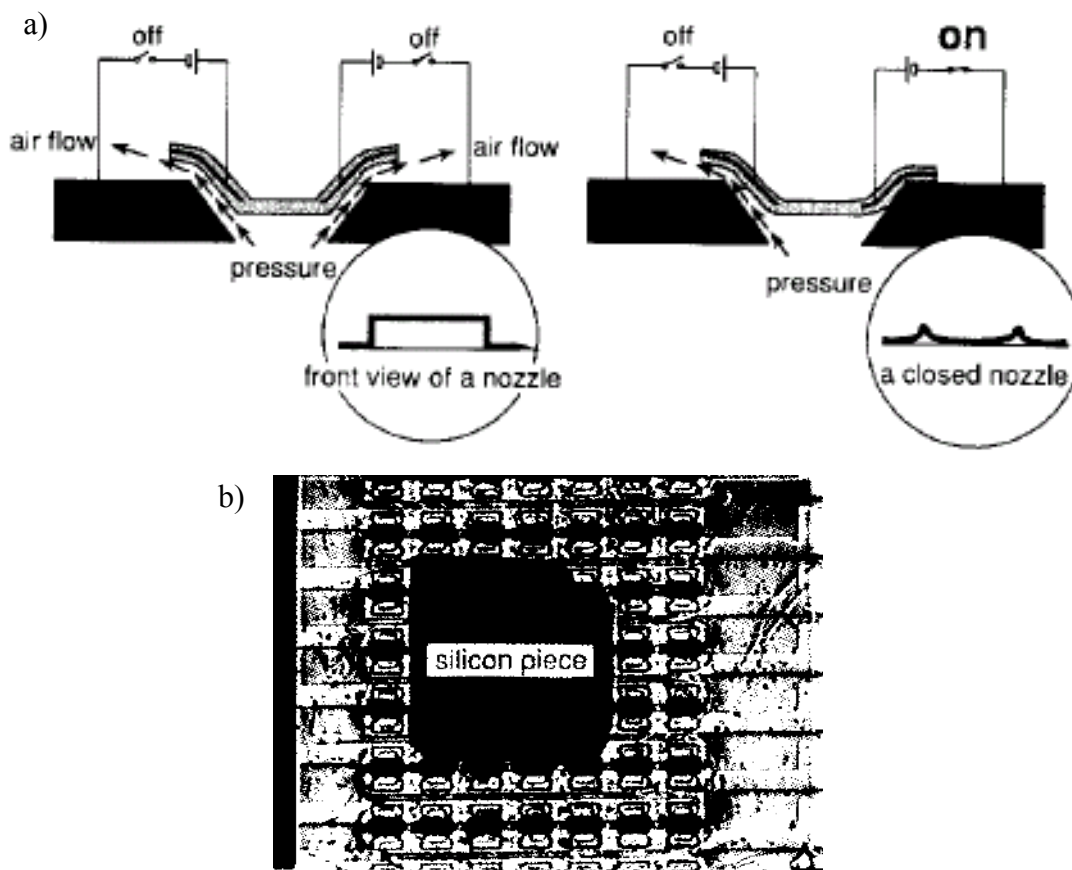


Figure 6 : Microconvoyeur à actionneurs pneumatiques et électrostatiques (Konishi *et al.*). Les actionneurs sont commandés électrostatiquement. a) Principe d'un actionneur. b) Photographie d'un réseau d'actionneurs. Images extraites de [14].

2.1.5 C. Liu *et al.*, (1995, Université de Los Angeles)

Ce microconvoyeur est composé d'un réseau d'actionneurs en polysilicium composés d'une plaque fixée au substrat par deux poutres parallèles (cf. figure 7). La plaque est recouverte d'un matériau ferromagnétique. Ainsi lorsque le dispositif est placé dans un champ magnétique vertical, les actionneurs se redressent induisant un déplacement de leur extrémité. Une commande synchrone de l'ensemble des actionneurs a permis de déplacer un morceau de silicium de 4,6 mg. Chaque actionneur, dont les dimensions sont $1\text{ mm} \times 1\text{ mm} \times 5\text{ }\mu\text{m}$, génère une force de $87\text{ }\mu\text{N}$ lorsqu'il est placé dans un champ magnétique de 20 pT .

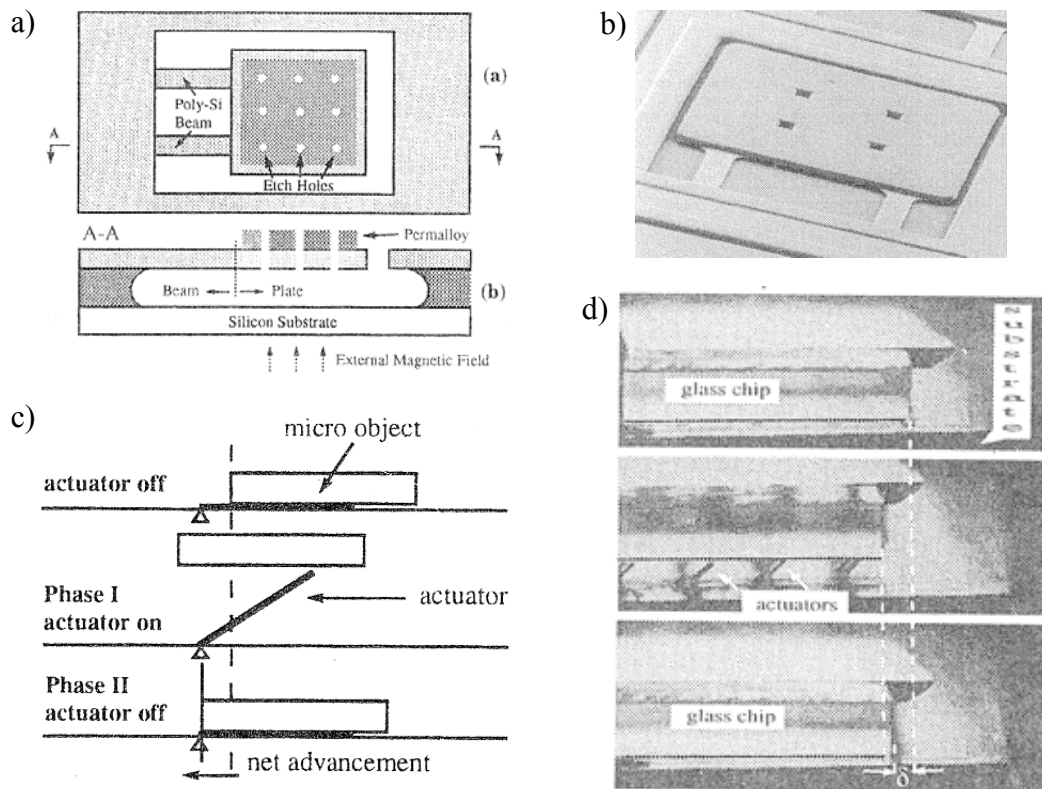


Figure 7 : Micro-convoyeur à actionnement magnétique (Liu *et al.*). a) Schéma de l'actionneur. b) Photographie d'un l'actionneur. c) Principe du déplacement d'objet. d) Photographies d'un cycle de transport. Images extraites de [35].

2.1.6 J. W. Suh *et al.*, (1997, Université de Stanford)

Il s'agit d'un système de déplacement à cils comme au §2.1.3. Les actionneurs sont aussi des actionneurs thermiques bimorphes en polyimide, mais la présence d'une électrode métallique permet de maintenir l'actionnement en consommant peu de puissance. Le substrat est composé de 64 cellules comprenant 4 actionneurs. Ces actionneurs sont disposés de façon orthogonale afin de déplacer un mobile omnidirectionnellement à l'aide d'une commande asynchrone appropriée (cf. figure 8). 20 mW par actionneur sont nécessaires pour obtenir une déflexion de 30 μm . Le pull-in survient au-delà de 300 V, mais seuls 70 V permettent alors de maintenir l'actionnement. Chaque cellule fait 1 mm^2 . Un actionneur supporte jusqu'à 65 $\mu\text{N}/\text{mm}^2$. Divers objets ont été transportés à des vitesses variant avec le poids supporté. La vitesse maximale obtenue est 200 $\mu\text{m}/\text{s}$.

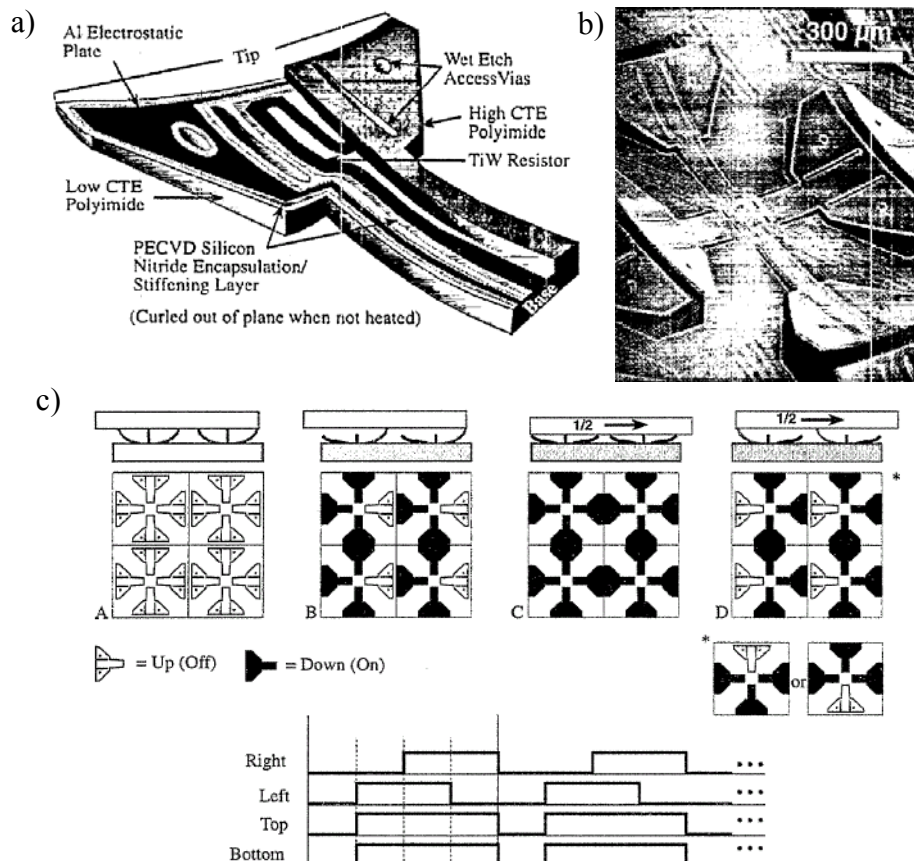


Figure 8 : Microconvoyeur à actionnement thermique et électrostatique (Suh *et al.*). a) Description d'un actionneur. b) Photographie MEB d'une cellule de quatre actionneurs. c) Principe du système de déplacement. Images extraites de [11].

2.1.7 K. F. Böhringer et al., (1996, Université Cornell)

Ce microconvoyeur consiste en 15000 miroirs à actionnement électrostatique en silicium monocristalin, suspendus au niveau de l'axe médian afin d'autoriser un mouvement de torsion. D'un côté de cet axe, une électrode enterrée permet de commander l'actionnement, tandis que la seconde moitié du miroir contient des ergos dans le sens vertical qui rentrent en contact avec un mobile pour le déplacer par friction (cf. figure 9). Chaque actionneur fait $180 \times 200 \mu\text{m}^2$ et génère une force d'approximativement $10 \mu\text{N}$ et un déplacement de $5 \mu\text{m}$. Un morceau de verre de quelque mm^2 pesant 1 mg a ainsi pu être déplacé dans le sens de déplacement des actionneurs.

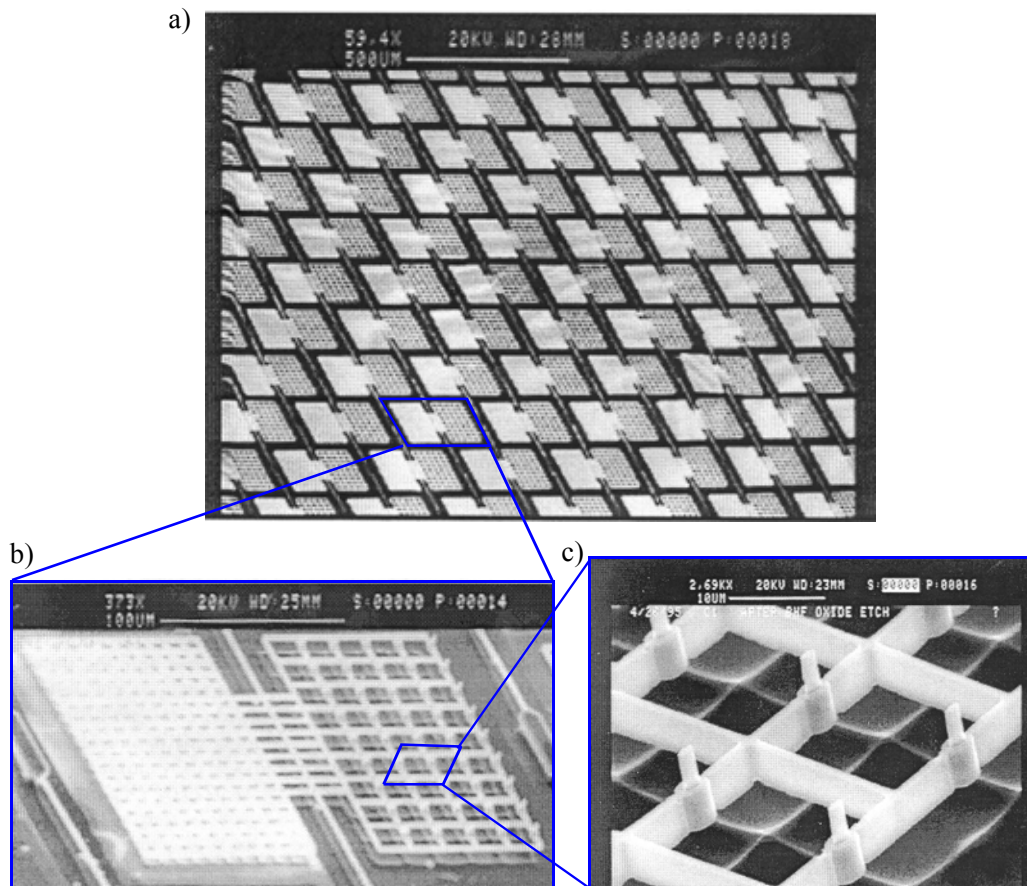


Figure 9 : Microconvoyeur à actionnement électrostatique (K. F. Böhringer *et al.*). a) Réseau d'actionneurs. b) Actionneur individuel. c) Zoom sur la partie de l'actionneur en contact avec le mobile. Images extraites de [18].

2.1.8 H. Nakazawa *et al.*, (1997, Fuji Elec. Corporate Research)

Ce microconvoyeur utilisant la force électromagnétique permet de déplacer un aimant permanent selon deux degrés de liberté. Le substrat est composé d'une multitude d'inductances plan de 1 mm^2 . L'aimant étant polarisé dans le sens vertical, l'application d'un courant continu dans les inductances immédiatement devant le mobile génère une force d'attraction (cf. figure 10). L'alimentation successive des inductances a permis de déplacer un solide de NdFeB de $1*1*5 \text{ mm}^3$, pesant 1,3 gramme, à une vitesse de 30 mm/s.

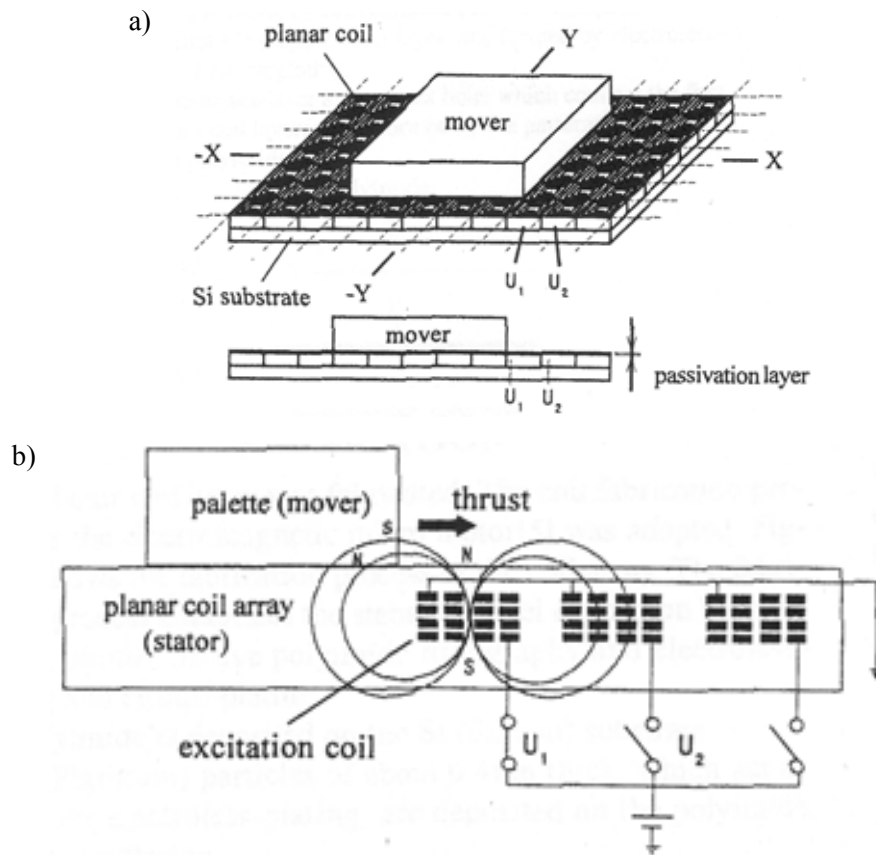


Figure 10 : Microconvoyeur à actionnement électromagnétique (H. Nakasawa *et al.*). a) Schéma global du système. b) Principe du déplacement. Images extraites de [22].

I- 3 Les microrobots

Plusieurs concepts de microrobots ont été mis au point mais rares sont ceux qui ont correctement fonctionnés. On pourrait imaginer qu'il suffit de retourner n'importe lequel des systèmes de microconvoyeurs précédemment cités pour obtenir un microrobot. Malheureusement la plupart de ces systèmes ne sont pas capables de supporter leur propre poids. De plus la rigidité des câbles, nécessaires à l'alimentation des actionneurs, empêche généralement le déplacement de ceux toujours fonctionnels. Quant à la réalisation de systèmes téléalimentés, un seul a été réalisé avec succès, mais sans la possibilité de le télécommander. La faible puissance transmissible limite les modes d'actionnements, excluant ceux à forte consommation d'énergie comme par exemple l'actionnement thermique qui nécessite des courants de l'ordre de la dizaine de mA. Or c'est précisément ceux-là qui sont capables de générer des forces importantes associées à de grands déplacements, et sont donc les plus appropriés pour des applications de transport.

Pour les dispositifs sans fils on considère donc plutôt les actionnements piézoélectrique inverse et électrostatique, car leur force ne dépend pas de la puissance disponible mais de l'importance du champ électrique en présence. Une forte tension et un courant nul, à l'exception des charges capacitives, sont donc suffisants. De plus, ces modes d'actionnement sont particulièrement bien adaptés à la réduction d'échelle car lorsque la taille des actionneurs décroît, la densité d'énergie disponible augmente [3]. L'inconvénient majeur est le faible déplacement obtenu. Pour les actionneurs électrostatiques il est directement proportionnel à l'espace entre les électrodes de commande et par conséquent inversement proportionnel à la force coulombienne pour une tension donnée. Ainsi, pour obtenir un déplacement supérieur au micron de l'électrode mobile, des tensions pouvant aller au-delà de plusieurs centaines de volts sont nécessaires, à moins d'augmenter considérablement la surface des électrodes. En contre partie, ces faibles déplacements ont une précision submicronique et la répétition de l'actionnement permet d'obtenir des mouvements plus importants.

3.1 Concept de microrobots, réalisations en cours

3.1.1 R. Yeh *et al.*, (2000, BSAC-Université de Berkley)

Ce microrobot reproduit la marche des insectes à six pattes. Le principe est le suivant. Seul un groupe de 3 pattes, positionnées en triangle équilatéral, est en contact avec le substrat tandis que les trois autres vont se positionner un peu plus loin. Puis les pattes initialement immobiles se déplacent à leur tour, etc... L'objectif de ce projet est de réaliser un système autonome alimenté par des cellules photo-voltaïques (cf. figure 11). Les pattes sont composées de deux poutres en polysilicium reliées par une charnière [25]. Il sont actionnés par des moteurs électrostatiques réalisés à l'aide de comb-drive et reproduisant le déplacement d'un ver de terre [38]. Seuls les pattes du robot et le moteur ont été réalisés. Ce dernier sera repris dans un autre projet (cf. §3.2.4).

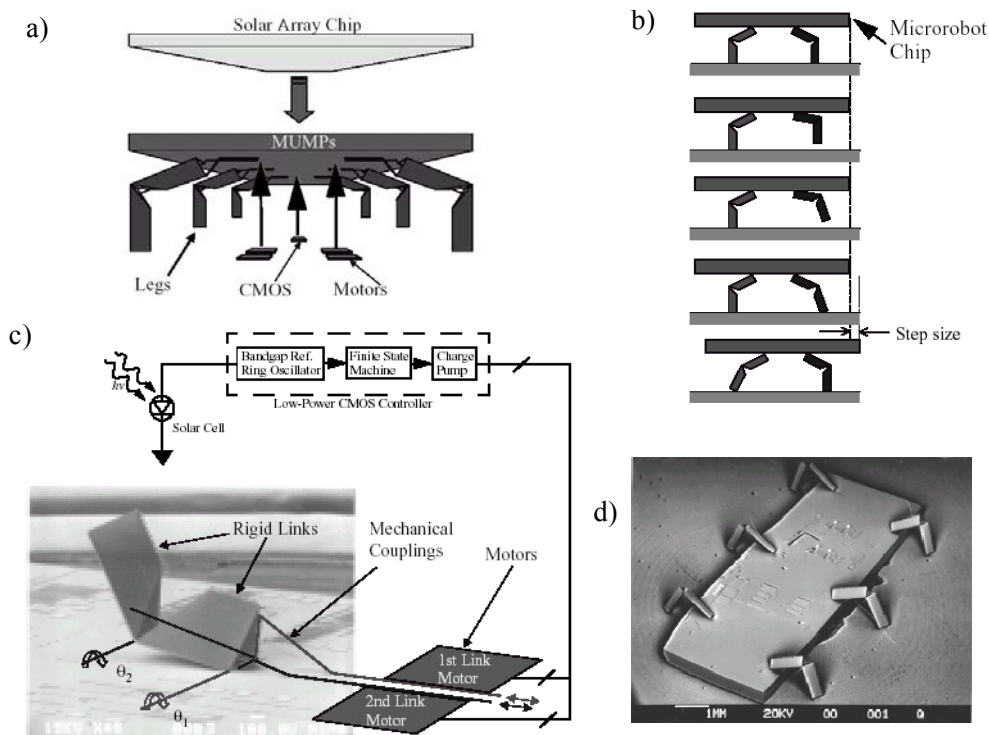


Figure 11 : Projet de microrobot autonome à actionnement électrostatique alimenté par des cellules photovoltaïques (Yeh *et al.*). Le déplacement reprend le mouvement d'un insecte à 6 pattes. a) Vue schématique du robot. b) Principe de la démarche. c) Photographie MEB d'une patte et description du principe de l'actionnement. d) Photographie MEB du prototype réalisé. Images extraites de [37].

3.1.2 P. E. Kladitis *et al.*, (2000, Université du Colorado)

Le principe de déplacement de ce microrobot est identique au précédent à la différence qu'il utilise un nombre plus importants d'actionneurs connectés électriquement en six groupes. Ces groupes sont répartis en deux entités, commandées à l'aide de deux signaux en opposition de phase (cf. figure 12). La structure a pour dimensions 1*1 cm² et comprend 96 pattes de 270 μm de long. Les pattes sont fabriquées séparément et assemblées manuellement à l'aide de microprobes. L'érection hors du plan du substrat est obtenue grâce à des actionneurs thermiques en polysilicium. Ce dispositif a correctement fonctionné en microconvoyeur, en transportant un film de klaptopon de 9*9 mm² pesant 3 grammes. La vitesse maximale obtenue est de 7,55 μm/s à une fréquence de 2 Hz, pour une tension d'actionnement de 0-5 V. Mais le poids et la rigidité des câbles d'alimentation en or n'ont pas permis son utilisation en tant que microrobot.

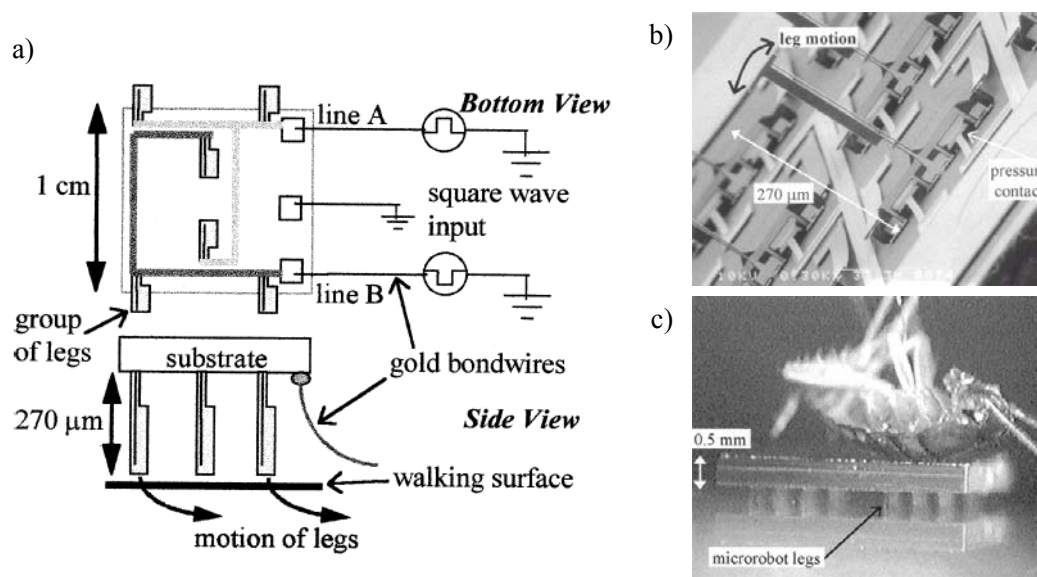


Figure 12 : Microrobot à actionnement thermique (Kladitis *et al.*). Le déplacement est obtenu en reproduisant les mouvements d'un insecte à 6 pattes. a) Schéma simplifié du microrobot. b) Photographie MEB d'un actionneur. c) Photographie MEB du microrobot. Images extraites de [39].

3.1.3 D. Ruffieux *et al.*, (2000, CSEM-Neuchâtel)

Ce projet consiste en un microrobot dont le déplacement reproduit le mouvement elliptique des pattes de certains animaux. Les actionneurs sont constitués d'un cylindre de silicium de $300\ \mu\text{m}$ par $20\ \mu\text{m}$, connecté à une plaque centrale mobile selon trois degrés de liberté grâce à trois poutres piézoélectriques bimorphes et commandées de façon indépendante (cf. figure 13). Si les trois signaux sont en phase, l'actionneur se déplace verticalement. Si l'un d'eux est inversé, une oscillation horizontale se produit. Le principe du déplacement consiste comme précédemment à actionner alternativement une moitié des pattes. Seuls des actionneurs individuels ont été réalisés. Les déplacements observés sont de $\pm 6\ \mu\text{m}$ latéralement et $\pm 3\ \mu\text{m}$ verticalement, pour une tension de $\pm 10\ \text{V}$.

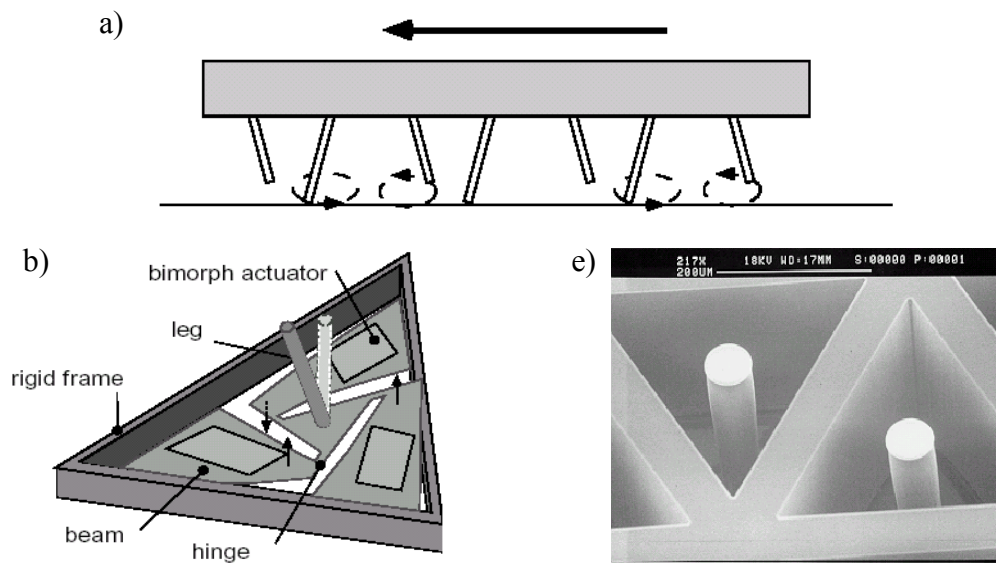


Figure 13 : Projet de microrobot à actionnement piézoélectrique reproduisant le mouvement élliptique des pattes de certains animaux (Ruffieux *et al.*). a) Principe de la démarche. b) Structure d'un actionneur. c) Photographie MEB de deux actionneurs. Images extraites de [33].

3.1.4 U. Simu *et al.*, (2002, Université d'Uppsala)

Ce robot reprend à nouveau le mouvement à 6 pattes de certains insectes, cette fois grâce à des actionneurs piézoélectriques. Leur principe est similaire à des bimorphes, à la différence que chaque patte est constituée de 4 lames piézos pouvant être actionnées de façon indépendantes afin d'obtenir un mouvement à 3 degrés de liberté (cf. figure 14). Le robot comprend deux ensembles de 6 pattes, un en contact avec le sol pour la locomotion et un autre orienté vers le haut pour pouvoir effectuer de la manipulation d'objet. Un circuit intégré a été développé pour effectuer la commande asynchrone des pattes. Une tension de 50 V provoque une élongation de 1,3 μm . Le déplacement du robot n'a pu être obtenu.

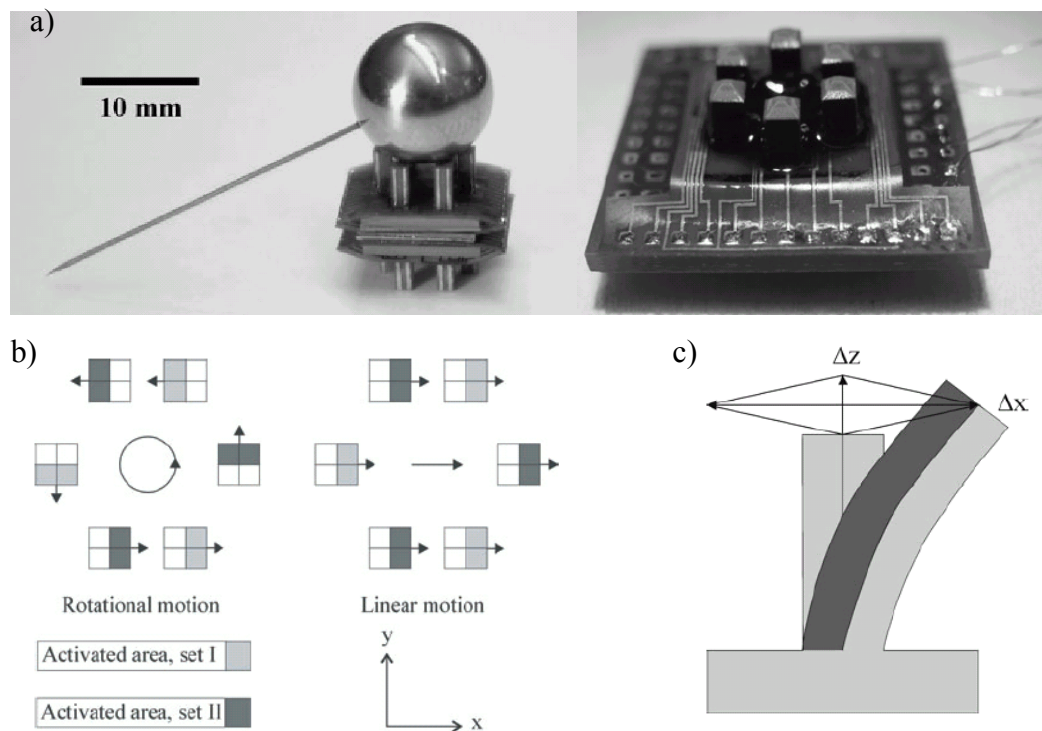


Figure 14 : Microrobot à actionnement piézoélectrique (Simu *et al.*). Le déplacement est obtenu en reproduisant les mouvements d'un insecte à 6 pattes. a) Photographie du robot. b) Mécanisme des déplacements circulaires et droits. c) Coupe verticale d'un actionneur. Images extraites de [32].

3.1.5 A. Bonvilain *et al.*, (2002, LAB-Université de Besançon)

Il s'agit toujours d'un robot à 6 pattes. Chacune des pattes est composée de deux actionneurs thermiques bilames silicium/SU8 dont les déformations sont verticales et de sens opposées. Ainsi en actionnant alternativement le bilame se déplaçant vers le haut, puis les deux bilames ensemble, un pas est obtenu (cf. figure 15-d). La longueur d'une patte est de 2 mm par 700 μm . 40 mA sous 5,6V sont nécessaires pour obtenir une déflexion de 60 μm selon le plan horizontal. Des problèmes de connectique n'ont pas permis à ce jour de tester le robot complet.

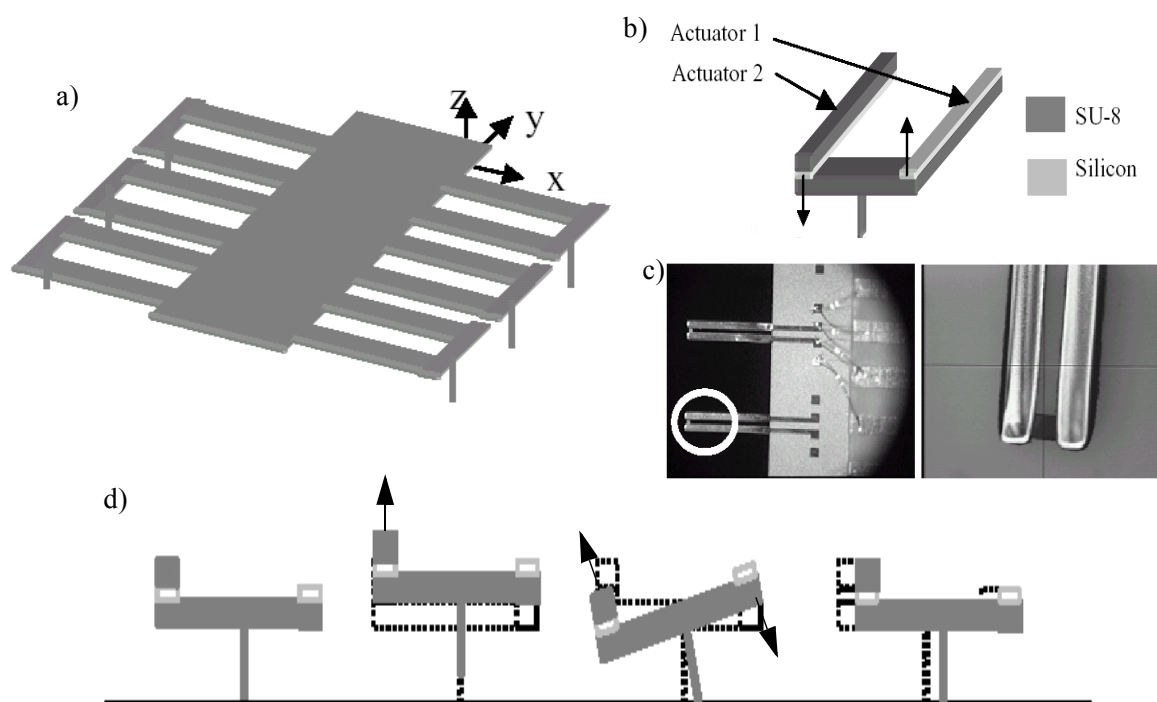


Figure 15 : Microrobot à actionnement thermique (Bonvilain *et al.*). Le déplacement est obtenu en reproduisant les mouvements d'un insecte à 6 pattes. a) Schéma du robot. b) Schéma d'une patte. c) Photographies d'une paire de pattes. d) Principe d'actionnement d'une patte. Images extraites de [41].

3.2 Microrobots réalisés avec succès

3.2.1 T. Yasuda *et al.*, (1994 - Université de Tokyo)

Il s'agit à notre connaissance du premier microrobot réalisé avec succès. La structure, dont les dimensions sont $0,7 \times 1,5 \text{ mm}^2$, est constituée de polysilicium. La présence de joints en polyimide permet un mouvement tridimensionnel des actionneurs. Ceux-ci sont actionnés via la table vibrante piézoélectrique sur laquelle le microrobot se déplace : chaque actionneur a une fréquence de résonance propre. Lorsque la fréquence de la table correspond à celle de l'actionneur, celui-ci est activé. La superposition de plusieurs fréquences permet de contrôler les actionneurs de façon sélective. Le robot comprend six pattes, quatre servant à supporter la structure ainsi qu'à transmettre les vibrations de la table, les deux autres générant la force de déplacement (cf. figure 16). Il peut se déplacer selon deux degrés de liberté jusqu'à une vitesse de 6 mm/s, les deux pattes actives étant actionnées respectivement à 390 et 460 Hz. L'un des intérêts de ce système est l'absence de connectique vers une station distante. L'inconvénient majeur est la nécessité d'un substrat spécifique.

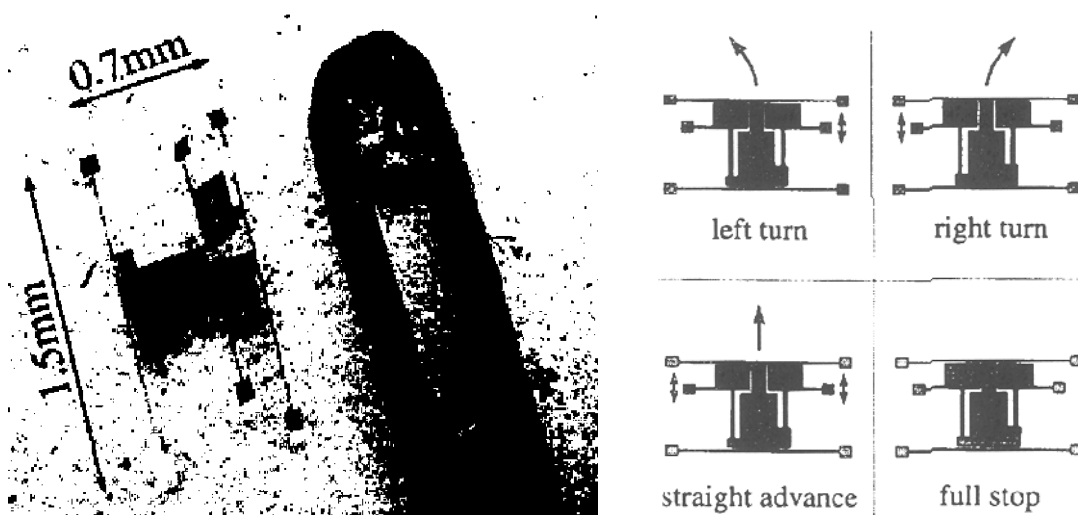


Figure 16 : Microrobot à actionnement piézoélectrique (Yasuda *et al.*). Les vibrations transmises par la table font résonner les deux pattes centrales et provoquent leurs actionnements. Images extraites de [42]. a) Photographie du robot. b) Principe du déplacement.

3.2.2 T. Ebefors *et al.* (1999, Université de Stockholm)

Le robot consiste en un réseau de 8 pattes de silicium d'une longueur de 0,5 à 1 mm disposées sur une surface de 15*5 mm². Les pattes effectuent un mouvement de rotation hors du plan du substrat grâce à un rétrécissement thermique de joints en polyimide (cf. figure 17). Le déplacement est obtenu au moyen d'une commande asynchrone imitant le principe des cils des voix respiratoires, comme le microconvoyeur du §2.1.3. Ce robot est l'unique réalisation fonctionnelle sur différents types de substrat et capable de supporter des charges non négligeables, jusqu'à 30 fois sont propre poids, à savoir 2,5 mg. La vitesse maximale obtenue est de 6 mm/s à une fréquence autour de 100 Hz, pour un signal carré de 18 V correspondant à une puissance de 1,1W.

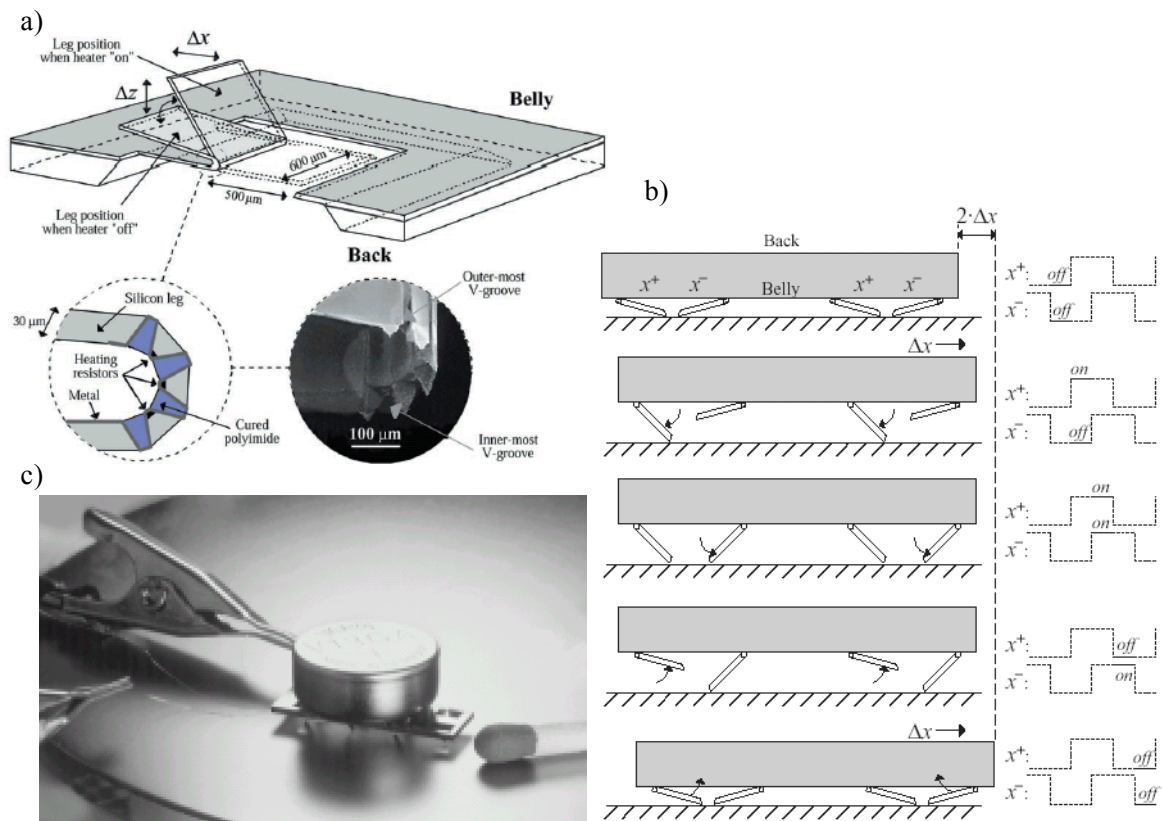


Figure 17 : Microrobot à actionnement thermique (Ebefors *et al.*).
 a) Principe d'un actionneur. b) Principe du déplacement..
 c) Photographie du robot supportant un poids de 2,5 mg. Images
 extraites de [43].

3.2.3 M. Mita *et al.* (2001, Université de Tokyo)

Ce microrobot de 2×2 cm² est constitué de 36 actionneurs dont la partie mobile vient heurter une électrode fixe pour provoquer un déplacement de la structure. La masse mobile est accélérée par la force électrostatique. Sa collision avec le *stopper* (cf. figure 18a), qui est fixé à la base de l'actionneur, lui transmet une force d'impact qui, lorsqu'elle excède les forces de friction avec le substrat, génère un déplacement nanométrique. Une tension créniaux de 100V à 200 Hz permet d'obtenir un déplacement de 2,7 $\mu\text{m}/\text{sec}$.

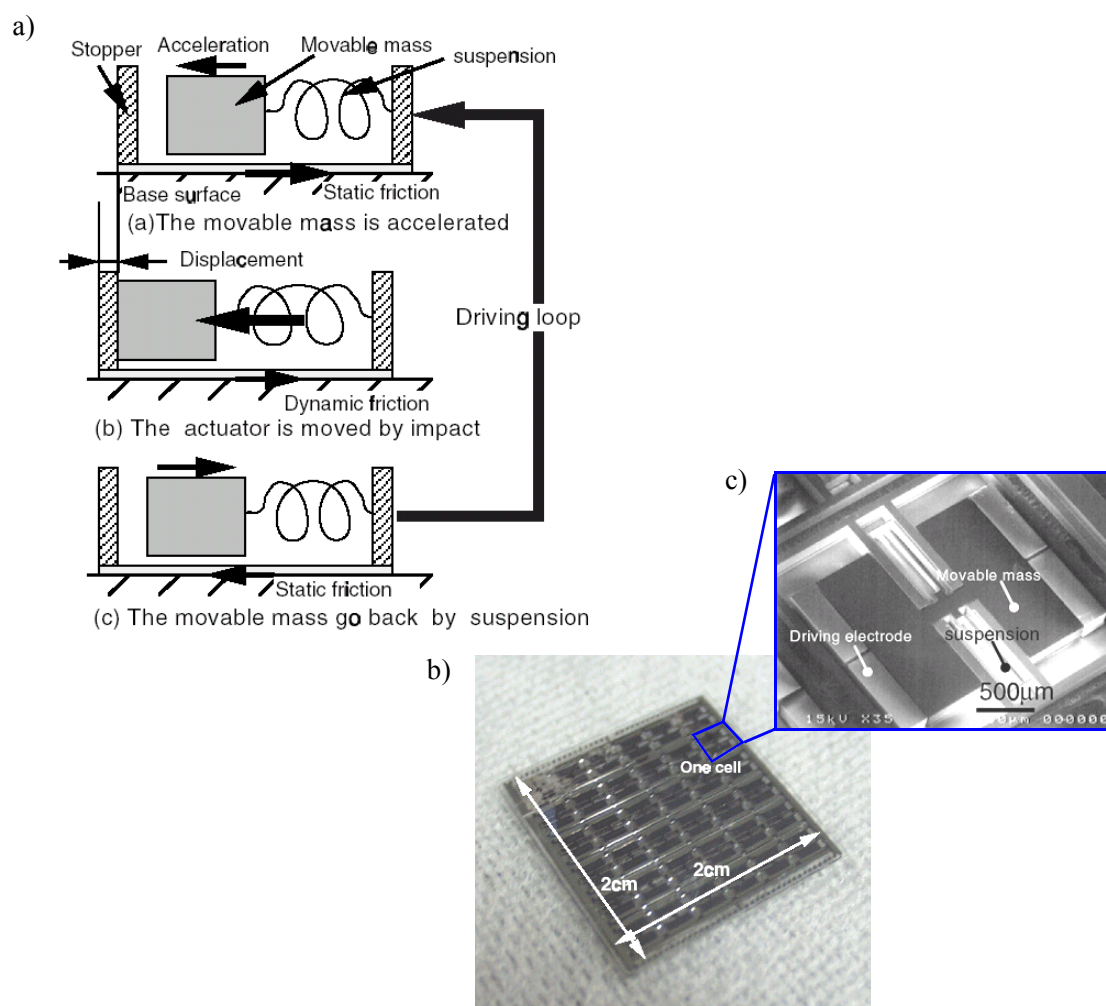


Figure 18 : Microrobot à impacts provoqués électrostatiquement (Mita *et al.*)
a) Principe du déplacement. b) Photographie du robot. c) Zoom sur un actionneur. Images extraites de [44].

3.2.4 S. Hollar *et al.*, (2002, BSAC-Université de Berkley)

Ce projet est la continuité de celui présenté au §3.1.1 consistant à réaliser un système alimenté par des cellules photovoltaïques. C'est le premier robot autonome réalisé. Celui-ci comprend 2 pattes sur l'avant dont l'actionnement alterné permet de "trainer" le corps. Celui-ci est constitué de moteurs électrostatiques de type "ver de terre" permettant d'obtenir une variation d'angle de 30° sur les pattes, une cellule photovoltaïque et un circuit électronique basse tension. Les pattes sont réalisées en SOI (Silicon On Insulator) épais et composées de trois poutres articulées grâce à des charnières à deux niveaux de polysilicium (cf. figure 11). Le moteur électrostatique, en déplaçant la première poutre dans le plan du substrat, provoque une déflexion de la troisième poutre qui prend appui sur le bord du corps du robot. Le moteur développe une force de $120 \mu\text{N}$ pour une tension de 30 V et a permis d'obtenir une variation d'angle de 30° sur les pattes. Le robot consomme 2,6 mW. Les premiers pas obtenus ont déplacé le robot de 3 mm sur le côté sur une durée de 8 min.

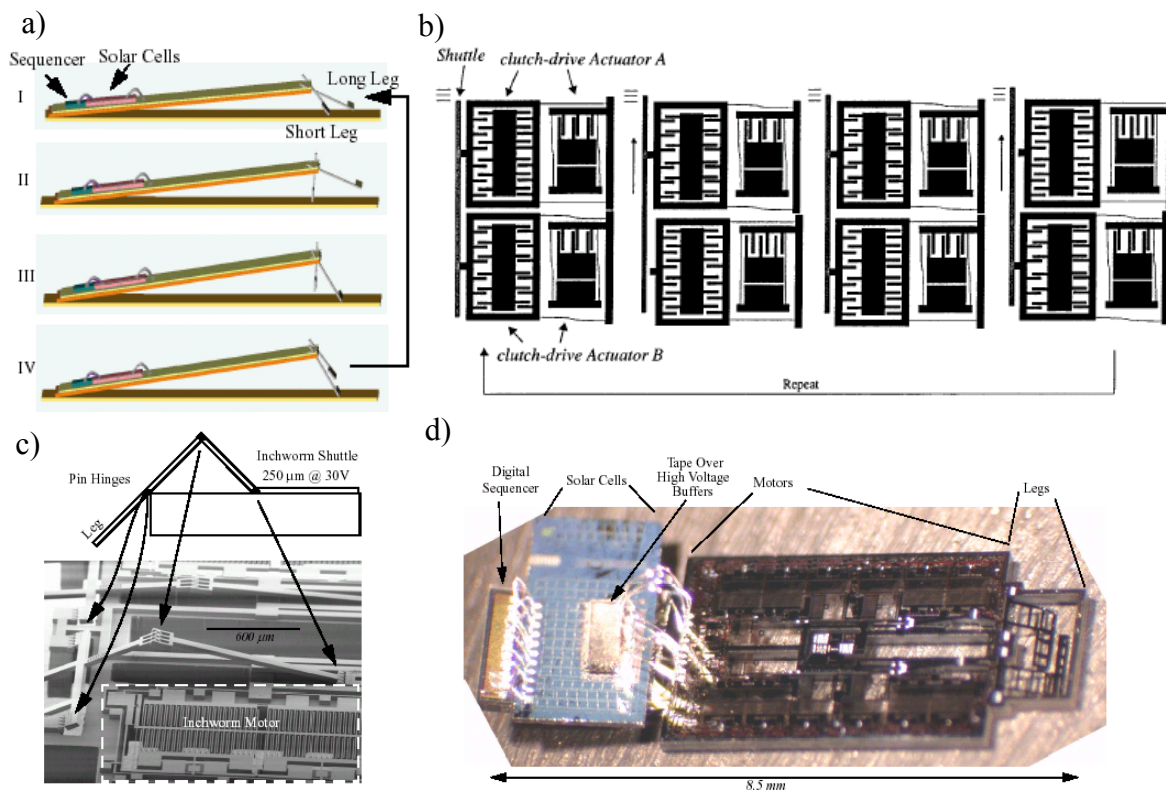


Figure 19 : Micro-robot à actionnement électrostatique (Hollard *et al.*).
a) Principe de la démarche du robot. b) Principe du moteur électrostatique. c) Photographie d'une patte. d) Photographie du robot complet. Images extraites de [45] et [46].

I- 4 Conclusion

Cette étude sur les systèmes de microtransport existants montre que ce domaine est à l'étude dans de nombreux laboratoires et que régulièrement de nouvelles étapes sont franchies. Au début des années 90 les premiers microconvoyeurs voient le jour. En 1999 le premier microrobot capable de supporter une charge importante est réellement fonctionnel, mais la puissance nécessaire à son actionnement le rend inadéquate pour être alimenté à distance. En 2003 est présenté le premier microrobot autonome, qui fonctionne grâce à des cellules photovoltaïques. La prochaine étape pour aller au-delà de l'état de l'art est la réalisation d'un système non seulement autonome mais aussi télécommandé.

I- 5 Références

- [1] R. P. Feynman, "There's plenty of room at the bottom", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol.1, n° 1, 1992, pp. 60-66.
- [2] R. P. Feynman, "Infinitesimal machinery", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol.2, n° 1, 1993, pp. 4-14.
- [3] W. S. N. Trimmer, "Microrobots and micromechanical systems", *Sensors and Actuators*, vol. 19, n° 3, 1989, pp. 267-287.
- [4] T. Hayashi, "Micro mechanism", *Journal of Robotics and Mechatronics*, vol. 3, (1991), pp. 2-7.
- [5] P. Dariot, R. Valleggi, M. C. Carrozzat, M. C. Montesi and M. Coccot, "Microactuators for microrobots : a critical survey", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 2, 1992, pp. 141-157.
- [6] W. C. Tang, T. C. H. Nguyen and R. T. Howe, "Laterally driven polysilicon resonant microstructures", *Sensors and Actuators*, vol. 20, 1990, pp. 25-32.
- [7] K. Minami, S. Kawamura and M. Esashi, "Fabrication of distributed electrostatic micro actuator (DEMA)", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 2, n° 3, 1993, pp. 121-127.
- [8] H. Fujita, "Future of actuators and microsystems", *Sensors and Actuators*, vol. A 56, 1996, pp. 105-106.
- [9] N. Takeshima and H. Fujita, "Design and control of systems with microactuators

- array", dans *Recent Advances in Motion Control*, K. Ohnishi *et al.* Eds. Nikkan Kogyo Shimbun Ltd., 1990, pp. 125-130.
- [10] M. Ataka, A. Omodaka, N. Takeshima and H. Fujita, "Fabrication and operation of polyimide bimorph actuators for a ciliary motion system", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 2, n° 4, 1993, pp. 146-150.
- [11] J. W. Suh, S. F. Glander, R. B. Darling, C. W. Storment, G. T. A. Kovacs, "Organic thermal and electrostatic ciliary microactuator array for object manipulation", *Sensors and Actuators*, vol. A 58, 1997, pp. 51-60.
- [12] T. Ebefors, J. U. Mattsson, E. Kälvesten and G. Stemme, "A robust micro conveyer realized by arrayed polyimide joint actuators", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 337-349.
- [13] P. E. Kladitis and V. M. Bright, "Prototype microrobots for micro-positioning and micro-unmanned vehicles", *Sensors and Actuators*, vol. 80, 2000, pp. 132-137.
- [14] S. Konishi and H. Fujita, "A conveyance system using air flow based on the concept of distributed micro motion systems", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 3, n° 2, 1994, pp. 54-58.
- [15] Y. Mita, S. Konishi and H. Fujita, "Two dimensional micro conveyance system with through holes for electrical and fluidic interconnection", *Proceeding of Transducers '97*, Chicago (USA), 1997, pp. 37-40.
- [16] K. S. J. Pister, R. Fearing, and R. Howe, "A planar air levitated electrostatic actuator system", *proceeding of MEMS'90*, Napa Valley (USA), 1990, pp. 67-71.
- [17] T. Hirata, T. Akashi, A. Bertholds, H. P. Gruber, A. Schmid, M-A. Grétilat, Q. T. Guenat and N. F. de Rooij, "A novel pneumatic actuator system realized by microelectro-discharge machining", *proceeding of MEMS'98*, Heidelberg (Allemagne), 1998, pp. 160-165.
- [18] K. F. Böhringer, B. R. Donald and N. C. MacDonald, "Single-crystal silicon actuator arrays for micro manipulation tasks", *proceeding of MEMS'96*, San Diego (USA), 1996, pp. 7-12.
- [19] M. Edo, Y. Watanabe, O. Morita, H. Nakazawa and E. Yonezawa, "Two dimensional micro-conveyer with integrated electrostatic actuators", *Proceeding of MEMS'99*, Olando (USA), 1999, pp. 43-48.
- [20] Y. Mita, D. Collard, M. Mita and H. Fujita, "Fabrication of an inverted scratch drive actuator for a powerful and precise conveyance system", *Transaction of IEEE Japan*, vol. 119-E, 1999, pp. 1-2.
- [21] Kim Y-K, M. Katsurai and H. Fujita, "Fabrication and testing of a micro superconducting actuator using the Meissner effect", *Proceeding of MEMS'90*, Napa Valley, 1990, pp. 61-66.

- [22] H. Nakazawa, Y. Watanabe, O. Morita, M. Edo and E. Yonezawa, "The two-dimensional micro conveyer", *Proceeding of Transducers '97*, Chicago (USA), 1997, pp. 33-36.
- [23] Y. Haga, Y. Tanahashi and M. Esashi, "small diameter active catheter using shape memory alloy", *Proceeding of MEMS '98*, Heidelberg (Allemagne), 1998, pp. 419-424.
- [24] K-T Park and M. Esashi, "A multilink active catheter with polyimide-based integrated CMOS interface circuits", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 8, n° 4, 1999, pp. 349-357.
- [25] R. Yeh, J. J. Kruglick and K. S. J. Pister, "Surface-micromachined components for articulated microrobot", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 5, n° 1, 1996, pp. 10-17.
- [26] M. Takeda, "Application of MEMS to industrial inspection", *Proceeding of MEMS '01*, Interlaken (Suisse), 2001, 182-191.
- [27] T. Sasaya, T. Shibata et N. Kawahara, "In-pipe wireless micro robot", *Proceeding of Transducers '99*, Sendai (Japan), vol.2 , 1999, pp. 1058-1061.
- [28] O. J. Chu and C. J. Kim, "Pneumatically driven microcage for micro-objects in biological liquid", *Proceeding of MEMS '99*, Orlando (USA), 1999, pp. 459-463.
- [29] S. Takeushi and I. Shimoyama, "Three dimensional SMA microelectrodes with clipping structure for insect neural recording", *Proceeding of MEMS '99*, Orlando (USA), 1999, pp. 464-469.
- [30] T. Frank, "Two-axis electrodynamic micropositioning devices", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 8, n° 2, 1998, pp. 114-118.
- [31] E. Quevy, L. Buchaillet and D. Collard, "3D self-assembling and actuation of electrostatic microstructures", *IEEE Transaction on Electron Device*, vol. 48, n° 8, 2001, pp. 1833-1839.
- [32] U. Simu and S. Johanson, "Fabrication of monolithic piezoelectric drive units for a miniature robot", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 12, 2002, pp. 582-589.
- [33] D. Ruffieux, M. A. Dubois and N. F. de Rooij, "An ALN piezoelectric microactuator array", *proceeding of MEMS '00*, Myasaki (Japan), 2000, pp. 662-667.
- [34] B. Wagner, M. Kreutzer and W. Benecke, "Permanent magnet micromotors on silicon substrates", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 2, n° 1, 1993, pp. 23-29.
- [35] C. Liu, T. Tsao, Y-C. Tai, W. Liu, P. Will and C-M. Ho, "A micromachined permalloy magnetic actuator array for micro robotic assembly system", *Proceeding of Transducers '95*, Stockholm (Suède), 1995, pp. 328-331.
- [36] E. Smela, M. Kallenbach and J. Holdebried, "Electrochemically driven polypyrrole

- bilayers for moving and positioning bulk micromachined silicon", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol.8, n° 4, 1999, pp. 373-383.
- [37] R. Yeh and K. S. J. Pfister, "Design of a low power silicon articulated microrobot", *Proceeding of International Conference on Robotics and Automation*, ??? (2000).
- [38] R. Yeh, S. Hollar, and K. S. J. Pfister, "Single mask, large force, and large displacement electrostatic linear inchworm motors", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol.11, n° 4, 2002, pp. 330-336.
- [39] P. E. Kladitis and V. M. Bright, "Prototype microrobots for micro-positioning and micro-unmanned vehicles", *Sensors and Actuators*, vol 80, (2000), 132-137.
- [40] A. Pessiot-Bonvilain, "Etude et réalisation d'un microrobot à pattes : structure mécanique et microactionnement", *Thèse de doctorat*, Université de Franche Comté, nov 2002.
- [41] A. Bonvilain and N. Chaillet, "Some prototypes of silicon-based thermal actuated microlegs for an insect-like micro-robot", *Proceeding of Mecatronics '01*, Besançon (France), 2001, pp. 437-442.
- [42] T. Yasuda, I. Shimoyama and H. Miura, "Microrobot actuated by a vibration energy field", *Sensors and Actuators A*, vol. 43, 1994, pp. 366-370.
- [43] T. Ebefors, J. U. Mattsson, E. Kälvesten and G. Stemme, "A walking silicon micro-robot", *Proceeding of Transducers '99*, Sendai (Japan), 1999, pp. 1202-1205.
- [44] M. Mita, M. Arai, S. Tensaka, D. Kobayashi, P. Basset, A. Kaiser, P. Masquelier, L. Buchaillet, D. Collard and H. Fujita, "Electrostatic Impact-Drive Microactuator", *Proceeding of MEMS '01*, Interlaken (Suisse), 2001, pp. 590-593.
- [45] S. Hollar, A. Flynn, C. Bellew and K. S. J. Pister, "Solar Powered 10 mg silicon robot", *proceeding of MEMS '03*, Kyoto (Japan), 2003, pp. 706-711.
- [46] S. Hollar, A. Flynn, S. Bergreiter and K. S. J. Pister, "Robot leg motion in a planarized-SOI, 2 poly process", *proceeding of Hilton Head '02*, workshop, Hilton Head Island S.C., 2002.

Chapitre II

DESCRIPTION DES OBJECTIFS ET CHOIX INITIAUX

Ce chapitre présente une étude préliminaire sur les modes d'actionnement utilisables dans les microsystemes afin de déterminer les inconvénients et les avantages de chacun pour la réalisation d'un microrobot autonome. Les différents modes de téléalimentation envisageables sont ensuite abordés. Le principe du système de déplacement à cil, qui a été retenu pour mouvoir le robot, est expliqué et une présentation générale du projet est donnée.

II- 1 Introduction

L'objectif de cette thèse est d'associer pour la première fois une intelligence embarquée dans un système de micro-déplacement alimenté et commandé à distance. Le but ultime du sujet est d'obtenir une communication entre plusieurs microrobots et une station de contrôle, afin de mener une action collective. L'induction magnétique a été choisie pour obtenir l'autonomie et la commande du robot. Même si la présence d'un champ magnétique intense n'est pas indiquée dans certaines applications, le couplage magnétique permet une alimentation du système sur une durée infinie, ainsi que la transmission bi-directionnelle de données entre plusieurs entités.

Pour arriver à un tel résultat un certain nombre d'étapes intermédiaires doivent d'abord être validées. Tout d'abord il faut réaliser un système de micro-transport robuste capable de supporter son propre poids, puis une antenne de réception et un circuit intégré de commande. L'antenne doit permettre de capter un maximum de puissance sur un minimum de place et être la plus légère possible afin de minimiser la charge du robot. Le circuit doit permettre de récupérer l'énergie magnétique reçue aux bornes de l'antenne. Il doit aussi récupérer l'information transmise afin d'alimenter les actionneurs adéquats dans le cas d'une commande asynchrone.

II- 2 Les forces d'actionnement

La première question qui se pose lors de la conception d'un système micro-mécanique est le choix de l'actionnement. En fonction du type de force utilisé, qu'il soit magnétique, électrostatique, piezoélectrique, électro-chimique, pneumatique, thermique (bilame, alliage à mémoire de forme), etc..., voire une combinaison de plusieurs de ces phénomènes physiques, l'actionneur possèdera ses propres avantages et inconvénients pour une utilisation dans un monde à petite échelle.

Les forces d'actionnement peuvent se classer en deux types selon qu'il s'agisse 1) d'une force externe qui s'applique sur l'objet mobile comme c'est le cas pour les forces électrostatiques, magnétiques, pneumatiques ou électrochimiques, ou 2) d'une force intrinsèque au matériau constituant l'actionneur, comme peut l'être l'effet piézoélectrique,

thermo-mécanique, électro et magnétostrictif ainsi que les alliages à mémoire de forme [1].

2.1 Les principales forces externes

2.1.1 La force magnétique

L'actionnement magnétique est très largement utilisé dans les systèmes macroscopiques (moteur à courant continu, moteur à induction...) [5]. En micro-mécanique, on utilise principalement la force électromagnétique créée par la circulation d'un courant dans une boucle conductrice, afin d'agir sur un aimant permanent placé dans le champ magnétique ainsi obtenu. Les forces sont importantes et génèrent des déplacements conséquents (plusieurs dizaines de microns pour quelques centaines de mA [2] [3]). Malgré tout il n'est pas aisé d'obtenir un champ magnétique puissant (nécessité d'un bobinage) et de déposer des matériaux ferromagnétiques de bonne qualité.

2.1.2 La force électrostatique

Les actionneurs électrostatiques utilisent directement la force coulombienne produite lors de l'application d'une tension sur deux plaques conductrices en vis-à-vis. De forts champs électriques peuvent être obtenus grâce à l'utilisation de gaps nanométriques. La force électrostatique étant une force de surface (c'est à dire que son intensité dépend de la surface de l'actionneur et non de son volume), la réduction des dimensions lui est très favorable [5]. En effet, lorsque la taille des actionneurs décroît, la densité d'énergie dans l'actionneur électrostatique augmente. De plus leur fabrication sur un wafer de silicium est particulièrement aisée, d'où la possibilité de co-intégration avec de l'électronique intégrée.

C'est pourquoi l'actionnement électrostatique est souvent considéré comme le type d'actionnement idéal des micro-technologies. Pourtant il comporte un certain nombre d'inconvénients. L'amplitude des déplacements est généralement limitée par l'espace entre l'électrode fixe et l'électrode mobile. Aussi, à moins d'utiliser des surfaces très importantes, un pas est au mieux de quelques microns. Si les forces à l'origine de l'actionnement sont importantes, la pression applicable sur un objet est relativement faible du fait de la taille réduite des actionneurs. Enfin, pour ne pas avoir à appliquer des tensions de plusieurs centaines de volts, l'épaisseur de l'électrode mobile est souvent de l'ordre du micron, d'où

une grande fragilité des dispositifs.

2.2 Les principales forces internes

2.2.1 L'actionnement thermique

Les actionneurs thermiques utilisent la propriété des matériaux à se dilater sous l'effet de la chaleur. La variation de température est généralement provoquée par un courant à l'origine d'un échauffement par effet joule. La diminution des dimensions d'un actionneur s'accompagnant d'une augmentation de la densité de courant, la réduction d'échelle est très favorable. Les déplacements obtenus, ainsi que la pression applicable sur un objet extérieur sont très importants au regard des autres modes d'actionnement. En contre partie, la consommation est grande et la vitesse faible. Plusieurs dizaines voire centaines de mW sont nécessaires pour obtenir des déplacements pouvant aller largement au delà de la centaine de μm [6-7, 4].

2.2.2 Les alliages à mémoire de forme (AMF)

Ces alliages ont la possibilité de recouvrir leur position initiale après une déformation plastique obtenue après chauffage au delà d'une température critique. Cet effet à mémoire de forme est dû à une transformation de phase se produisant à une température caractéristique appelée température de transition. Il s'agit d'une transformation thermoélastique entre une phase martensitique à basse température et une phase austénitique à haute température, sans diffusion de masse atomique.

Lors de la miniaturisation le taux de variation de chaleur est inversement proportionnel à la dimension de l'actionneur, le temps de réponse diminue donc avec la réduction d'échelle [8], mais celui-ci reste tout de même important comparé aux autres modes d'actionnement. Les variations de la résistance électrique de l'AMF durant la phase de transformation peut être adoptée comme grandeur de contrôle pour le positionnement et la force de l'actionneur. Les déplacements et les forces générées sont importantes, les tensions nécessaires pour chauffer par effet joule l'AMF sont généralement disponible dans les circuit intégrés, mais les courants doivent être importants (plusieurs dizaines de mA pour des déplacements de quelques centaines de microns et une force d'une centaine de μN [9]).

Enfin les techniques de fabrication, essentiellement la pulvérisation cathodique, sont compatibles avec la technologie des circuits intégrés.

2.2.3 L'effet piézoélectrique

La piézo-électricité est la capacité de certains matériaux à se polariser lorsqu'ils sont contraints mécaniquement, les charges apparaissant à leur surface étant proportionnelles à la déformation engendrée. L'effet piézo-électrique inverse, qui est ici celui qui nous intéresse, est l'obtention d'une déformation sous l'application d'un champ électrique. De même que les systèmes électrostatiques, les systèmes piézoélectriques ont une faible consommation car les forces générées dépendent de l'intensité du champ électrique et non de la puissance fournie. Bien que la densité d'énergie emmagasinée soit plus dense que pour un moteur électrostatique car la constante diélectrique est plus importante [5], ils ont une faible capacité de charge et génèrent de faibles déplacements [4].

Tableau 1 : Caractéristiques principales des différents types d'actionnement.

Type d'actionnement	Avantage(s)	Inconvénient(s)
Magnétique	<ul style="list-style-type: none"> • directement commandable à distance • force et déplacement importants 	<ul style="list-style-type: none"> • nécessite des matériaux spécifiques et un dispositif externe
Electrostatique	<ul style="list-style-type: none"> • facilement intégrable sur silicium • faible consommation 	<ul style="list-style-type: none"> • tension élevée • faible déplacement
Thermique	<ul style="list-style-type: none"> • force et déplacement importants 	<ul style="list-style-type: none"> • forte consommation • réponse lente
AMF	<ul style="list-style-type: none"> • force et déplacement importants 	<ul style="list-style-type: none"> • forte consommation • réponse lente
Piézoélectrique	<ul style="list-style-type: none"> • faible tension • faible consommation • réponse rapide 	<ul style="list-style-type: none"> • faible déplacement • nécessite des matériaux spécifiques

Un résumé de ces différentes caractéristiques est donné dans le tableau 1. Pour obtenir un système autonome, seuls les actionnements électrostatiques et piézoélectriques sont intéressants du fait de leur faible consommation de puissance. Pour faciliter une future réalisation des actionneurs dans une technologie froide, nous avons choisi l'actionnement électrostatique. Le faible déplacement de tels actionneurs peut être considéré comme un avantage puisque la précision du robot est alors quasi nanométrique et qu'il suffit de répéter l'actionnement pour parcourir des distances plus importantes. L'obtention de tensions élevées nécessite la réalisation d'une antenne à fort coefficient de qualité et d'un circuit électronique dans une technologie adaptée.

II- 3 Autonomie et contrôle à distance

3.1 Les sources d'énergie pour les systèmes autonomes

On considère généralement trois possibilités pour rendre un système autonome. La solution la plus simple est l'utilisation d'une pile miniature. Les inconvénients sont que l'autonomie obtenue est relative dans la mesure où celle-ci est limitée dans le temps et que la masse de la pile est importante. Une autre solution consiste à utiliser des cellules photovoltaïques. Cette solution a déjà fait ses preuves pour téléalimenter un microrobot [10], mais ne permet pas le transfert d'informations et donc la commande d'un système asynchrone. La solution que nous avons retenue est la transmission de puissance par couplage inductif. Non seulement une puissance relativement importante peut être transmise (sur de courtes distances), mais aussi une transmission d'informations bi-directionnelle peut être établie selon les principes de la RFID (*Radio Frequency IDentification*), principe largement utilisés notamment dans les badges d'accès aux bâtiments et les futures cartes de paiement sans contact.

3.2 Principe du couplage magnétique

Le principe du couplage magnétique est le suivant. A l'émission, un courant

sinusoïdal parcourt une boucle conductrice générant un champ magnétique variable important et de fréquence élevée (classiquement 13,56 MHz). La présence d'une seconde boucle conductrice à proximité et dont la section est traversée par ce champ magnétique permet, si le circuit résonnant LC équivalent est accordé sur la fréquence d'émission, de générer à ses bornes une force électromotrice.

Du fait de la faible distance entre les antennes comparée à la longueur d'onde du signal (22 m à 13,56 MHz), le champ magnétique peut-être considéré comme un simple champ magnétique alternatif. La tension reçue est redressée à l'aide d'une diode et d'une capacité pour pouvoir alimenter un dispositif (cf. figure 1).

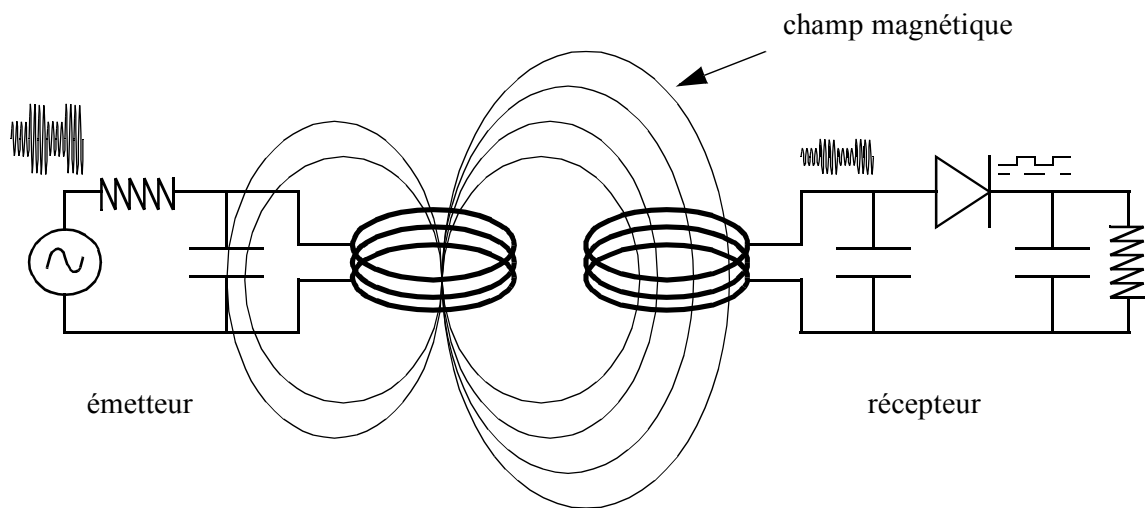


Figure 1 : Transmission de puissance par couplage inductif. Le champ magnétique variable produit par le circuit d'émission, induit une force électromotrice aux bornes de l'antenne de réception.

3.3 La transmission de données

Si, à l'émission, le signal est modulé en amplitude (modulation ASK pour *Amplitude Shift Keying*), des données sont facilement transmissibles. Cette modulation est généralement de 10 à 20 % afin de constamment transmettre de la puissance. Le retour d'information se fait en modulant la charge du circuit de réception. En dégradant le coefficient de qualité du résonateur équivalent (modulation de la charge résistive), on crée des variations d'amplitudes sur le signal émis qui peuvent être interprétées comme une modulation binaire. On peut aussi faire une modulation de la charge capacitive afin de faire

varier la fréquence de résonance du circuit de réception.

3.4 Les courants de Foucault

La téléalimentation par couplage inductif a pour inconvénient qu'elle dissipe de la puissance dans toutes les surfaces conductrices présentes au voisinage du champ magnétique. Celles-ci sont susceptibles d'absorber une partie non négligeable des lignes de champ générées par le circuit d'émission, et d'y induire un champ électrique à l'origine de mouvements de charges appelés *courants de Foucault* ou *Eddy current*. Ces courants, en respectant la loi de Lenz, peuvent diminuer de façon significative le flux magnétique et par conséquent la force électromotrice utile induite (cf. §2.3.2 du ch. IV).

II- 4 Le système de déplacement à cils

4.1 Principe

Le principe de déplacement retenu est le CMS (*Ciliary Motion System*). Ce principe, qui consiste à reproduire le mouvements des cils que l'on trouve par exemple dans les voies respiratoires, a souvent été employé dans les systèmes de microtransport [11-12]. Son principal intérêt réside dans le fait que le mouvement que doit effectuer l'actionneur, à savoir une simple variation d'angle dans le plan vertical, est élémentaire et facilement réalisable. Par contre son fonctionnement nécessite une commande asynchrone et donc la présence d'un circuit de commande.

Les actionneurs imaginés pour ce projet sont issus de la technologie SAT-3D développée au Japon à partir de l'utilisation d'actionneurs de types SDA (*Scratch Drive Actuator*) [13], à laquelle quelques étapes, dont un niveau structurel de polysilicium, ont été ajoutées. Ils sont constitués d'une plaque conductrice encastrée-libre, recouvrant partiellement une électrode enterrée. La forme particulière de l'actionneur permet l'élévation hors du plan du substrat de l'extrémité libre, lors de l'application d'une tension entre l'électrode et la plaque. La figure 2 représente un cycle de commande d'un CMS utilisant ces

actionneurs. Deux signaux sont nécessaires pour obtenir un mouvement unidirectionnel. L'alternance de la polarisation des électrodes permet d'éviter l'accumulation de charges dans la structure et de limiter ainsi les risques de stiction.

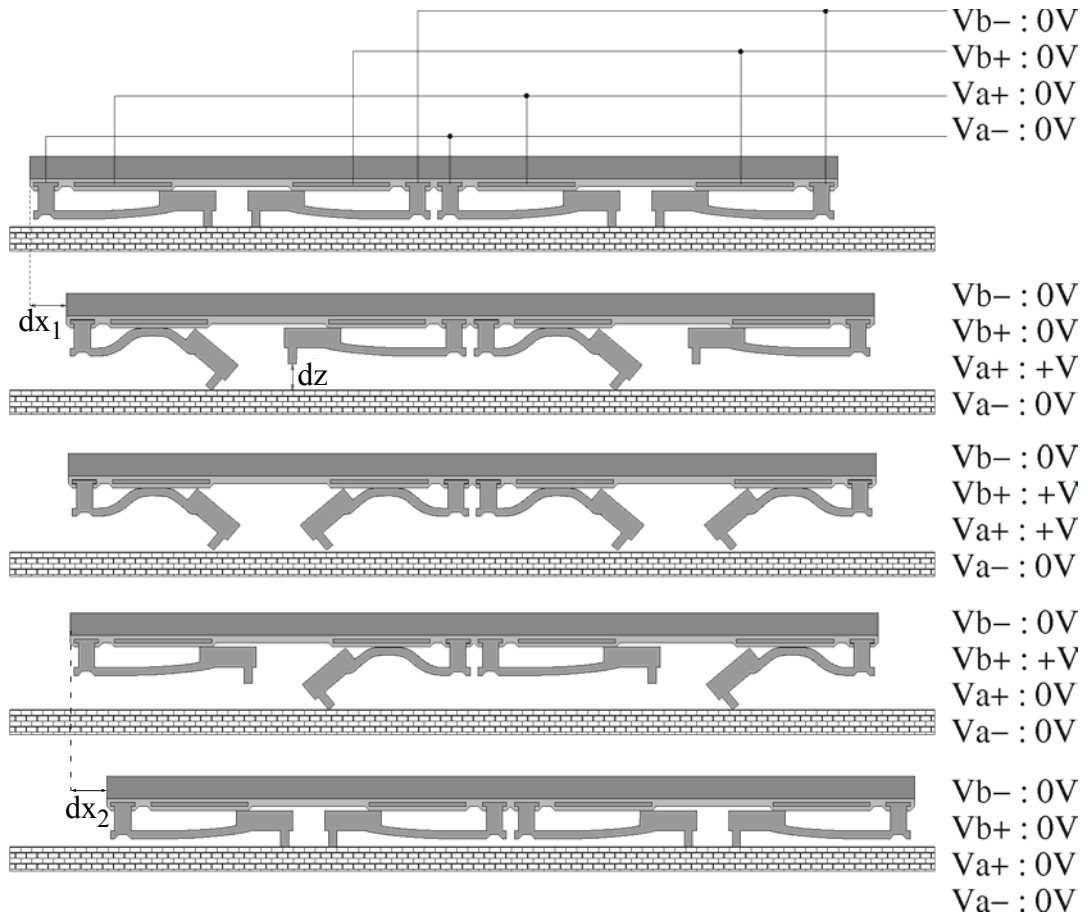


Figure 2 : Principe du système de déplacement à cils utilisant des actionneurs originaux spécifiquement imaginés pour ce microrobot.

4.2 Déplacement à deux degrés de liberté

Une solution pour effectuer des mouvements de rotation à partir de systèmes unidirectionnels consiste à en mettre deux en parallèle et d'en actionner qu'un seul. Si la partie inactive est une source suffisante de frottement avec le substrat, on obtient un centre de rotation du robot (cf. figure 3). Il faut donc transmettre 4 signaux (2 par CMS) pour commander notre robot.

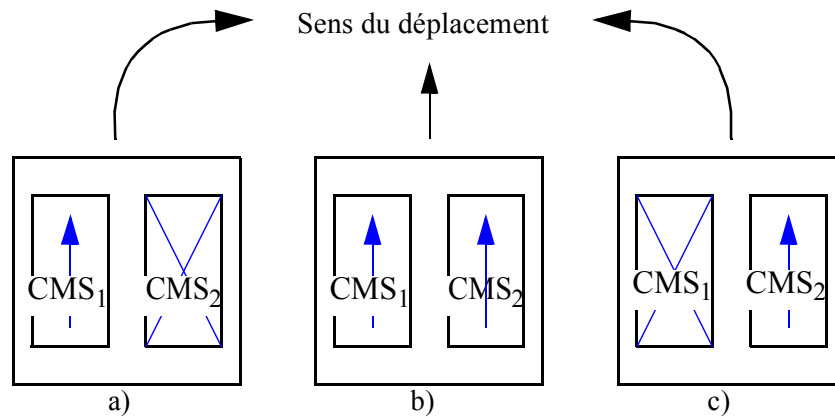


Figure 3 : Principe du déplacement à deux degrés de liberté. Deux CMS sont en parallèle : a) seul le CMS₁ est actif, le robot tourne vers la droite. b) les deux CMS sont actifs, le robot avance tout droit, c) seul le CMS₂ est actif, le robot tourne vers la gauche

II- 5 Vue d'ensemble du système à réaliser

Le dispositif final comprend quatre éléments essentiels. Tout d'abord un réseau distribué d'actionneurs électrostatiques en polysilicium, répartie sur l'ensemble de la surface du microrobot afin de maximiser le poids total supporté. Les actionneurs électrostatiques nécessitant typiquement des tensions de 50 à 200 V, un circuit de contrôle permettant la démodulation d'une quadruple commande asynchrone et supportant des tensions importantes est nécessaire. Notre choix s'est porté sur la technologie I2T100 de chez AMI Semiconductor, qui est disponible dans un service "Multi-chip" européen [14]. Ce procédé de fabrication permet de réaliser des circuits mixtes supportant des tensions jusqu'à 100 V. Le troisième élément constitutif du robot est son antenne qui doit permettre de capter un maximum des lignes de champs émises par la station d'émission. Celle-ci doit être grande, faiblement résistive et légère. C'est elle qui va déterminer la taille du robot. Nous avons fixé ses dimensions à $1,5 \times 1,5 \text{ cm}^2$, décidé d'utiliser de l'or épais pour ses spires et opter pour sa réalisation sur un substrat en epoxy afin de minimiser les pertes par insertion et limiter son poids au maximum. Enfin une station d'émission permettant de moduler en amplitude et en temps réel une porteuse à 13, 56 MHz est nécessaire. La figure 4 présente une vue globale de ce système.

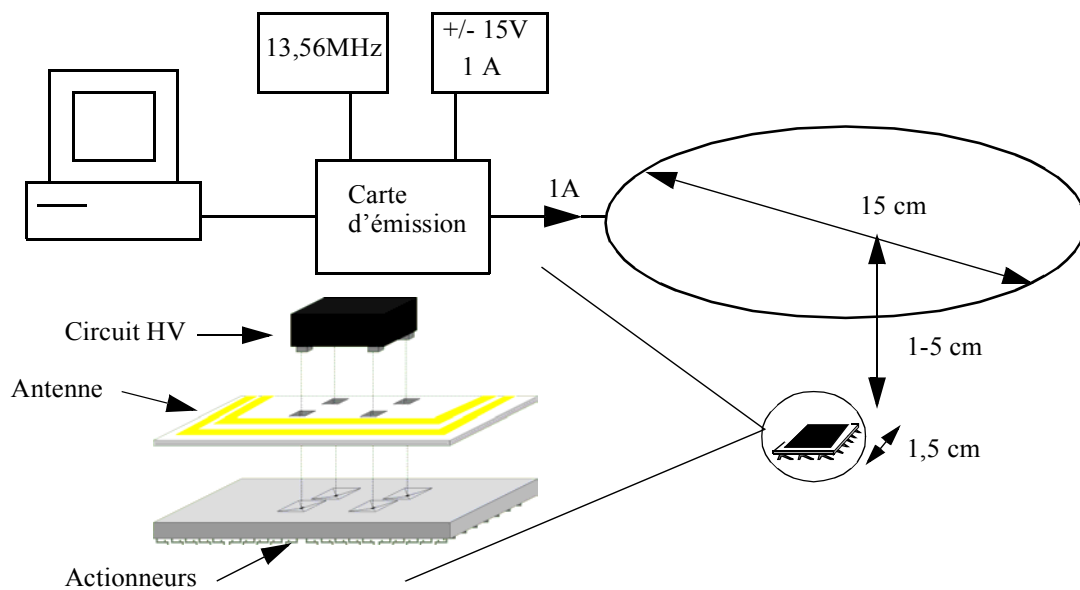


Figure 4 : Vue générale du projet de microrobot autonome.

Ce document présente l'étude, la réalisation et le test de chacun des trois composants précédemment cités, à savoir le système d'actionnement, l'antenne et le circuit-intégrée. Le manuscrit est décomposé en deux parties, l'une théorique et l'autre expérimentale. Dans la première partie on trouvera une étude du système d'émission afin de maximiser la transmission de puissance par couplage magnétique. Ainsi qu'une méthode pour l'optimisation de l'antenne de réception. Elle se termine par la conception du circuit intégré. La seconde partie comprend la réalisation de l'antenne, la réalisation des actionneurs microsystemes ainsi que les test du circuit.

II- 6 Références

- [1] E. Thielicke, E. Obermeier, "Microactuators and their technologies", *Mechatronics*, vol. 10, 2000, pp. 431-455.
- [2] B. Wagner and W. Benecke, "Microfabricated actuator with moving permanent

- magnet", *Proceeding of MEMS'91*, Nara (Japan), 1991, pp. 27-32.
- [3] L. K. Lagorce, O. Brand and M. G. Allen, "Magnetic microactuators based on polymer magnets", *Journal of ElectroMechanical System*, vol. 8, n°1, 1999, pp. 2-9.
- [4] T. Ebefors, J. U. Mattsson, E. Kälvesten and G. Stemme, "A robust micro conveyer realized by arrayed polyimide joint actuators", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 337-349.
- [5] W. S. N. Trimmer, "Microrobots and micromechanical systems", *Sensors and Actuators*, vol. 19, n° 3, 1989, pp. 267-287.
- [6] H. S. Sehr, A. G. R. Evans, A. Brunnschweiler, G. J. Ensell and T. E. G. Niblock, "Fabrication and test of thermal vertical bimorph actuators for movement in the wafer plane", *Journal of ElectroMechanical System*, vol. 11, 2001, pp. 306-310.
- [7] T. Seki, M. Sakara, T. Nakajima and M. Matsumoto, Thermal buckling actuator for microrelays", *Proceeding of Transducers '97*, 1997, pp. 1153-1156.
- [8] P. Dariot, R. Valleggi, M. C. Carrozzat, M. C. Montesi and M. Coccot, "Microactuators for microrobots : a critical survey", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 2, 1992, pp. 141-157.
- [9] S. Takeuchi and I. Shimoyama, "A three-dimensional shape memory alloy microelectrode with clipping structure for insect neural recording", *Journal of MicroElectroMechanical System*, vol. 9, n°1, 2000, pp. 24-31.
- [10] S. Hollar, A. Flynn, C. Bellew and K. S. J. Pister, "Solar Powered 10 mg silicon robot", *proceeding of MEMS'03*, Kyoto (Japan), 2003, pp. 706-711.
- [11] M. Ataka, A. Omodaka, N. Takeshima and H. Fujita, "Fabrication and operation of polyimide bimorph actuators for a ciliary motion system", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 2, n° 4, 1993, pp. 146-150.
- [12] T. Ebefors, J. U. Mattsson, E. Kälvesten and G. Stemme, "A robust micro conveyer realized by arrayed polyimide joint actuators", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 337-349.
- [13] T. Akiyama, D. Collard, and H. Fujita, "Scratch drive actuator with mechanical links for self-assembly of three-dimensional MEMS", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol.6, n° 1, 1997, pp.10-17.
- [14] A 32 bits 100V switching array IC ready-to-use for everyone through multi-chip foundary service", B. Stefanelli, Y. Mita, A. Kaiser and H. Fujita, *Proceeding of Transducer '99*, pp. 822-3, 1999.

2^{ÈME} PARTIE

ETUDE DU SYSTÈME

Chapitre III

LE SYSTÈME D'ÉMISSION

Après un rappel sur les principes de l'électromagnétisme liés au couplage inductif, ce chapitre présente l'ensemble du système d'émission. Celui-ci est constitué d'une carte électronique capable de fournir un courant alternatif à 13,56 MHz de 1 A sous 15 V, modulé en amplitude et en temps réel par un ordinateur de type PC. Afin d'optimiser le transfert de puissance vers le microrobot, une attention particulière est portée sur l'adaptation de l'antenne. De même l'étude de la notion de couplage critique permet de mettre en évidence une relation optimale entre le diamètre de l'antenne d'émission et la distance de transmission.

III- 1 Introduction

L'utilisation des propriétés du couplage magnétique s'est considérablement accrue ces dix dernières années. Elles permettent non seulement d'alimenter à distance des circuits électroniques, mais aussi d'échanger des informations entre une source de puissance et un système embarqué. La majeure partie des applications concerne l'identification (RFID - Radio Frequency IDentification) et est déjà largement répandue dans l'industrie [1]. On utilise la RFID pour faire du tri d'objet en mouvement comme des colis postaux par exemple. On peut par la même occasion communiquer aux clients le lieu de la marchandise en temps réel [2]. De nombreux bâtiments ont remplacés l'utilisation de la clef par un badge électromagnétique. Enfin la RFID est amenée à remplacer les codes barre, ce qui facilitera la lecture de l'information dans la mesure où il ne serait plus nécessaire d'orienter précisément l'étiquette vers le lecteur.

La transmission de puissance par induction et la télémétrie est aussi très utilisée dans le domaine des capteurs. On trouve de nombreuses applications dans le domaine médical avec par exemple la possibilité de porter des implants permanents pour surveiller différents paramètres comme le taux d'insuline des diabétiques, la pression sanguine, intra oculaire [3-7] ou l'étanchéité de l'implant lui-même [8]. D'autres travaux concernent l'enregistrement de l'activité neuronale pour mieux comprendre le fonctionnement du système nerveux [9], ou encore l'excitation d'une rétine, dont les photorécepteurs sont déficients, à partir des informations fournies par une caméra externe [10]. De nombreux champs d'applications du couplage inductif comme système de liaison sans fil sont encore à développer. Par exemple l'industrie automobile a mis au point un moyen de contrôler en temps réel la pression des pneus d'un véhicule grâce à une liaison inductive entre un capteur et un ordinateur embarqué.

Cependant les travaux sur l'alimentation à distance et le contrôle simultané d'actionneurs microsystèmes dans le but d'obtenir un robot autonome restent peu développés. La difficulté essentielle provient de la puissance nécessaire à transmettre pour obtenir un actionnement capable de provoquer le déplacement d'un objet. En fonction du type d'actionnement, la puissance nécessaire peut varier de quelques centaines de milliwatt à l'ordre du watt [11-12]. C'est pourquoi il est nécessaire de limiter au maximum les pertes d'énergie entre le système d'émission et celui de réception. Dans ce chapitre nous présentons une étude sur la téléalimentation par couplage inductif afin d'optimiser la transmission de

puissance, ainsi que la description de notre système d'émission.

III- 2 Rappel d'électromagnétisme

2.1 Magnétostatique

2.1.1 Le champ magnétique

D'après les lois de la magnétostatique, une charge électrique est soumise à deux types de force [13] :

- la *force électrique*, indépendante du mouvement de la charge et décrite par le champ électrique, qui traduit l'influence de toutes les charges en un point précis.
- la *force magnétique*, dépendante de la vitesse de la charge et décrite par le champ magnétique, qui traduit l'influence du mouvement de la charge considérée, relativement aux autres charges.

Si d'après la loi de Laplace, un fil traversé par un courant et placé dans un champ magnétique est soumis à une force magnétique, on constate expérimentalement qu'un fil parcouru par un courant, c'est à dire par des charges en mouvement, engendre un champ magnétique. D'après le théorème d'Ampère, ce champ est tel que sa circulation le long d'une courbe fermée quelconque est égale au courant à travers la boucle, multipliée par la perméabilité du milieu. La loi de Biot et Savart permet de trouver le champ magnétique en un point quelconque à partir de la distribution des courants à l'aide de l'intégrale triple suivante :

$$\vec{B} = \frac{\mu}{4\pi} \iiint \left(\frac{\vec{j} \wedge \vec{r}}{r^3} \right) dv \quad (\text{EQ. 1})$$

où j est la densité de courant et r le rayon de la boucle. Ce qui donne dans le cas de N spires filiformes parcourues par un courant continu I , pour un champ calculé au centre de la spire à une altitude z :

$$B(z) = \frac{\mu NI}{2} \cdot \frac{r^2}{(r^2 + z^2)^{3/2}} \quad (\text{EQ. 2})$$

2.1.2 Inductance propre / inductance mutuelle

Un circuit traversé par un courant crée un champ magnétique. S'il s'agit d'un circuit fermé, on peut calculer le flux du champ magnétique à travers la surface définie par le circuit. On appelle alors *inductance propre* du circuit le coefficient de proportionnalité entre ce flux et le courant dans le circuit. Si maintenant on considère deux circuits C_1 et C_2 , parcourus respectivement par deux courants I_1 et I_2 , au flux d'induction propre s'ajoute le flux du champ magnétique issu du second circuit. On appelle inductance mutuelle le coefficient de proportionnalité entre le courant dans C_2 et le flux du champ magnétique envoyé par C_2 dans C_1 . Le flux total dans C_1 vaut alors :

$$\phi_B = L_1 I_1 + M_{12} I_2 \quad (\text{EQ. 3})$$

où L_1 est l'inductance propre de C_1 et M_{12} l'inductance mutuelle entre C_1 et C_2 . On peut calculer l'inductance mutuelle de deux circuits de longueur l_1 et l_2 espacés d'une distance r_{12} à l'aide de la formule de Neuman :

$$M_{12} = M_{21} = M = \frac{\mu}{4\pi} \oint_{C_1} \oint_{C_2} \frac{dl_1 dl_2}{r_{12}} \quad (\text{EQ. 4})$$

Ainsi deux spires de rayons respectifs $r_1 \gg r_2$, espacées d'une distance d et contenues dans des plans parallèles ont pour coefficient d'inductance mutuelle [14] :

$$M(d) = \left(\frac{r_1 r_2}{d^2 + r_1^2} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{L_1 L_2} = k(d) \cdot \sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{EQ. 5})$$

Le facteur k est appelé *coefficient de couplage* et correspond à la quantité de flux commun aux deux spires. Si $k=1$ l'intégralité du flux de C_1 traverse C_2 , et si $k=0$ aucune ligne de champ traversant C_1 ne traverse C_2 .

2.2 Induction magnétique

On démontre expérimentalement de nombreuses façons la loi suivante : "*Un circuit fermé conducteur est parcouru par un courant induit chaque fois que le flux d'induction magnétique qui le traverse subit une variation*". De plus la loi de Lenz précise que : "*Le sens du courant induit est celui pour lequel le flux d'induction qu'il crée dans le*

circuit s'oppose à la variation qui lui a donnée naissance". D'après la loi de Faraday, la force électromotrice e à l'origine du courant induit est égale à la variation du flux d'induction à travers le circuit :

$$e = -\frac{d\phi_B}{dt} \quad (\text{EQ. 6})$$

Il existe trois façons de faire varier le flux d'induction du champ magnétique et donc d'induire un courant dans un circuit fermé :

- en déplaçant le circuit dans un champ magnétique.
- en déplaçant un aimant au voisinage du fil.
- en faisant varier un courant dans un fil voisin.

C'est cette troisième solution que nous allons utiliser pour créer la force électromotrice nécessaire à l'actionnement de nos microsystèmes.

2.3 Expression de la tension induite

Soit un circuit C_1 constitué d'une grande spire de rayon r_1 et d'inductance propre L_1 dans laquelle on fait passer un courant variable d'intensité i_1 et de fréquence ω , et une spire fermée de rayon $r_2 \ll r_1$, d'inductance propre L_2 , dans laquelle on cherche à obtenir une force électromotrice induite maximale u_2 générant un courant i_2 (cf. figure 1).

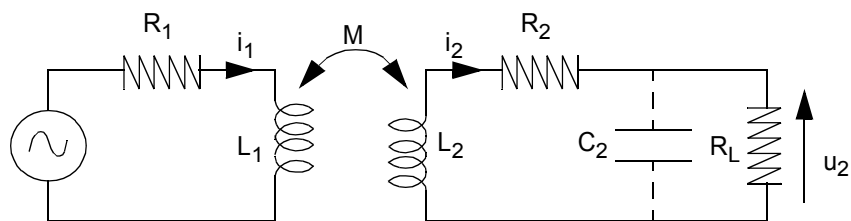


Figure 1 : Equivalent électrique du couplage entre deux spires

u_2 est la somme de :

- la force électromotrice d'induction issue du couplage avec C_1 et dépendante des

variations du courant appliqué i_1 .

- la force électromotrice d'auto-induction dépendante des variations du courant induit.

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (\text{EQ. 7})$$

Du fait de la loi de Lenz, ces deux forces électromotrices sont forcément de sens contraire. Avec la notation complexe des courants sinusoïdaux, on peut écrire :

$$u_2 = j\omega M i_1 - (j\omega L_2 + R_2) i_2 \quad (\text{EQ. 8})$$

$$i_2 = u_2 \left(j\omega C_L + \frac{1}{R_L} \right) \quad (\text{EQ. 9})$$

Ce qui donne [14] :

$$u_2 = \frac{j\omega M}{1 + \frac{R_2}{R_L} - \omega^2 C_2 L_2 + j\omega \left(C_2 R_2 + \frac{L_2}{R_L} \right)} \cdot i_1 \quad (\text{EQ. 10})$$

Soit :

$$|u_2| = \frac{\omega k \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\left(1 + \frac{R_2}{R_L} - \omega^2 C_2 L_2 \right)^2 + \omega^2 \left(C_2 R_2 + \frac{L_2}{R_L} \right)^2}} \cdot i_1 \quad (\text{EQ. 11})$$

La figure 2 montre la simulation de $|u_2|$ en fonction de la fréquence, les autres paramètres étant maintenus constants. Un pic de résonance apparaît à la fréquence d'accord. Si le récepteur est accordé sur la fréquence d'émission, la tension induite sur l'antenne de réception est maximale et vaut :

$$|u_{2max}| = \frac{\omega_0 \cdot k \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_L} \right)^2 + \omega_0^2 \cdot \left(C_2 \cdot R_2 + \frac{L_2}{R_L} \right)^2}} \cdot i_1 \quad (\text{EQ. 12})$$

avec $\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_2 \cdot L_2})$

Cette équation de la tension induite pour deux spires en vis à vis est valable tant que le rayon de la spire d'émission est supérieur ou égal à celui de la spire de réception, et que le couplage entre les antennes est inférieur au couplage critique (cf. §4.1). La tension induite sera

d'autant plus grande que :

- le courant dans l'antenne d'émission sera important.
- la résistance de perte de l'antenne de réception sera petite.
- le courant consommé par le circuit de réception sera faible.
- le coefficient de couplage sera grand.
- la valeur inductive des antennes sera grande.

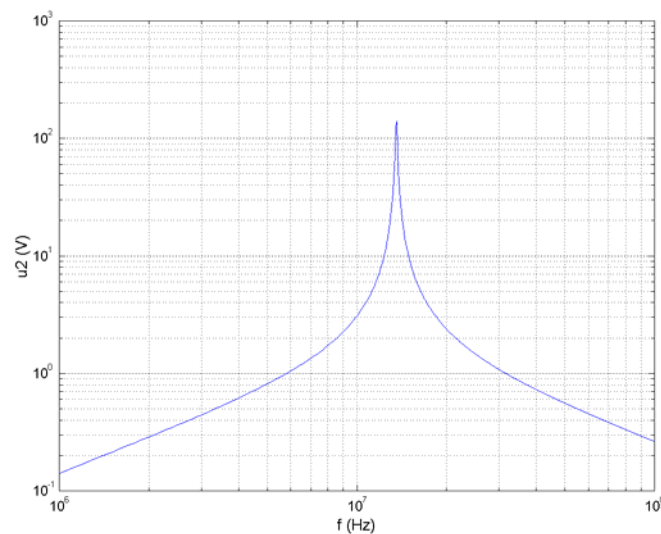


Figure 2 : Simulation de l'expression de la tension induite sur l'antenne d'émission.
Un pic de tension apparaît à la fréquence de résonance.

III- 3 Le système d'émission

3.1 Principe général

Le système d'émission (cf. figure 3) a pour fonction de transmettre au circuit intégré contrôlant le microsystème à la fois la puissance nécessaire à l'actionnement électrostatique et l'information pour la commande des 2 CMS (Ciliary Motion System).

D'après l'équation (11), pour optimiser le transfert de puissance, le courant dans l'antenne d'émission doit être maximum. L'antenne doit donc être convenablement adaptée à l'impédance de sortie de la carte. La fréquence de la porteuse est de 13,56 MHz. L'information est transmise en modulant en amplitude cette sinusoïde. Afin de pouvoir constamment fournir une tension d'actionnement, le courant n'est modulé que sur 20% de sa valeur. Le signal modulant est envoyé en temps réel par un ordinateur de type PC sous la forme d'un mot de 8 bits, '0' pour une modulation de 100% (absence de signal) et '255' pour une absence de modulation (amplitude maximale de la porteuse). Ainsi la carte d'émission est indépendante du protocole d'émission et peut s'adapter à toutes sortes de transmissions numériques par couplage magnétique.

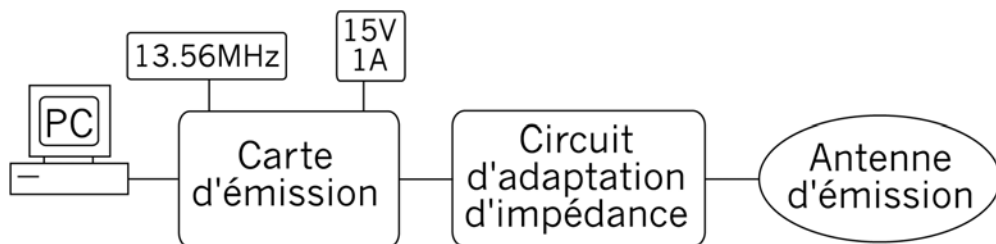


Figure 3 : Schéma de principe du système d'émission. La carte fournit un courant de 1 A sous 15 V, de fréquence 13,56 MHz, et modulé en amplitude par le PC. Le circuit d'adaptation d'impédance permet d'optimiser le transfert de puissance vers l'antenne.

3.2 La carte d'émission

Le schéma bloc de la carte d'émission est représenté figure 4. L'information sur 8 bits envoyée par l'ordinateur est convertie, à l'aide d'un convertisseur numérique/analogique, en un courant proportionnel à la valeur de l'octet. Ce courant est ensuite converti en tension par un montage classique utilisant un amplificateur opérationnel. Cette tension sert à moduler en amplitude une sinusoïde basse tension de fréquence 13,56 MHz. Le signal obtenu est amplifié afin de recouvrir toute l'échelle de tension autorisée, à savoir 15 V. Enfin, un buffer amplificateur de courant permet de fournir en sortie un signal modulé de 1 A.

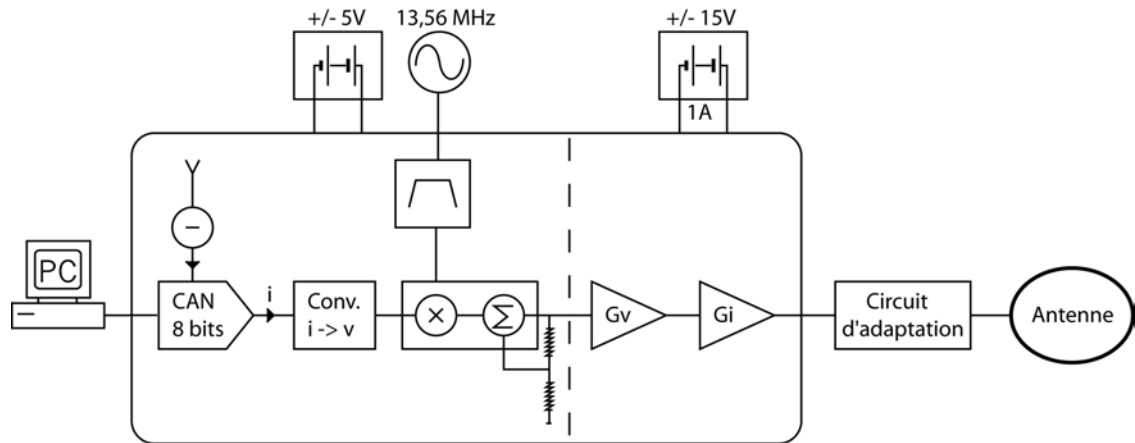


Figure 4 : Schéma bloc de la carte d'émission.

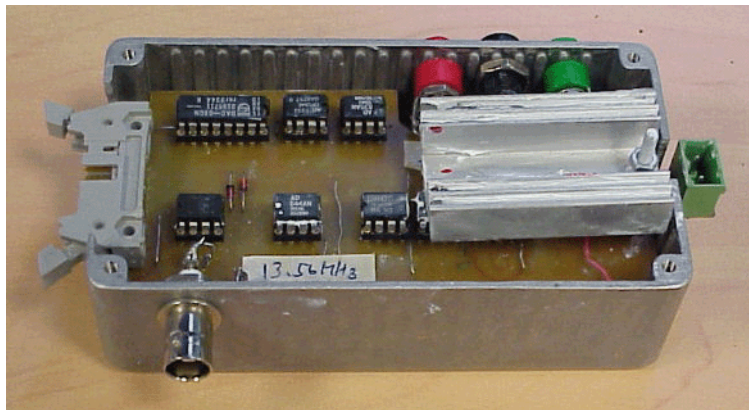


Figure 5 : Photographie de la carte d'émission

3.3 Le circuit d'adaptation d'impédance

3.3.1 Rappel : principe de l'adaptation d'une antenne

Le coefficient de réflexion aux bornes d'une antenne d'impédance Z_l reliée à un circuit d'impédance Z_s vaut, que l'antenne travaille en émission ou en réception [15] :

$$\Gamma = \frac{Z_l - Z_s}{Z_l + Z_s} \quad (\text{EQ. 13})$$

La puissance délivrée à l'antenne vaut alors :

$$P_u = P_s(1 - \Gamma^2) \quad (\text{EQ. 14})$$

où P_s est la puissance fournie par l'émetteur. $\Gamma^2 P_s$ est une puissance perdue, renvoyée vers le générateur dans le cas de l'émission ou re-rayonnée par l'antenne dans le cas d'une réception. Pour maximiser le transfert de puissance il est donc important de vérifier la condition $Z_l = Z_s$. Si à cette condition il n'y a pas de perte d'énergie, la puissance disponible pour l'antenne n'est pas optimum dans le cas d'impédances complexes. En effet si les éléments réactifs ne dissipent pas de puissance, ils ne la restituent pas non plus. D'après le théorème du transfert maximum de puissance (cf. figure 6), la puissance délivrée à une charge R_l par une source V_s d'impédance Z_s vaut [16] :

$$\frac{|V_r|^2}{R_l} = \frac{R_l |V_s|^2}{(R_l + R_s)^2 + (X_l + X_s)^2} \quad (\text{EQ. 15})$$

Le maximum de puissance est donc délivré pour des impédances complexes conjuguées.

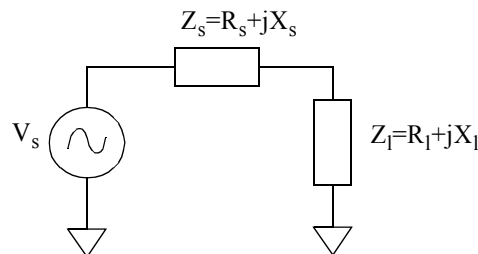


Figure 6 : Schéma pour le théorème de transfert maximum de puissance.

3.3.2 Montages types d'adaptation d'impédance

Un moyen pour réaliser des adaptations d'impédances consiste à utiliser les propriétés de transformations série/parallèle des réseaux RLC passifs. Par exemple, dans le schéma de la figure 7-a, la résistance R_s est vue comme son équivalent parallèle par le reste du circuit. D'après les règles de transformation, la résistance équivalente à la résonance vaut :

$$R_p = R_s(Q^2 + 1) \quad (\text{EQ. 16})$$

où Q est le facteur de qualité du circuit. On a ainsi réalisé un élévateur d'impédance. De même le circuit de la figure 7-b réalise une diminution de l'impédance R_p où :

$$R_s = \frac{R_p}{(Q^2 + 1)} \quad (\text{EQ. 17})$$

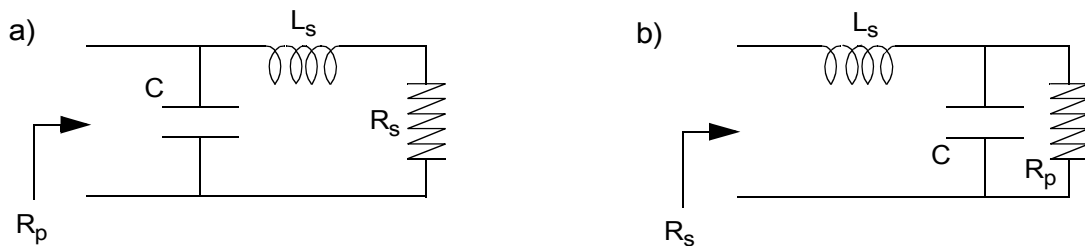


Figure 7 : a) Montage élévateur d'impédance.
b) Montage abaisseur d'impédance.

L'inconvénient de ces deux montages est que l'on ne peut à la fois contrôler que deux valeurs parmi le rapport des impédances d'entrée/sortie, la fréquence de résonance, et le coefficient de qualité. Pour gagner un degré de liberté, on peut cascader les deux montages. Afin d'inclure l'antenne dans le circuit d'adaptation, on préférera associer les montages via leurs capacités comme il est montré sur la figure 8.

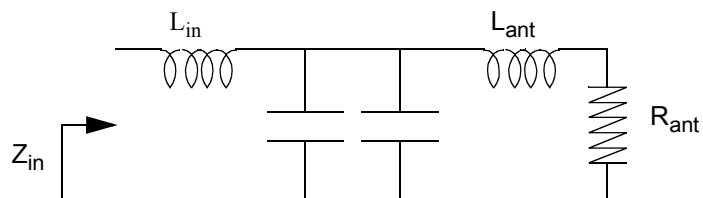


Figure 8 : Adaptateur d'impédance en T.
Ce montage juxtaposant un montage élévateur puis abaisseur d'impédance permet de définir de façon indépendante le rapport Z_{in}/R_{ant} , le coefficient de qualité du réseau RLC, et la fréquence de résonance.

Pour s'assurer que Z_{in} est purement réelle et donc que toute l'énergie de la source soit transmise à l'antenne, on assure une symétrie parfaite des éléments réactifs du circuit. On souhaite donc avoir $L_{in}=L_{ant}$. En respectant cette condition on perd un degré de liberté, et l'on n'a plus l'indépendance souhaitée entre les différentes caractéristiques du montage. Aussi on décide de rajouter une capacité supplémentaire en série avec les deux déjà existantes, ce qui nous donne le montage de la figure 9.

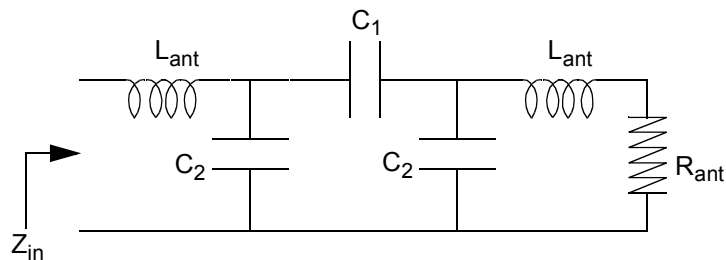


Figure 9 : Circuit final d'adaptation d'impédance.
La présence de composants réactifs symétriques garantit que Z_{in} est purement résistive.

3.3.3 Calcul des éléments du montage

A l'aide des règles de transformation série/parallèle des circuits RLC passifs, on peut calculer, pour un circuit parfaitement symétrique comme celui de la figure 9, l'expression de l'impédance d'entrée à la fréquence de résonance du montage. Les expressions qui vont suivre ne sont valables qu'à la condition que le coefficient de qualité des composants soit nettement supérieur à 1.

- Fréquence de résonance du circuit :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \cdot \left(\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_2 \right) \cdot L_{ant}} \quad (\text{EQ. 18})$$

- Impédance d'entrée à la fréquence de résonance :

$$Z_{in}(f_0) = \frac{\left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} \right)^2}{\frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_2} \cdot \frac{L_{ant}}{R_{sant}} \quad (\text{EQ. 19})$$

- On en déduit C_1 et C_2 :

$$C_1 = C_{eq} \cdot \frac{\sqrt{\frac{Z_{in} \cdot R_{s_{ant}} \cdot C_{eq}}{L_{ant}}}}{1 - \frac{Z_{in} \cdot R_{s_{ant}} \cdot C_{eq}}{L_{ant}}} \quad (\text{EQ. 20})$$

$$C_2 = C_{eq} \cdot \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{Z_{in} \cdot R_{s_{ant}} \cdot C_{eq}}{L_{ant}}}} \quad (\text{EQ. 21})$$

avec :

$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 \cdot L_{ant}} = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} + C_2 \quad (\text{EQ. 22})$$

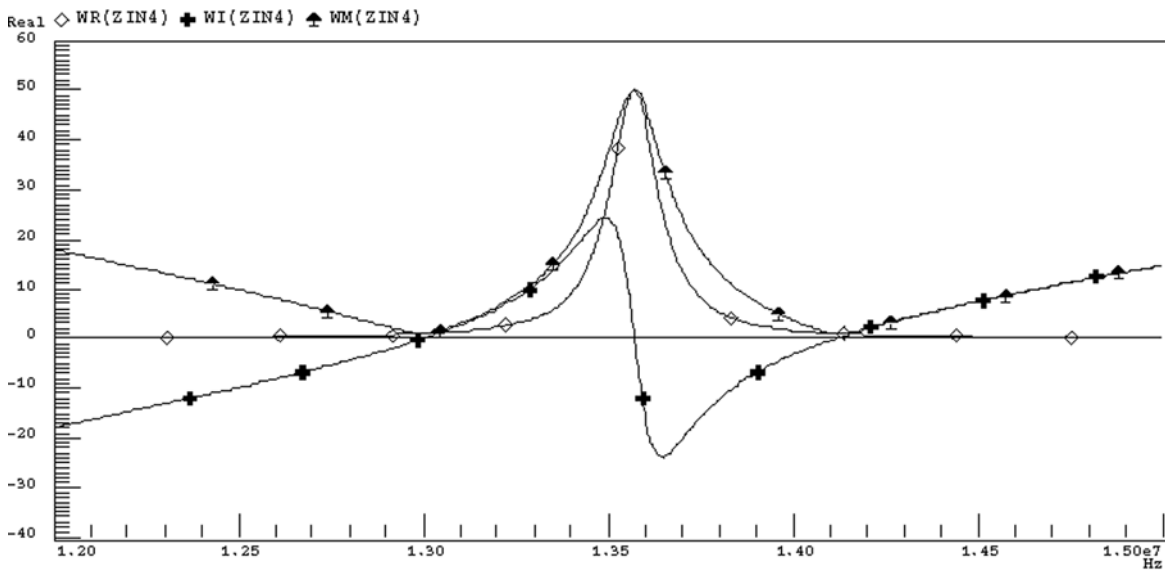


Figure 10 : Simulation petit-signal du circuit d'adaptation ramenant l'impédance d'une antenne à 50Ω à $13,56 \text{ MHz}$, WR est la partie réel de Z_{in} , WI la partie imaginaire, et WM la norme.

A titre d'exemple, pour l'adaptation 50Ω à $13,56 \text{ MHz}$ d'une inductance de $1 \mu\text{H}$ et de résistance de perte de 1Ω , les formules ci-dessus donnent $C_1=11,6 \text{ pF}$ et $C_2=127 \text{ pF}$. La figure 10 représente la simulation en fréquence, effectuée à l'aide d'un logiciel de type 'Spice', de Z_{in} pour cette adaptation.

3.3.4 Impédance optimale de l'antenne

Soit le schéma équivalent au système d'émission de la figure 9. Pour quelle valeur de R_{in} le circuit fournira-t-il le maximum de puissance à l'antenne, sachant que V_{in} vaut au plus 15 V et I_{in} , au plus 1 A.

- cas 1 : si $I_{in} < I_{in\ max}$, la puissance maximale transmissible vaut $P = V_{in\ max}^2 / R_{in}$. Il faut donc R_{in} la plus faible possible. Or forcément $R_{in} > V_{max} / I_{max} = 15\ \Omega$.
- cas 2 : de même, si $V_{in} < V_{in\ max}$, la puissance maximale transmissible vaut $P = R_{in} \cdot I_{in\ max}^2$. Il faut donc R_{in} la plus grande possible. Or $R_{in} < V_{max} / I_{max} = 15\ \Omega$.

L'impédance optimale est donc :

$$R_{opt} = \frac{V_{max}}{I_{max}} = 15\ \Omega \quad (\text{EQ. 23})$$

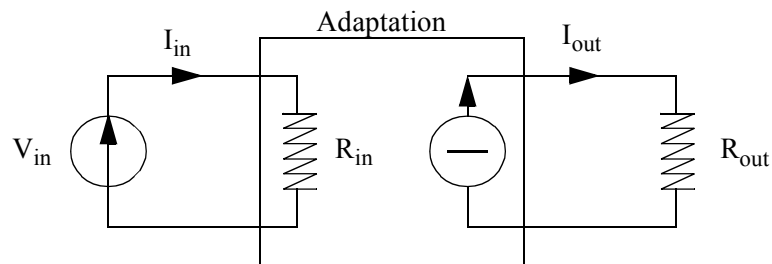


Figure 11 : Schéma équivalent du système d'émission. $V_{in} \cdot I_{in}$ est la puissance de sortie de la carte électronique, R_{in} est l'impédance vue en entrée du circuit d'adaptation, et R_{out} est la résistance de perte de l'antenne.

3.4 Expression de l'inductance d'une antenne circulaire

Les expressions qui suivent ne sont valables que pour un diamètre de boucle très supérieur au diamètre du câble servant à réaliser l'antenne.

3.4.1 Formule de Grover

Grover prédit, pour n spires circulaires de rayon r et de diamètre de section d , la

valeur inductive suivante [17] :

$$L_{circ} = n^2 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot \left[\ln\left(\frac{8r}{d}\right) - 1,75 \right] \quad (\mu\text{H}) \quad (\text{EQ. 24})$$

3.4.2 Formule de Terman

$$L_{circ} = n^2 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot \left[\ln\left(\frac{8\pi r}{d}\right) - 2,451 \right] \quad (\mu\text{H}) = \frac{4\pi r}{10} \cdot \ln\left(\frac{8\pi r}{11,6 \cdot d}\right) \quad (\text{H}) \quad [18] \quad (\text{EQ. 25})$$

3.4.3 Autre formule

$$L_{circ} = n^2 \cdot \mu_0 \cdot r \cdot \ln\left(\frac{2r}{d}\right) \quad (\mu\text{H}) \quad [14] \quad (\text{EQ. 26})$$

3.4.4 Comparaison des différentes expressions

Les trois expressions précédentes ont été comparées avec les mesures de quatre antennes, réalisées à l'aide d'un câble électrique en cuivre de diamètre 1 mm. La caractérisation a été effectuée à 13,56 MHz sur un analyseur d'impédance HP4191A. Les résultats sont présentés table 1. On constate que plus le nombre de spires augmente, plus les équations sont loin de la mesure. Pour les antennes à une spire, l'erreur est de l'ordre de quelques pour cents.

	n=4 r=3,5cm	n=4 r=7 cm	n=2 r=7 cm	n=1 r=14 cm
L - mesurée	1,9 μH	5,3 μH	1,5 μH	0,955 μH
L - Grover	2,73 μH (+43%)	6,44 μH (+21%)	1,61 μH (+7,3%)	0,927 μH (-2,9%)
L - Terman	3,05 μH (+61%)	7,07 μH (+45%)	1,77 μH (+18%)	1,01μH (-1,5%)
L - autre	2,99 μH (+57%)	6,96 μH (+31%)	1,74μH (+16%)	0,991 μH (-3,8%)

Tableau 1 : Comparaison entre la mesure de quatre antennes circulaires et leurs valeurs données par plusieurs formules. r est le rayon de l'antenne et n son nombre de spires. Le diamètre du câble vaut 1 mm.

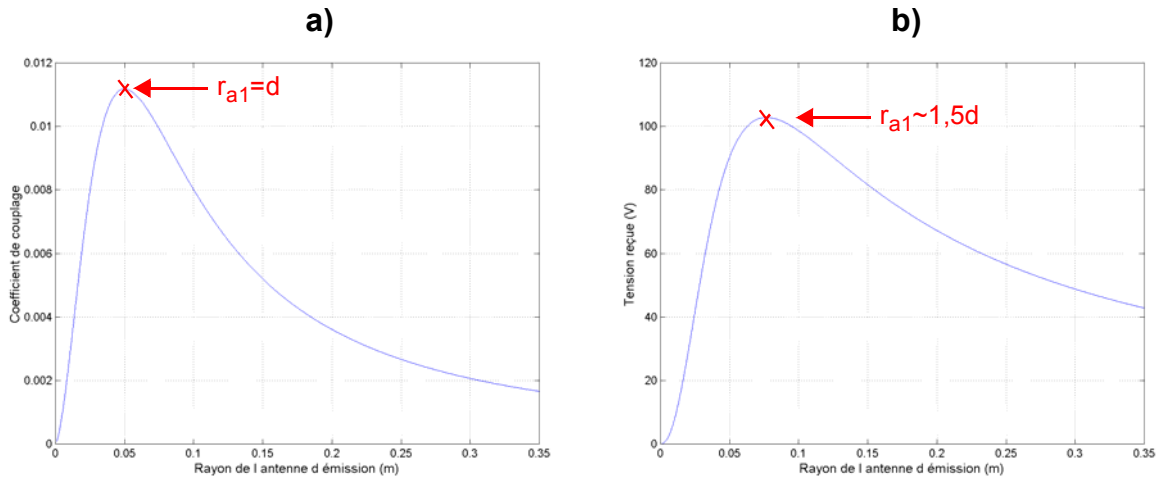


Figure 12 : Simulation du coefficient de couplage (a) et de la tension induite (b), en fonction du rayon de l'antenne d'émission pour deux antennes circulaires en vis à vis et espacées de 5 cm.

3.5 Rayon optimal de l'antenne d'émission

D'après l'équation (5), l'expression du coefficient de couplage k s'écrit :

$$k(d) = \left(\frac{r_1 r_2}{d^2 + r_1^2} \right)^{\frac{3}{2}} \quad (\text{EQ. 27})$$

En remplaçant dans l'équation (12) k par l'équation (27), en fixant d la distance entre les antennes et en faisant varier r_{a1} le rayon de l'antenne d'émission, la courbe de la tension induite passe par un maximum indiquant une valeur optimale de r_{a1} . La dérivée de k , de même que celle du champ magnétique généré sur l'axe central de l'antenne, s'annulent pour un rayon égal à la distance entre les deux antennes (cf. figure 12-a). Par contre l'inductance mutuelle et donc la tension reçue sur l'antenne de réception est maximale pour un rayon à l'émission de (cf. figure 12-b) :

$$r_{a1} \sim 1,5 \cdot d \quad (\text{EQ. 28})$$

III- 4 Principe des résonateurs couplés

Le système d'émission/réception peut être assimilé à un filtre du second ordre réalisé à partir de deux résonateurs couplés inductivement, comme représenté sur la figure 13. Les tensions en chaque noeud sont alors données par le système suivant :

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} C_1 p + \frac{1}{R_{s1} + (L_1 - M)p} & \frac{1}{R_{s1} + (L_1 - M)p} & 0 \\ \frac{1}{R_{s1} + (L_1 - M)p} & \frac{1}{R_{s1} + (L_1 - M)p} + \frac{1}{Mp} + \frac{1}{R_{s2} + (L_2 - M)p} & \frac{1}{R_{s2} + (L_2 - M)p} \\ 0 & \frac{1}{R_{s2} + (L_2 - M)p} & \frac{1}{R_{s2} + (L_2 - M)p} + C_2 p + \frac{1}{R_l} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 \\ u_3 \\ u_2 \end{bmatrix} \quad (\text{EQ. 29})$$

L'étude de l'évolution de la tension u_2 en fonction de différents paramètres va nous permettre de dégager quelques règles supplémentaires pour le dessin des antennes et aussi d'expliquer les résultats expérimentaux à venir.

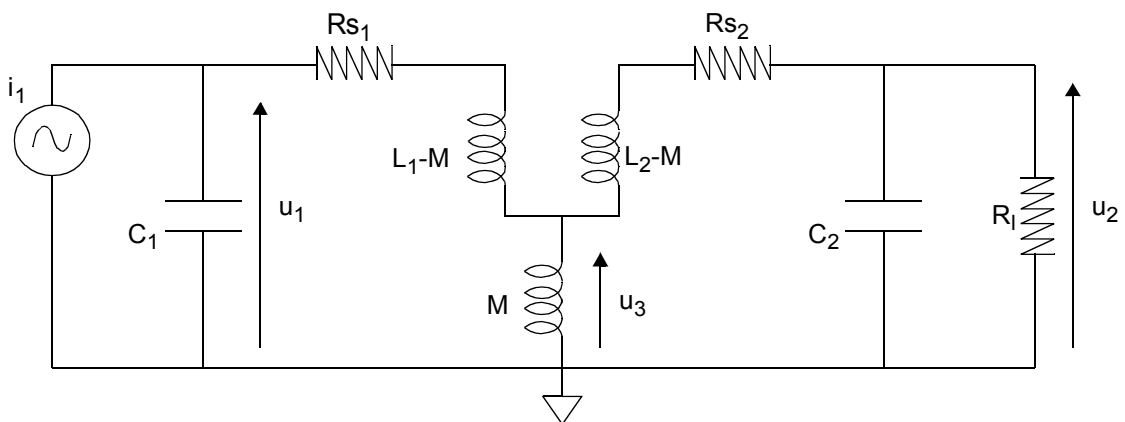


Figure 13 : Schéma équivalent de deux résonateurs inductivement couplés

4.1 Le couplage critique

Si on trace la tension u_2 calculé à partir de l'équation (29) pour différentes valeurs du coefficient de couplage k , u_2 passe par un maximum contrairement à ce que prévoit l'équation (11). Ce maximum correspond à ce que l'on appelle le coefficient de couplage critique k_c [19]. Avec l'augmentation de la valeur de k , les pertes d'insertions

diminuent et la tension reçue augmente. Au voisinage du couplage critique la largeur de bande de u_2 croît, et une fois k_c dépassé, des ondulations apparaissent dans la bande passante se traduisant par une diminution de la tension à la fréquence d'accord (cf. figure 14). Soit Q_1 et Q_2 les coefficients de qualité respectifs des résonateurs (L_1, C_1) et (L_2, C_2). La valeur de k_c est donnée par [20] :

$$k_c = \frac{1}{\sqrt{Q_1 Q_2}} \quad (\text{EQ. 30})$$

En appliquant les règles de transformations séries/parallèles, on obtient les valeurs de Q_1 et Q_2 suivantes :

$$Q_1 = \frac{\sqrt{L_1/C_1}}{r_{s1}} \quad (\text{EQ. 31})$$

$$Q_2 = \frac{\sqrt{L_2 C_2} \cdot R_l}{L_2 + C_2 r_{s2} R_l} \quad (\text{EQ. 32})$$

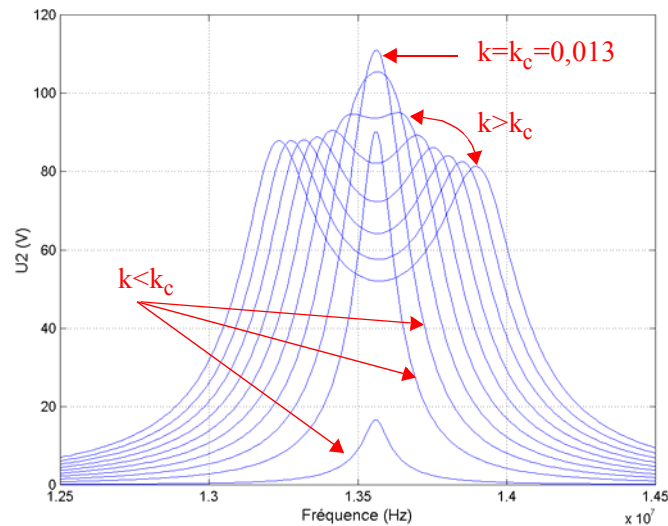


Figure 14 : Simulation de u_2 pour différentes valeurs de k (résonateurs couplés non chargés). Pour $k > k_c$, la tension diminue et des ondulations apparaissent. $C_1=69\text{pF}$, $L_1=2\mu\text{H}$, $R_{s1}=1\Omega$, $L_2=6\mu\text{H}$, $C_2=23\text{pF}$, $R_{s2}=15\Omega$, $R_l=1\text{M}\Omega$.

4.2 Influence de la charge du circuit de réception

La simulation du paragraphe précédent a été effectuée pour une charge R_l élevée. Qu'en est-il lorsque le circuit de réception consomme du courant? Dans le cas d'un circuit RLC parallèle, on démontre par exemple que la partie imaginaire de l'impédance du circuit s'annule pour :

$$\omega_0 = \frac{1 - 1/Q^2}{LC} \quad (\text{EQ. 33})$$

où $Q = R/(\sqrt{L/C})$. Ainsi l'augmentation de la charge entraîne un décalage de la fréquence de résonance. Pour notre circuit de deux résonateurs couplés, la simulation de u_2 pour une charge de $1 \text{ k}\Omega$ est représentée figure 15. Le courant consommé par la charge influe naturellement sur la valeur de u_2 qui diminue fortement. La valeur du couplage critique est largement supérieure au cas d'un résonateur à faible perte. On constate par ailleurs que pour $k > k_c$, contrairement à la figure 14, la séparation des pôles, qui sont à l'origine des ondulations, ne se fait pas de façon symétrique par rapport à la fréquence de résonance initiale.

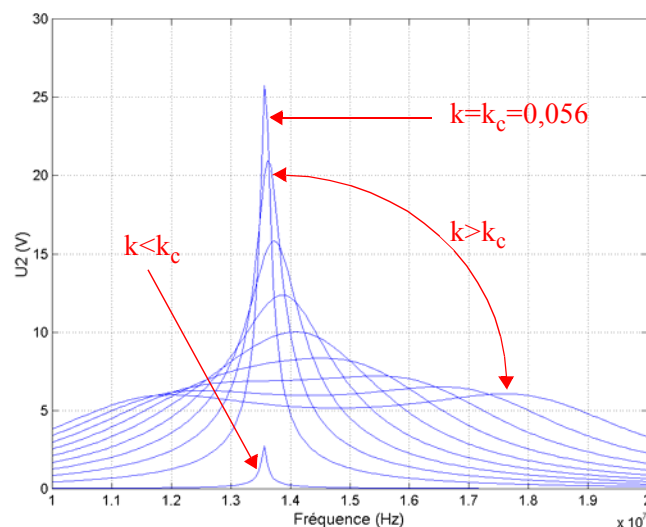


Figure 15 : Simulation de u_2 pour différentes valeurs de k (résonateurs couplés non chargés). Paramètres identiques à ceux de la figure 14 à l'exception de R_l qui vaut $1 \text{ k}\Omega$.

III- 5 Mesures expérimentales préliminaires

Ces mesures ont été effectuées à l'aide de deux antennes d'émission circulaires à une spire, de diamètre 10 et 28 cm. L'antenne de réception est obtenue à l'aide d'une spirale carrée de 1,2 cm de coté, d'une valeur de $1 \mu\text{H}$, de fabrication industrielle. La source est un GBF HP33120A pouvant fournir jusqu'à $12,5 V_{\text{crête}}$ sous 250 mA. Le signal reçu est redressé et multiplié par 4 à l'aide du schéma de la figure 16.

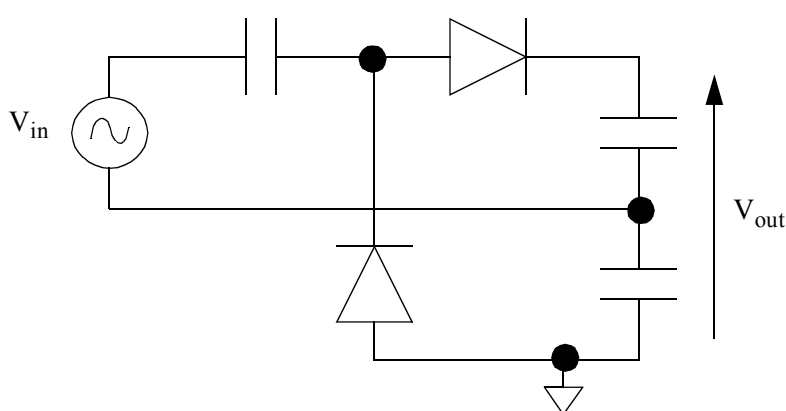


Figure 16 : Schéma du redresseur de tension.
 $V_{out} = 4 * V_{in_crête}$ (Dans le cas de composants idéaux).

5.1 Mesures en fonction de la distance entre les antennes

La figure 17 représente la tension reçue au centre de la spire d'émission en fonction de la distance entre les antennes. La courbe de simulation est obtenue à l'aide de l'équation (11) et correspond bien aux résultats expérimentaux. Pour une distance inférieure à 10 fois le diamètre de l'antenne de réception, l'antenne d'émission de plus petit diamètre est nettement plus avantageuse du fait de la concentration des lignes de champ magnétiques.

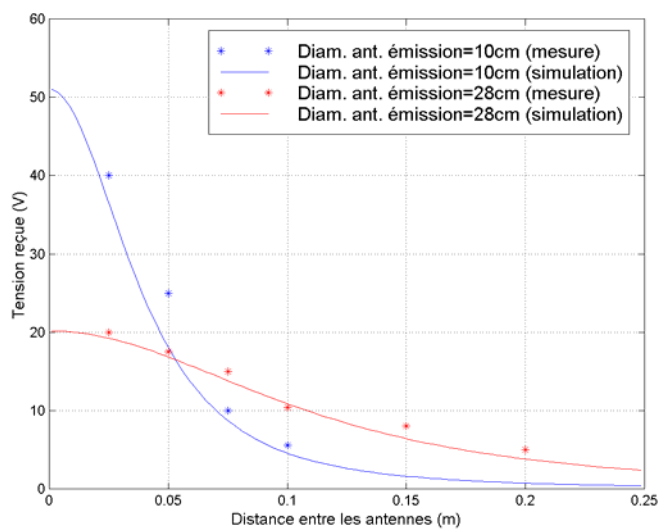


Figure 17 : Mesures et simulation de la tension reçue en fonction de la distance entre les antennes.

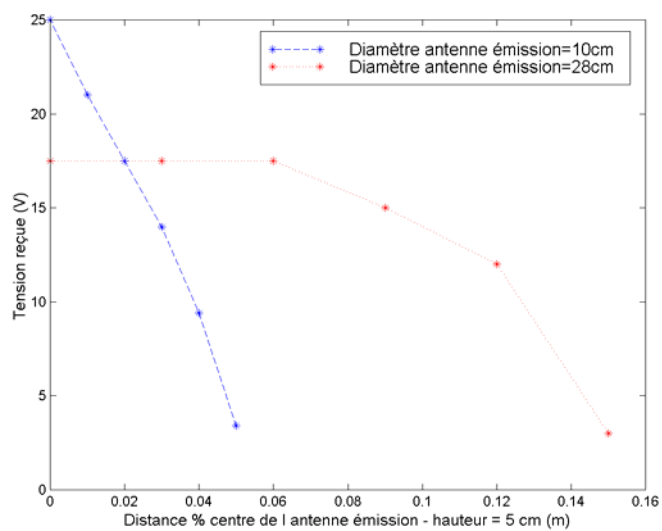


Figure 18 : Mesure de la tension reçue en fonction de la distance par rapport au centre de l'antenne d'émission.

5.2 Mesures en fonction de la distance par rapport au centre de l'antenne d'émission

La figure 18 représente la tension reçue en fonction de la distance par rapport au centre de la spire d'émission, les deux antennes étant séparées de 5 cm. Comme dans le cas précédent, la spire de plus petit diamètre est avantageuse en champ très proche. Seulement sa forte directivité la rend inadaptée si l'on souhaite déplacer le robot sans toucher à la position de l'antenne.

III- 6 Conclusion

Dans ce chapitre l'ensemble du système d'émission a été présenté. En plus de la description de la partie électronique, différents outils ont été abordés pour optimiser la puissance transmise par induction magnétique, en jouant notamment sur la géométrie des antennes. Ce système permet de transmettre en temps réel l'information par induction magnétique. La partie "hardware" est indépendante du protocole de communication, dans la mesure où la commande est générée par logiciel. Le calcul d'un circuit d'adaptation entre la carte et l'antenne d'émission permet de minimiser la perte de puissance entre ces deux parties. L'expression analytique de la tension induite a permis de mettre en évidence l'importance de maximiser le courant à l'émission et la valeur inductive des antennes, tout en cherchant à minimiser les pertes de l'antenne de réception et le courant consommé en aval de cette antenne. Si augmenter la valeur inductive L_I de l'antenne d'émission se fait aisément en augmentant son nombre de spires, on est toutefois limité par la valeur des capacités du circuit d'adaptation qui diminuent lorsque L_I augmente. L'existence d'un couple optimal *rayon de l'antenne d'émission / distance de téléalimentation*, dépendant du courant consommé à la réception, permet de définir un coefficient de couplage critique entre les antennes au-delà duquel la tension induite n'est pas optimale. Enfin, des mesures expérimentales préliminaires de téléalimentation ont mis en évidence l'influence du diamètre de l'antenne d'émission sur la directivité de la transmission. Plus ce diamètre est faible, meilleure est la directivité. Cela se traduit par une augmentation de la tension induite, mais uniquement sur une courte distance.

III- 7 Références

- [1] U. Kaiser and W. Steinhagen, "A low-power transponder IC for high-performance identification systems", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, n°3, 1995, pp. 306-310.
- [2] S. d'Hont, "The cutting edge of RFID technology and applications for manufacturing and distribution", *Texas Instrument white papers*, www.ti.com/tiris/.
- [3] Q. Huang and M. Oberle, "A 0.5 mW passive telemetry IC for biomedical applications", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, n°7, 1998, pp. 937-946.
- [4] K. W. Fernald, J. J. Paulos, B. A. Stackhouse, and R. A. Heaton, "A self-tuning digital telemetry IC for use in a microprocessor-based implantable instrument", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 27, n°12, 1992, pp. 1826-1832.
- [5] O. Akar, T. Akin and K. Najafi, "A wireless batch sealed absolute capacitive pressure sensor", *Sensors and Actuators*, vol. A95, 2001, pp. 29-38.
- [6] T. Eggers, C. Marschner, U. Marschner, B. Clasbrummel, R. Laur, J. Binder, "Advanced hybrid integrated low-power telemetric pressure monitoring system for biomedical applications", *Proceeding of MEMS'00*, 2000, pp. 329-333.
- [7] R. Puers, G. Vandevoorde and D. De Bruyker, "Electrodeposited copper inductors for intraocular pressure telemetry", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 124-129.
- [8] T. J. Harpster, B. Stark and K. Najafi, "A passive wireless integrated humidity sensor", *Sensors and Actuators*, vol. A95, 2002, pp. 100-107.
- [9] T. Akin, K. Najafi, and R. M. Bradley, " A wireless implantable multichannel digital neural recording system for a micromachined sieve electrode", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, n°1, 1998, pp. 109-118.
- [10] W. Liu, K. Vichienchom, M. Clements, S. C. DeMarco, C. Hughes, E. McGucken, M. S. Humayun, E. de Juan, J. D. Weiland, and R. Greenberg, "A neuro-stimulus chip with telemetry unit for retinal prosthetic device", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 35, n°10, 2000, pp. 1487-1497.
- [11] M. Ataka, A. Omodaka, N. Takeshima, and H. Fujita, "Fabrication and operation of polyimide bimorph actuators for a ciliary motion system", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 2, n°4, 1993, pp. 146-150.
- [12] T. Ebefors, J U. Mattsson, and E. Kälvesten, "A walking silicon microrobot", *Journal of Micromechanics and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 337-349.
- [13] R. Feynman, *Le cours de physique de Feynman - Electromagnétisme 1*, InterEdition, Paris, 1979, pp. 271-286.

- [14] K. Finkenzeller, *RFID handbook*, John Wiley & son, 1999, p. 68.
- [15] P. F. Combes, *Mico-ondes, 2. Circuits passifs, propagation, antennes*, ed. Dunod, Paris, 1997, p. 187.
- [16] T. H. Lee, *The design of CMOS radiofrequency integrated circuit*, Cambridge University Press, 1998, p. 86
- [17] F. W. Groover, *Inductance calculations : working formulas and tables*, Dover publications, Inc., New-York, 1946, p. 143.
- [18] F. E. Terman, *Radio engineers handbook*, Mc Graw Hill, London, 1943, pp. 46-78.
- [19] A. I. Zveref, *Handbook of filter synthesis*, John Wiley & Sons, New-York, p. 304.
- [20] W. B. Kuhn, W. Stephenson, and A. Elshabini-Riad, "A 200 MHz CMOS Q-enhanced LC bandpass filter", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, n°8, Aug. 1996, pp. 1112-1122.

Chapitre IV

CONCEPTION DE L'ANTENNE DE RÉCEPTION

Ce chapitre présente l'optimisation du dessin de l'antenne de réception afin de maximiser la puissance transmise lors de la téléalimentation. Le modèle en π d'une inductance intégrée est utilisé pour définir le coefficient de qualité de l'antenne. Les effets parasites en fonction de la fréquence sont décrits, et l'expression de la tension induite entre deux spires vue au chapitre précédent est modifiée afin d'obtenir par simulation le nombre de spires le plus intéressant pour une géométrie d'antenne spirale rectangulaire donnée.

IV- 1 Introduction

La conception d'une inductance intégrée nécessite de prendre en compte de nombreux paramètres et de faire des compromis en fonction des conditions de fabrication et d'utilisation. Le problème le plus délicat consiste à déterminer la largeur du conducteur constituant la spirale inductive et l'espace entre deux conducteurs adjacents. En effet, l'optimisation du coefficient de qualité d'une structure planaire nécessite à la fois des lignes peu espacées pour avoir un couplage fort du champ magnétique, mais aussi un conducteur large pour réduire les pertes ohmiques [1]. Cependant, J. Craninckx *et al.* ont montré que le rapport entre la résistance de perte série à une fréquence donnée et la même résistance en continue augmente beaucoup plus vite pour les spirales constituées de larges conducteurs, du fait principalement de l'effet de peau [2]. De plus des spires très rapprochées vont augmenter la capacité parasite de l'inductance. Si pour les inductances sur silicium cette variation est généralement négligeable devant la valeur de la capacité avec le substrat, dans le cas d'un substrat isolant la fréquence de résonance peut être fortement diminuée. Avec un substrat conducteur, c'est donc la largeur des spires qui influera sur la résonance. Enfin, plus le conducteur sera large, plus faible sera le nombre de spires pour une surface donnée et donc plus faible sera la valeur de l'inductance.

La meilleure façon d'intégrer tous ces facteurs est d'utiliser un code de simulation par éléments finis. Seulement lors de l'étape de conception on est amené à faire varier plusieurs paramètres, et donc d'effectuer de nombreuses simulations. La longueur du temps de calcul nécessaire rend peu confortable l'utilisation de ce type de logiciel à ce niveau. Après avoir explicité les différents effets parasites relatifs à une inductance intégrée, nous proposons dans ce chapitre une méthode analytique simple pour déterminer le nombre optimal de tours pour la réalisation d'inductances spirales carrées destinées à recevoir de l'énergie par couplage inductif.

IV- 2 Etude théorique d'une inductance spirale intégrée

2.1 Modélisation d'une inductance intégrée

Un modèle décrivant électriquement le comportement de l'antenne de réception est nécessaire pour d'une part simuler la tension transmise par couplage magnétique afin d'optimiser les dimensions de l'inductance, et d'autre part extraire, à partir de la mesure de leurs paramètres S , les caractéristiques des antennes réalisées.

Une inductance intégrée peut être considérée comme une suite de lignes de transmission à constantes localisées (*lumped elements*) dont l'impédance d'entrée Z_{in} est définie, dans le cas d'une terminaison par une charge Z_l , par :

$$Z_{in} = Z_0 \cdot \frac{Z_l + Z_0 \tan \gamma l}{Z_0 + Z_l \tan \gamma l} \quad (\text{EQ. 1})$$

où Z_0 est l'impédance caractéristique et γ le facteur de propagation pour une ligne de longueur l . Afin de pouvoir considérer la ligne comme "électriquement courte", elle ne doit présenter que des variations de phase négligeables. Sa longueur doit par conséquent être plus courte d'au moins un facteur 100 par rapport à la longueur d'onde correspondant à la fréquence de travail. L'impédance d'entrée Z_{in} est soit résistive soit inductive en fonction du rapport entre la résistance r et l'inductance L par unité de longueur. L'impédance caractéristique Z_0 de la ligne correspond à la racine carrée du rapport entre l'inductance série et la capacité parasite avec le substrat par unité de longueur. Maximiser Z_0 , c'est à dire minimiser la capacité parasite, permet d'augmenter la valeur inductive de la ligne pour une longueur donnée.

Pour les inductances de forme rectangulaire, il est courant depuis les travaux de Greenhouse [3] de considérer chaque segment de la spirale de façon indépendante. On étudie alors leurs interactions afin de pouvoir calculer numériquement leurs caractéristiques de base comme leur valeur inductive ou leur coefficient de qualité. Une méthode d'analyse consiste notamment à représenter chaque segment à l'aide d'un modèle équivalent constitué d'éléments localisés [1]. Pour simplifier les calculs, un modèle compact appelé modèle en π (cf. figure 1) est couramment utilisé pour ajuster les mesures expérimentales des inductances sur silicium [4-7]. Les valeurs de l'inductance L_s et de la résistance R_s sont obtenues en

sommant l'inductance et la résistance de chaque ligne connectée en série. De même les capacités parasites de chaque section peuvent être additionnées, pour le modèle compact, en 5 capacités localisées. C_s correspond à la capacité de couplage entre les spires, tandis que C_{ox} représente la capacité parasite avec le substrat. Le substrat est modélisé à l'aide de C_{si} et R_{si} , dont les valeurs sont obtenues par ajustement à partir de mesures expérimentales [8] [9]. C_{ox} , C_{si} et $1/R_{si}$ sont proportionnelles à la surface recouverte par la spirale. Chaque entrée du modèle correspond respectivement à l'extrémité intérieure et extérieure de la spirale. Du fait de la dissymétrie inhérente à la forme d'une spirale, la valeur des éléments en parallèle (C_{ox} , C_{si} et R_{si}) n'est pas parfaitement identique à chaque extrémité.

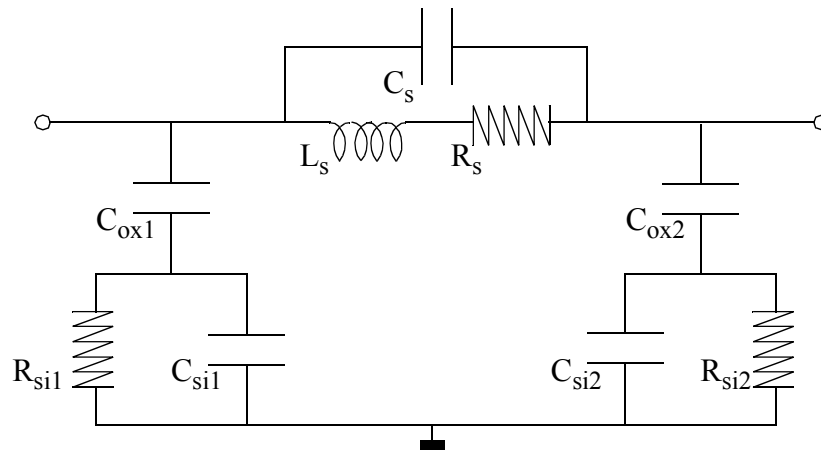


Figure 1 : Modèle physique simplifié (ou compact) à constante localisée d'une inductance sur silicium.

2.2 Le coefficient de qualité

2.2.1 Définition

La qualité d'une inductance est mesurée par son coefficient de qualité Q qui est défini comme le rapport entre l'énergie utile emmagasinée et l'énergie perdue pendant une période :

$$Q = 2\pi \cdot \frac{\text{énergie emmagasinée}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad (\text{EQ. 2})$$

Cette définition permet aussi de définir le coefficient de qualité d'un résonateur LC , la différence reposant sur ce que l'on appelle "énergie utile". Pour une inductance, seule l'énergie emmagasinée sous la forme magnétique est intéressante. Toute énergie électrique provenant des inévitables capacités parasites est contre-productive. Son coefficient de qualité est donc proportionnel à la différence entre le maximum de l'énergie magnétique et celui de l'énergie électrique [7] :

$$Q_{\text{inductance}} = \frac{\text{pic énergie magnétique} - \text{pic énergie électrique}}{\text{énergie perdue dans une période}} \quad (\text{EQ. 3})$$

La fréquence de résonance ω_0 d'une inductance correspondant à l'égalité entre le pic d'énergie magnétique et celui d'énergie électrique, le coefficient de qualité vaut zéro à cette fréquence.

2.2.2 Expression de Q pour une inductance intégrée

Pour définir le coefficient de qualité d'une inductance intégrée sur silicium, on applique la définition de l'équation (3) au modèle simplifié à constantes localisées du paragraphe 2.1, dont une des extrémités est connectée à la masse. Afin de simplifier les expressions littérales, C_{ox} , C_{si} et R_{si} sont substituées par C_p et R_p , qui deviennent dépendantes de la fréquence (cf. figure 2). Les valeurs des énergies deviennent :

$$E_{\text{crête électrique}} = \frac{V_0^2 \cdot (C_s + C_p)}{2} \quad (\text{EQ. 4})$$

$$E_{\text{crête magnétique}} = \frac{V_0^2 \cdot L_s}{2 \cdot [(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2]} \quad (\text{EQ. 5})$$

$$E_{\text{perdue}} = \frac{2\pi}{\omega} \cdot \frac{V_0^2}{2} \cdot \left[\frac{1}{R_p} + \frac{R_s}{(\omega \cdot L_s)^2 + R_s^2} \right] \quad (\text{EQ. 6})$$

où :

$$R_p = \frac{1}{\omega^2 C_{ox}^2 R_{si}} + \frac{R_{si}(C_{ox} + C_{si})^2}{C_{ox}^2} \quad (\text{EQ. 7})$$

$$C_p = C_{ox} \cdot \frac{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{si})C_{si}R_{si}^2}{1 + \omega^2(C_{ox} + C_{si})^2 R_{si}^2} \quad (\text{EQ. 8})$$

où V_0 est la tension crête aux bornes de l'inductance. En remplaçant les équations (4-6) dans

(3) on obtient l'expression suivante de Q [7] :

$$Q_L = \frac{\omega L_s}{R_s} \cdot \frac{R_p}{R_p + [(\omega L_s / R_s)^2 + 1] R_s} \cdot \left[1 - \frac{R_s^2 (C_s + C_p)}{L_s} - \omega^2 L_s (C_s + C_p) \right] \quad (\text{EQ. 9})$$

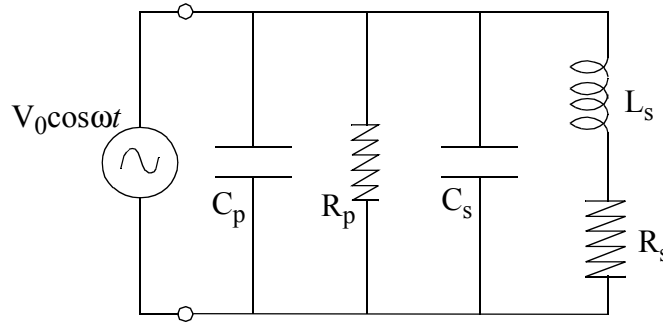


Figure 2 : Modèle équivalent d'une inductance intégrée dont une extrémité est à la masse. C_{ox} , C_{si} et R_{si} sont substitués par C_p et R_p .

2.2.3 Evolution de Q en fonction des paramètres technologiques

Afin de déduire quelques règles sur la réalisation de l'antenne de réception, ont été tracées figure 3 les courbes de Q_L en fonction de la fréquence f , de la capacité d'oxyde C_{ox} , de la capacité substrat C_{si} et de la résistance substrat R_{si} . Notons que la courbe 3a ne prend pas en compte l'augmentation des pertes série de l'inductance avec la fréquence, et que C_{ox} et C_{si} sont proportionnelles à f tandis que R_{si} est inversement proportionnelle à f [10]. Il apparaît que, au contraire de la capacité substrat, C_{ox} a une grande influence sur la valeur de Q_L et qu'il est important de la minimiser, en maximisant l'épaisseur de l'oxyde de silicium par exemple. Tant que C_{si} est inférieur à C_{ox} , ce qui est généralement le cas, son influence est négligeable. En ce qui concerne la résistivité du substrat, l'optimisation du coefficient de qualité est obtenue pour un substrat très conducteur ou très résistif. Un substrat conducteur aura malgré tout l'inconvénient de voir apparaître d'importants courants de Foucault lors de la téléalimentation. En continu, les capacités parasites étant vues comme des circuits ouverts, le substrat n'a aucune incidence sur la qualité de l'inductance. Mais au fur et à mesure que la fréquence augmente, C_{ox} laisse passer du courant tandis que C_{si} est toujours vue comme un circuit ouvert. Les charges s'échappent donc par R_{si} qui voit apparaître une différence de potentiel à ses bornes. Plus la fréquence augmente, plus le champ électrique pénètre dans le

substrat et l'énergie perdue est importante.

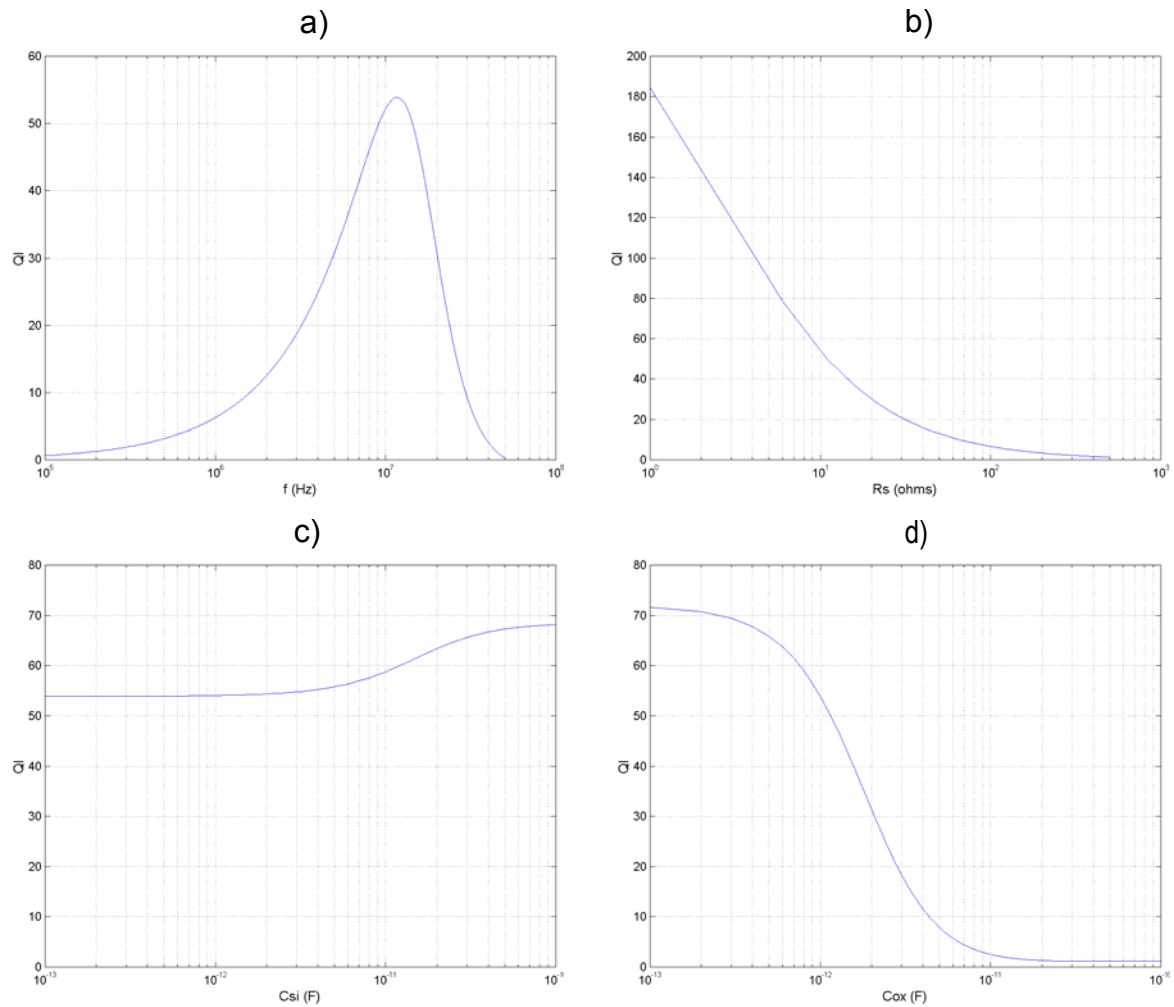


Figure 3 : Evolution du coefficient de qualité d'une inductance sur silicium en fonction de la valeur des composants du modèle en π . Par défaut, $L_s=10 \mu\text{H}$, $R_s=10 \Omega$, $C_s=10 \text{ fF}$, $C_{ox}=1 \text{ pF}$, $C_{si}=10 \text{ fF}$, $R_{si}=1 \text{ k}\Omega$, $f=11,5 \text{ MHz}$. a) Q_L en fonction de la fréquence, b) Q_L en fonction de la résistance de perte du substrat, c) Q_L en fonction de la capacité parasite du substrat, d) Q_L en fonction de la capacité d'oxyde. (Remarque : la courbe -a- ne prend pas en compte les pertes dues à l'apparition de courants de Foucault dans le substrat).

2.2.4 Améliorations technologiques

La forte croissance des télécommunications radiofréquences de ces dix dernières années a favorisé la recherche de nombreuses solutions pour améliorer la qualité des

inductances réalisées sur silicium. Même si les fréquences qui nous intéressent sont inférieures d'un facteur 100 à celles de ces études, les principes physiques invoqués sont, dans leur majorité, similaires. Afin de diminuer les pertes séries de l'inductance, Ashby *et al.* augmentèrent l'épaisseur du conducteur métallique tout en utilisant un substrat fortement résistif [11]. Long *et al.* augmentèrent l'épaisseur de l'oxyde [1]. Chang *et al.* supprimèrent une partie du substrat sous l'inductance à l'aide d'une attaque chimique [12]. Au contraire Yue *et al.* utilisèrent un substrat conducteur sur lequel des motifs ont été gravés afin d'empêcher l'apparition de courants de Foucault importants [10]. Pour notre antenne de réception, nous avons opté pour un substrat parfaitement isolant réalisé en époxy, associé à un conducteur en or épais obtenu par électrolyse. Ainsi nous nous affranchissons des effets parasites du substrat et limitons les pertes séries de l'inductance.

2.3 Les pertes en fréquence

Dans le paragraphe qui précède, les valeurs des composants du modèle ont été considérées constantes avec la fréquence. Or au fur et à mesure que celle-ci augmente, le champ magnétique généré par l'inductance induit des courants dont la densité est distribuée de façon non-uniforme, et ce à la fois dans le conducteur et le substrat. Ces courants induits, libres de mouvement, sont à l'origine d'une augmentation des pertes résistives et d'une diminution de la valeur de l'inductance [2], du fait des effets dit *de peau* et *de proximité*.

2.3.1 L'effet de peau

L'effet le plus important est sans aucun doute la propriété du courant à se concentrer sur les couches superficielles d'un conducteur lorsque la fréquence augmente. Ce phénomène est appelé *effet de peau* ou *skin effect*. La densité du courant $J(z)$ décroît de façon exponentielle dans le conducteur. On définit l'épaisseur de peau δ comme étant la profondeur z à laquelle $J(z)$ est égale à sa valeur maximale divisée par e , soit 37% (cf. figure 4). Cette valeur δ correspond à l'épaisseur d'un conducteur creux qui aurait la même résistance à une fréquence identique. δ est inversement proportionnel à f et s'écrit :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (\text{EQ. 10})$$

où f est la fréquence considérée, μ la perméabilité magnétique du conducteur et σ sa

conductivité. Pour notre antenne fonctionnant à 13,56 MHz et dont le conducteur en or a une résistivité typiquement de l'ordre de $2,2 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot m$, cette épaisseur de peau vaut :

$$\delta_{or} \sim 20 \mu m$$

Il est utile, pour minimiser les pertes séries de l'inductance, de réaliser un conducteur d'épaisseur supérieure à δ_{or} . C'est pourquoi nous allons chercher à électrolyser jusqu'à 25 μm d'or.

2.3.2 Les courants de Foucault

Le champ magnétique généré par l'antenne étant lui-même variable en fonction du temps, un courant circulaire est induit dans les conducteurs avoisinants. On appelle cela l'*effet de proximité*. Ce courant, appelé *courant de Foucault* ou *Eddy current*, est orienté de telle façon à ce qu'il s'oppose aux variations initiales du champ magnétique (loi de Lenz-Faraday). Des courants de Foucault vont apparaître à la fois dans la spirale conductrice et le substrat (cf. figure 4).

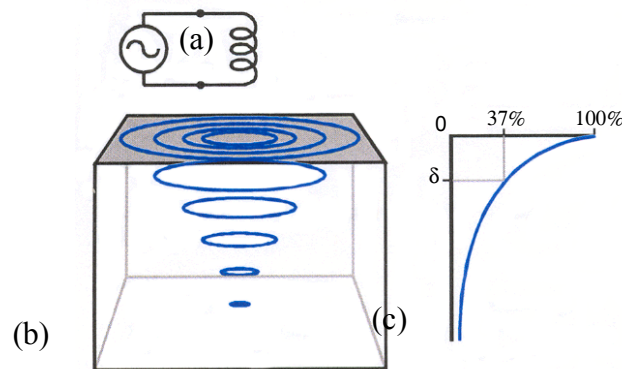


Figure 4 : Représentation schématique des lignes de courant induites par couplage magnétique dans un conducteur volumique. (a) circuit d'émission, (b) conducteur volumique, (c) profil de la densité du courant dans le conducteur.

Plus la fréquence est élevée, plus le champ magnétique original est affecté par les courants induits, provoquant une diminution de la valeur inductive de l'antenne. De plus, ces courants induits vont accroître la non-uniformité du courant dans le conducteur et donc

accroître aussi les pertes résistives. Dans la spirale conductrice, l'impact des courants de Foucault sera d'autant plus important que le conducteur est large et le champ magnétique important. Un compromis doit donc être trouvé, puisqu'augmenter la largeur de la spirale permet par ailleurs de diminuer les pertes séries de l'inductance. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, le champ électrique pénètre dans le substrat provoquant une importante dissipation de l'énergie par effet Joule [10]. Nous avons vu au paragraphe 2.2.3 que l'utilisation d'un substrat hautement résistif rend ces pertes négligeables.

IV- 3 Optimisation du dessin de l'antenne

3.1 Introduction

Si les composants parasites du modèle en π peuvent s'exprimer de façon simple par des expressions analytiques (avec l'aide de mesures expérimentales pour la modélisation du substrat), il n'en est pas de même pour la valeur de l'inductance. Celle-ci, pour être calculée exactement, nécessite la résolution des équations de Maxwell à l'aide d'un simulateur par éléments finis à trois dimensions d'où un temps de calcul important. Une autre technique, couramment appelée méthode de Greenhouse [3], permet d'obtenir numériquement une valeur précise de L tout en ayant un temps de calcul raisonnable. L'inconvénient de cette méthode est qu'elle ne permet pas d'obtenir le dessin d'une inductance à partir de spécifications données [13]. Afin d'obtenir les dimensions optimales pour notre antenne, nous allons dans ce paragraphe adapter l'expression de la tension induite entre deux spires vue au §2.3 du chapitre III à la géométrie de nos antennes. Pour ce faire nous avons besoin d'une expression simple donnant une bonne approximation de la valeur de l'inductance.

3.2 Expression analytique d'une inductance spirale

3.2.1 Géométrie de l'antenne

Avant toute chose il convient de déterminer la forme de l'antenne. Classiquement trois types de géométrie sont utilisés pour les inductances spirales planes : circulaire, rectangulaire, et en polygone d'ordre supérieur. Si pour une surface donnée les polygones d'ordre supérieur à quatre ont un meilleur coefficient de qualité que les spirales rectangulaires [14], elles sont particulièrement difficiles à modéliser. Les spirales circulaires quant à elles occupent une place nettement plus importante que les géométries rectangulaires pour une même valeur inductive, et sont source de problèmes dans la génération de masques optiques [15]. Il a été mentionné au paragraphe 2.3.2 que des courants de Foucault apparaissent dans le conducteur, et ce d'autant plus que le champ magnétique est important. Ces courants induits sont à l'origine d'une diminution du champ magnétique global de par le respect de la loi de Lenz, d'une importante augmentation de la résistance série, et donc d'une diminution du coefficient de qualité de l'inductance. Or le champ magnétique est maximum au centre de la spirale, là où les spires n'augmente que faiblement la valeur inductive de l'antenne. Il est donc nécessaire de supprimer les tours intérieurs pour maximiser le coefficient de qualité [2]. La géométrie choisie pour notre antenne de réception est donc une spirale carrée creuse (cf. figure 5). De nombreuses expressions analytiques existent dans la littérature pour déterminer l'inductance de ce type de spirale. Dans les paragraphes suivants nous allons comparer plusieurs de ces expressions et voir laquelle est la mieux adaptée à notre cas.

3.2.2 La méthode de Grover étendue

C'est la technique utilisée par Greenhouse [3] [16]. La spirale est découpée en segments correspondant à chacun des cotés des spires. L'inductance totale est considérée comme étant la somme de l'auto-inductance de tous les segments et de la mutuelle inductance de chaque paire de segments, sachant que cette inductance mutuelle peut tout aussi bien être bénéfique (les courants dans les deux conducteurs sont dans le même sens), qu'avoir une influence négative (si les courants sont de sens opposés, l'inductance mutuelle est négative et viens se soustraire à l'inductance globale). Cette méthode est à la fois précise et rapide comparée à une simulation par éléments finis, mais elle nécessite une résolution

numérique.

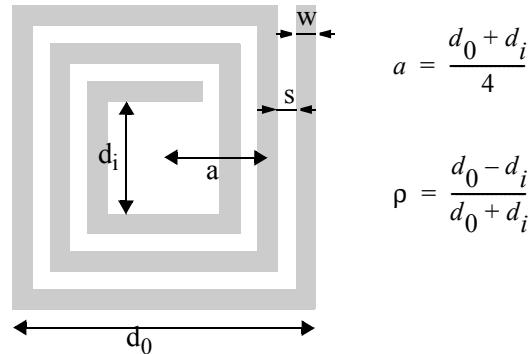


Figure 5 : Schéma d'une inductance spirale carrée et creuse.
 Diamètre extérieur : d_0 , diamètre intérieur : d_i , rayon moyen : a , taux de remplissage : ρ , largeur des spires : w , espace entre les spires : s , nombre de spires : n .

3.2.3 La formule de Wheeler

Wheeler a présenté plusieurs formules pour les inductances spirales planes [17]. Sa formule pour une inductance carrée creuse est [18] :

$$L \approx \frac{45\mu_0 n^2 a^2}{11d_0 - 14a} \quad (\text{EQ. 11})$$

où L est exprimé en Henry et les dimensions en mètre. Afin d'améliorer la précision de cette expression dans le cas d'inductances intégrées, Mohan *et al.* l'ont modifié [13] :

$$L \approx 4,68\mu_0 \frac{n^2 a}{1 + 2,75\rho} \quad (\text{EQ. 12})$$

3.2.4 La formule de Bryan

L'équation de Bryan a la forme suivante [19] [3]:

$$L \approx 0,024an^{5/3} \ln\left(\frac{4}{\rho}\right) \quad (\text{EQ. 13})$$

où L est exprimé en micro-Henry et les dimensions en centimètres.

3.2.5 La formule de Terman

L'expression suivante n'est valable que pour $n > 10$ [20] [21] :

$$L = \frac{\mu_0 d_0^3}{4\pi(w+s)^2} \cdot \left[1 - \left(\frac{d_i}{d_0} \right)^2 \right] \cdot \left(1 - \frac{d_i}{d_0} \right) \cdot (0,2235\rho + 0,726 - \ln\rho) \quad (\text{EQ. 14})$$

où L est exprimé en Henry et les dimensions en mètre.

3.3 Comparaison des différentes expressions de L

Pour pouvoir choisir une des expressions précédentes, nous avons réalisé une inductance de test, puis comparé la mesure quatre pointes obtenue à l'aide d'un impédance-mètre HP4284A avec la solution de chaque formule. Le résultat de cette étude est présenté dans le tableau 2. Il apparaît que les formules de Wheeler et de Bryan donnent des valeurs assez éloignées de la mesure. Bien que la formule de Terman soit la plus précise pour notre géométrie, nous allons utiliser l'expression de Wheeler modifiée par Mohan dans notre simulation, car celle-ci reste valable pour un faible nombre de spires.

L mesuré (DC)	5,8 μH	-
L - Wheeler	7,30 μH	+26%
L - Wheeler modifié	6,07 μH	+4,7%
L - Bryan	4,58 μH	- 21%
L - Terman	5,63 μH	- 2,9%

Tableau 2 : Comparaison entre la mesure d'une inductance spirale plane et la valeur prédite par les expressions de Wheeler, Bryan et Terman. Dimensions : $d_0=15$ mm, $d_i=10$ mm, $w=62,5$ μm , $s=100$ μm .

3.4 Expression de la résistance de perte de l'antenne

La résistance série de l'antenne peut être décomposée en deux parties : une partie

indépendante de la fréquence et une autre représentant les conséquences des effets de peau et de proximité. Pour pouvoir déterminer la résistance en continu r_{dc} , il est utile de connaître la longueur de la spirale l_s . Celle-ci peut être approchée en considérant les spires comme étant toutes de même rayon a , le rayon moyen défini au paragraphe précédent. Ainsi l'expression de l_s devient :

$$l_s = 8 \cdot a \cdot n \quad (\text{EQ. 15})$$

et r_{dc} vaut :

$$r_{dc} = \frac{8 \cdot a \cdot n}{\sigma \cdot w \cdot t} \quad (\text{EQ. 16})$$

où t est l'épaisseur du conducteur.

Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.3, la distribution du courant est influencée à la fois par les variations du courant dans le conducteur, mais aussi par le champ magnétique créé par les spires adjacentes. Cet effet de proximité est à l'origine d'une résistance de perte plus importante que si seul l'effet de peau est pris en compte. Si l'épaisseur du conducteur n'est pas petite devant δ , une approximation de l'effet de peau est obtenue en remplaçant t par une épaisseur effective dépendant de la fréquence. Une expression couramment utilisée est [18] :

$$r_{dc} = \frac{8 \cdot a \cdot n}{\sigma \cdot w \cdot \delta(1 - e^{-t/\delta})} \quad (\text{EQ. 17})$$

IV- 4 Optimisation de l'antenne

On a vu au chapitre précédent que la relation entre la tension induite u_2 et le couplage magnétique des antennes pour un courant sinusoïdal alternatif i_1 , avec une antenne de réception accordée à la fréquence d'émission ω_0 , est donnée pour le modèle électrique de la figure 6 par :

$$|u_2| = \frac{\omega_0 \cdot k \sqrt{L_1 L_2}}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{R_L}\right)^2 + \omega_0^2 \cdot \left(C_2 \cdot R_2 + \frac{L_2}{R_L}\right)^2}} \cdot |i_2| \quad (\text{EQ. 18})$$

avec $\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{C_2 \cdot L_2})$

Afin d'optimiser la tension reçue, on remplace les termes de cette équation par les expressions vues aux paragraphes précédents, puis on calcule la valeur de u_2 pour différentes géométries d'antennes.

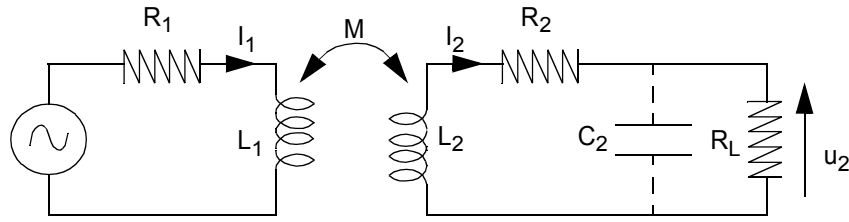


Figure 6 : Equivalent électrique du couplage entre deux spires.

L'antenne d'émission étant composée de plusieurs boucles circulaires identiques, on remplace L_1 par la formule de Grover (Ch. III, eq. (24)). Pour l'expression de L_2 , on utilise la formule modifiée de Wheeler donnée par l'équation (12). Pour la valeur de R_2 , on se sert de l'équation (17). Pour obtenir cette dernière équation on a considéré que l'antenne de réception est constituée de n spires de rayon unique égale au rayon moyen a (cf. figure 5). On effectue la même approximation pour le coefficient de couplage. Si on calcule le rapport entre l'inductance d'une spire carrée et celle d'une spire circulaire, on obtient un ratio identique à celui de leur surface, à savoir $4/\pi$ [21]. Ainsi, en première approximation, on utilise l'expression de k donnée par l'équation (5) du chapitre III, pour une antenne de réception de rayon a , affectée d'un facteur $4/\pi$ pour prendre en compte la quantité supérieure de lignes de champ captées par l'antenne du fait de sa surface carrée :

$$k(d) = \frac{4}{\pi} \cdot \left(\frac{r_{a1} \cdot a}{d^2 + r_{a1}^2}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot \sqrt{L_1 L_2} \quad (\text{EQ. 19})$$

où d est la distance entre les deux antennes et r_{a1} le rayon de l'antenne d'émission. La figure 7 représente la simulation de la tension u_2 obtenue dans les conditions suivantes : antenne d'émission à 2 tours de diamètre 14 cm, antenne de réception en or d'épaisseur

25 μm , de diamètre extérieur et intérieur respectivement de 1,5 cm et 1 cm. L'espace entre les spires est constant et vaut 100 μm . La distance entre les antennes est de 1 cm. Chaque courbe passe par une valeur maximale indiquant le nombre optimal de spires pour l'antenne.

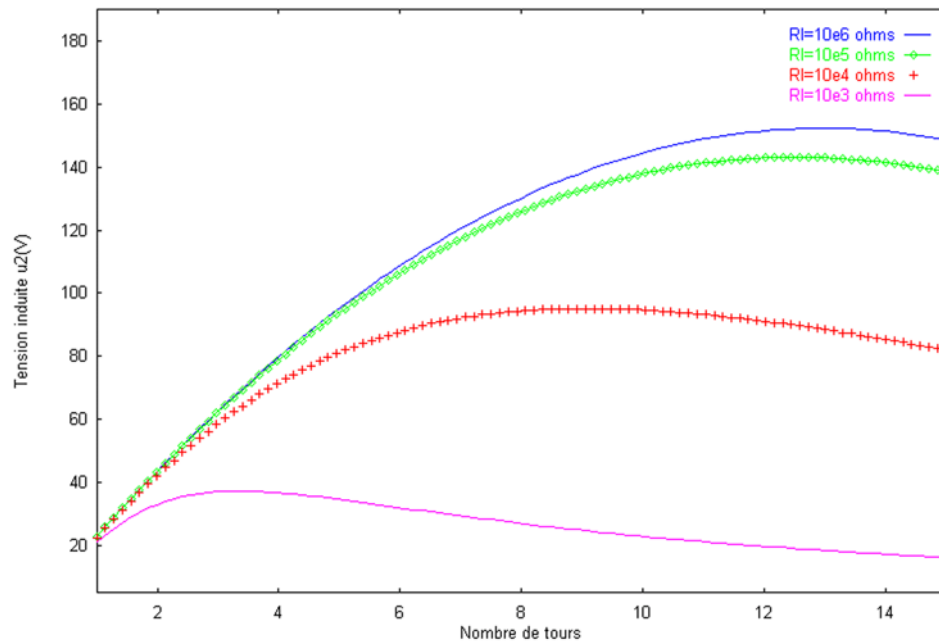


Figure 7 : Simulation de la tension induite pour une antenne spirale creuse de diamètre intérieur et extérieur donnés, en fonction du nombre de spires, pour différentes valeurs de charge. La distance entre les spires est identique pour l'ensemble des courbes.

La figure 8 montre l'évolution de la largeur optimale des spires en fonction de la charge pour différentes géométries de l'antenne de réception.

IV- 5 Conclusion

La méthode présentée dans ce chapitre a permis de définir par simulation le nombre de spires optimal pour la réalisation d'une antenne spirale carrée et creuse, de géométrie donnée. L'espace entre les spires étant définie en fonction des possibilités technologiques, on observe que la tension induite passe par un maximum en fonction du

nombre de spires pour une géométrie donnée, nombre qui décroît lorsque la charge diminue. En d'autres termes, plus le courant consommé par le circuit de réception augmente, plus il est nécessaire d'augmenter le rapport entre la largeur des spires et la distance entre deux spires adjacentes. Les courbes montrant l'évolution de la largeur optimale des spires en fonction de la charge, pour différentes géométries de l'antenne de réception convergent vers un même point. Ce point, associé à une charge infinie, correspond à une largeur égale à l'espace entre les spires. On retrouve là une règle de dessin couramment utilisée dans l'industrie pour la réalisation d'inductance intégrée radiofréquence.

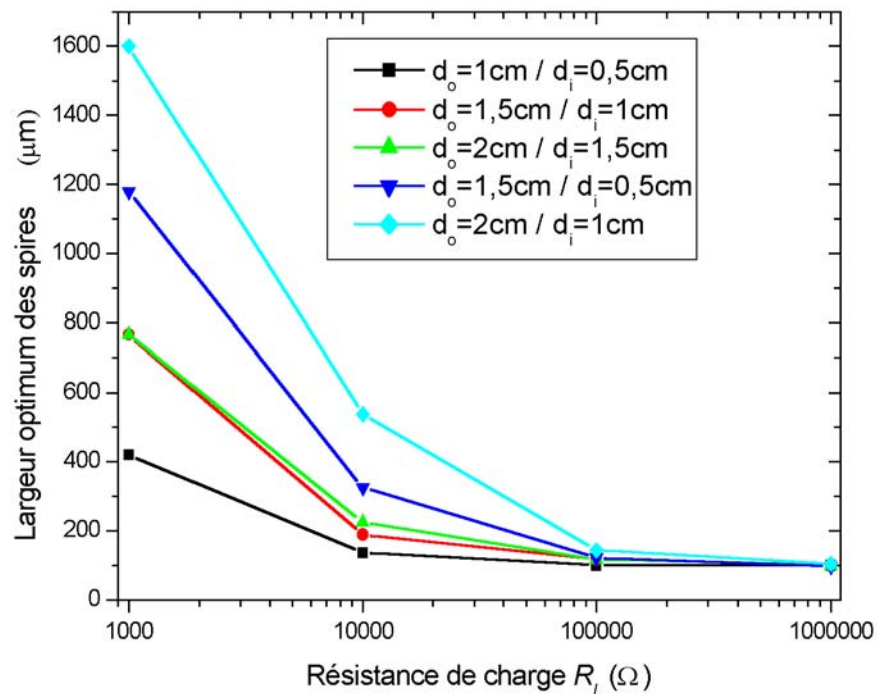


Figure 8 : Largeur optimale des spires d'une antenne creuse en fonction de la charge du circuit de réception. d_o et d_i sont respectivement le diamètre extérieur et le diamètre intérieur de l'antenne. L'espace entre les spires est de $100\ \mu\text{m}$.

IV- 6 Références

- [1] J. R. Long, M. A. Copeland, "The modeling characterization, and design of monolithic inductors for silicon RF IC's", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, n°3, Mar. 1997,

pp. 357-369.

- [2] J. Craninckx, M. S. J. Steyaert, "A 1.8-GHz low phase noise CMOS VCO using optimized hollow spiral inductors", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, n°5, May 1997, pp.736-744.
- [3] H. M. Greenhouse, "Design of planar rectangular microelectronic inductors", *Trans. Parts, hybrids, packaging*, vol. PHP-10, n°2, Jun 1974, pp. 101-109.
- [4] N. M. Nguyen and R. G. Meyer, "Si IC-compatible inductors and LC passive filter", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 25, Aug. 1990, pp. 1028-1031.
- [5] K. B. Ashby, I. A. Koullias, W. C. Finley, J. J. Bastek, and S. Moinian, "High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process", *Journal of Solid-State Circuits* vol. 31, Jan. 1996, pp. 4-9.
- [6] J. N. Burghartz, D. C. Eldelstein, M. Souyer, H. A. Ainspan, and K. A. Jenkins, " RF circuit design aspects of spiral inductors on silicon", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, n°12, Dec. 1998, pp. 2028-2034.
- [7] C. P. Yue and S. S. Wong, "On chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, n°5, May 1998, pp. 743-752.
- [8] I. T. Ho and S. K. Mullick, "Analysis of transmission lines on integrated circuit chips", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-2, Dec 1967, pp. 201-208.
- [9] H. Hasegawa, M. Furukawa, and H. Yanai, "Properties of microstrip line on Si-SiO₂ system", *Trans. MTT*, vol. MTT-19, Nov. 1971, pp. 869-881.
- [10] C. P. Yue, C. Ryu, J. Lau, T. H. Lee and S. S. Wong, "A physical model for planar spiral inductors on silicon", *Int. Electron. Devices Meet. Techn. Dig.*, Dec. 1996, pp. 155-158.
- [11] K. B. Ashby, I. A. Koullias, W. C. Finley, J. J. Bastek and S. Moinian, "High Q inductors for wireless applications in a complementary silicon bipolar process", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 31, n°1, Jan. 1996, pp. 4-9.
- [12] J. Y. C. Chang, A. A. Abidi and M. Gaitan, "Large suspended inductors on silicon and their use in a 2- μ m CMOS RF amplifier, "Electron. Device. Lett, vol. 14, May 1993, pp. 246-248.
- [13] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, October 1999, pp. 1419-1424.
- [14] A. Niknejad and R. G. Meyer, "Analysis, design, and optimization of spiral inductors and transformers for Si RF IC's", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 10, October 1998, pp. 1470-1481.

- [15] S. Chaki, S. Aono, N. Andoh, Y. Sasaki, N. Tanino and O. Ishihara, "Experimental study on spiral inductors", *Proc. Microwave Symp. Dig. MTT-S*, Orlando, FL, 1995, pp. 753-756.
- [16] F. W. Grover, *Inductance calculations*, Van Nostrand, Princeton, N.J., 1946, reprinted by Dover Publications,, New York, N.Y., 1962.
- [17] H. A. Wheeler, "Simple inductance formulas for radio coil", *IRE proc.*, 1928, p. 1398.
- [18] T. H. Lee, *The design of CMOS radio frequency integrated circuit*, Cambridge University Press, 1998, p.49.
- [19] H. E. Bryan, "Printed inductors and capacitors", *Tele-tech & electronic industries*, Dec. 1955, p. 68.
- [20] F. E. Terman, *Radio engineering handbook*, McGraw-Hill, New-York, 1943, pp. 48-60.
- [21] C. R. Neagu, H. V. Jansen, A. Smith, J. G. E. Gardeniers, M. C. Elwenspoek, "Characterization of a planar microcoil for implantable microsystems", *Sensors and Actuators*, vol. A 62, 1997, pp. 599-611.

Chapitre V

LE CIRCUIT DE COMMANDE

Ce chapitre présente la conception du circuit de commande nécessaire à la réception de puissance par couplage inductif pour l'alimentation des actionneurs, ainsi qu'à la démodulation et le traitement de leur signal de commande. Il s'agit d'un circuit mixte permettant de commander sans fil quatre actionneurs électrostatiques simultanément, avec des tensions pouvant aller jusqu'à 100 V. Après une description de la technologie AMI Semiconductor 0,7 μ P²T100 CMOS dans laquelle a été réalisé le circuit, la partie analogique et la partie numérique sont décrites dans le détail.

V- 1 Introduction

L'objectif du circuit de commande est double. Il s'agit d'une part de démoduler le signal reçu et de traiter l'information afin de pouvoir commander en temps réel un système de déplacement à cils, et d'autre part de fournir une tension continue de plusieurs dizaines de volts pour permettre l'actionnement électrostatique des microsystèmes.

1.1 Description de la technologie I²T100

Le circuit a été fabriqué dans la technologie I²T100 (Intelligent Interface Technology) de chez AMI Semiconductor. Il s'agit d'une extension de leur procédé CMOS 0,7 μm permettant d'intégrer sur une même puce à la fois des circuits analogiques haute tensions et des circuits numériques. Plusieurs niveaux de masques supplémentaires ont été nécessaires pour obtenir des composants de type LDMOS (Lateral-double Diffused MOS) [1]. Le transistor LDMOS est un composant asymétrique dont la zone de "drift" située du côté du drain (cf. figure 1) est faiblement dopé afin de diminuer le champ électrique. Le canal p, auto-aligné avec la source, est obtenu par diffusion du *p-body* sous la grille. Ainsi la distribution des dopants est non-uniforme et décroît en direction du drain. De fortes tensions de claquage sont alors obtenues grâce à l'importante zone de déplétion qui s'étend du *p-body* jusqu'au drain, entraînant une augmentation de la tension entre le contact de drain et la région du canal.

La tension de seuil de ces composants est typiquement de 1 V, la tension drain/source de 100V, et la tension grille/source maximum autorisée est de 12 V. Les composants ne peuvent malgré tout pas fonctionner à la fois à $V_{ds}=100\text{ V}$ et $V_{gs}=12\text{ V}$, afin d'éviter l'apparition d'électrons chauds du fait de la faible épaisseur de l'oxyde de grille (de l'ordre de 400 Å) [3].

Des composants flottants sont obtenues en isolant les transistors du substrat P à l'aide d'une couche enterrée dopée N (cf. figure 1.3). Cette couche additionnelle par rapport au procédé CMOS classique permet d'augmenter la tension de perçage (*punchthrough voltage*) entre le *n-tub* des LDMOS flottants et le substrat. Reliée au drain dans le cas d'un NMOS ou à la source dans le cas d'un PMOS, elle peut être à l'origine d'une importante capacité parasite avec le substrat, comme nous le verrons un peu plus loin dans ce chapitre.

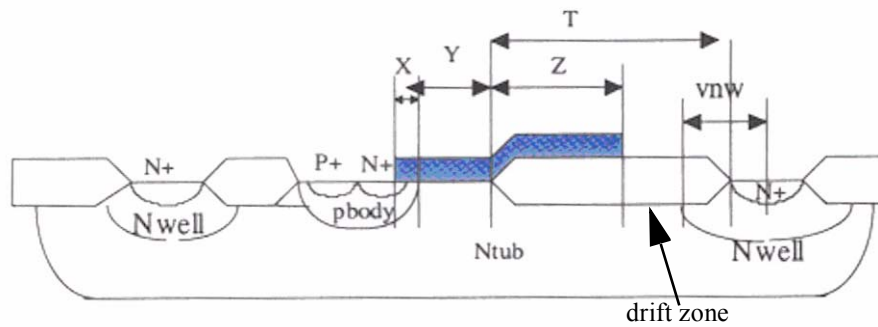


Figure 1 : Coupe d'un LDMOS (type N) dans la technologie I2T [2]. La distance entre la grille et le drain permet d'encaisser un fort champ électrique et d'obtenir des composants haute tensions.

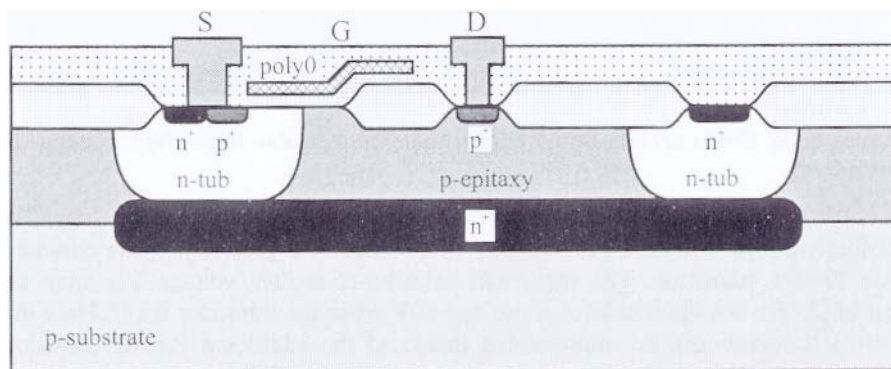


Figure 2 : Coupe d'un PDMOS flottant dans la technologie I2T [3]. La couche enterrée n+ permet principalement d'augmenter la tension de perçage avec le substrat.

1.2 Rapide description des principaux composants disponibles

La technologie I²T100 étant issue de la technologie C07, elle en contient tous les éléments, à savoir des transistors MOS, des capacités et des résistances. Comme indiqué dans le paragraphe précédent, des étapes supplémentaires dans le procédé de fabrication ont été rajoutées afin d'obtenir des transistors N et P haute-tensions. De plus des transistors bipolaires et des diodes ont été implémentés.

En basse-tension on trouve des transistors N-MOS non-flottants et flottants

(jusqu'à 100 V) ainsi que des P-MOS flottants. De même en haute-tension il y a des N-DMOS non-flottants et flottants ainsi que et des P-DMOS flottants qui supportent des tensions drain/source jusqu'à 100 V.

Les transistors NPN supportent des tensions collecteur/émetteur jusqu'à 100 V, tandis que les PNP sont limités à 80 V.

Différentes diodes sont disponibles. On trouve des diodes simples avec des tensions inverses de 6,7 V, des diodes de protection ESD ayant des tensions de claquages par avalanche avec le substrat de 130V, une diode haute-tension flottante supportant une tension inverse de 100 V, et enfin des diodes Zener de tension inverse 9 V.

Seuls deux types de résistance sont utilisables pour les applications haute-tensions : des résistances en polysilicium de $200 \Omega_{\square}$ et en métal de $35 \Omega_{\square}$.

Enfin, on trouve trois types de capacités dont une seule supporte 100 V. Sa valeur vaut $90 \text{ pF}/\mu\text{m}^2$. Une de ses électrodes est constituée d'un niveau de métal (métal2) relié électriquement à un niveau de polysilicium. L'autre électrode, obtenue dans un second niveau de métal (métal1), est prise en sandwich entre le métal2 et le polysilicium.

1.3 Description des fonctionnalités du circuit

Le schéma bloc du circuit intégré est présenté figure 3. Il comprend une partie analogique et une partie numérique. Le bloc analogique reçoit en entrée le signal présent aux bornes de l'antenne de réception. Il est constitué d'une sinusoïde à 13,56 MHz modulée sur 10% de son amplitude à une dizaine de kHz. Sa tension crête doit être comprise entre 20 et 25 V afin de pouvoir être correctement démodulée. La haute tension nécessaire à l'actionnement des microsystèmes est obtenue à l'aide d'un redresseur/quadrupleur de type Cockroft-Walton [4]. La tension reçue pouvant varier dans de grandes proportions en fonction de la distance entre les antennes, en sortie du redresseur on limite la haute tension à 100V afin de ne pas risquer d'endommager le circuit. L'information est récupérée à l'aide d'un détecteur d'enveloppe original qui transforme la modulation en signal 0/5 V. Un régulateur 5 V et un générateur d'horloge sont implémentés pour faire fonctionner le bloc numérique.

Ce dernier récupère le signal en sortie du démodulateur et parallélise l'information à l'aide d'un UART très simplifié, afin d'isoler la commande de chaque

actionneur. L'horloge est ramenée aux environs de 10 kHz à l'aide d'un compteur 10 bits. Chaque front (montant et descendant) est détecté puis renvoyé sur le *reset* du diviseur afin de constamment synchroniser l'horloge sur le signal reçu. Pour éviter l'accumulation de charges dans le polysilicium, la commande est alternativement appliquée sur la couche enterrée et sur la partie mobile des actionneurs. Ceci a pour inconvénient de doubler les plots de sortie puisqu'il ne peut y avoir une masse commune. Enfin un dernier bloc transforme les signaux de commande en signaux haute tensions. Il est capable de fournir un courant important pour alimenter des charges fortement capacitives.

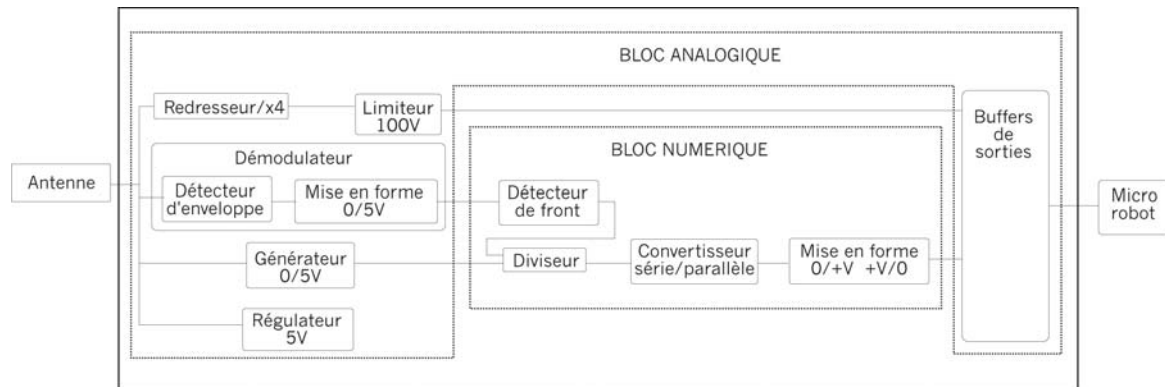


Figure 3 : Schéma bloc du circuit électronique réalisé dans la technonologie haute tension I²T100 de chez AMI Semiconductor.

V- 2 Etude des blocs analogiques

2.1 Le redresseur/quadrupleur

Ce montage est basé sur une architecture Cockroft-Walton série [4]. Il a pour but de redresser et de multiplier par 4 la tension crête du signal reçu aux bornes de l'antenne de réception, afin d'accroître la distance de transmission. Son schéma de principe est présenté figure 4. Il s'agit d'un système à pompe de charges où les diodes haute-tensions D_1 et D_3 sont passantes sur les alternances négatives tandis que D_2 et D_4 sont passantes sur les alternances

positives. Ainsi lors de la charge de C_1 à $V_{crête}$ (alternance négative), la capacité C_1/C_3 se charge à V_{C1} plus la tension aux bornes de C_2 . Or sur l'alternance positive précédente C_2 s'est chargée à $V_{crête}+V_{C1max}$ soit $2*V_{crête}$. De même C_4 s'est chargé à $V_{C2}+V_{C4max}$. On retrouve donc aux bornes de la capacité C_2/C_4 , la tension continue $4*V_{crête}$. Bien que le rendement du montage diminue avec le nombre d'étages (du fait de la capacité parasite avec le substrat qui crée des diviseurs capacitifs le long de la chaîne), la limitation à un multiplicateur par 4 provient de la place importante que nécessite les capacités. En effet, ces capacités qui doivent encaisser de fortes tensions ont une densité d'intégration très faible. Or pour pouvoir commander des charges fortement capacitives, elles doivent être de grandes valeurs. La surface maximum a été limitée à 1 mm^2 par capacité, ce qui correspond approximativement à 90 pF .

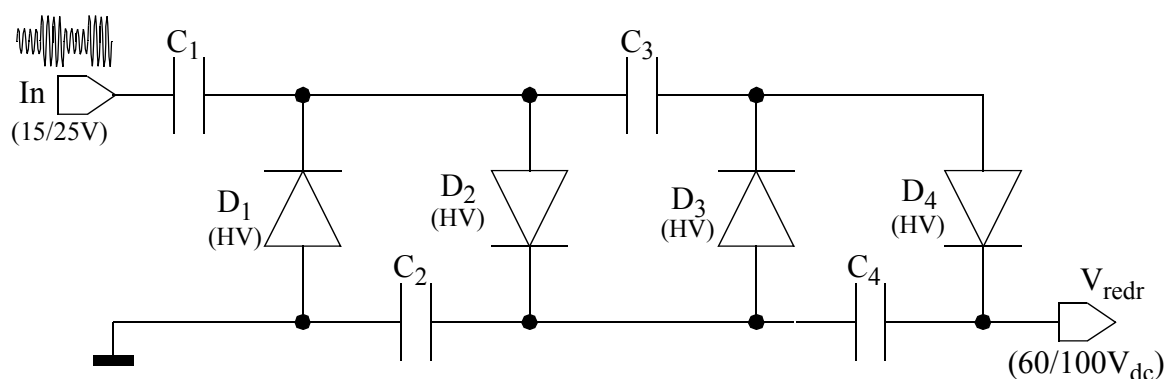


Figure 4 : Schéma du redresseur/quadrupleur de la tension reçue aux bornes de l'antenne.

2.2 Le limiteur de tension

Pour éviter de détruire le circuit suite à l'apparition d'une tension excessive (due par exemple à un rapprochement inopiné des deux antennes), la sortie du multiplicateur est limitée à 100 V grâce à une série de diodes zener montées en inverses (cf. figure 5). La présence de la résistance permet de limiter le courant en cas de dépassement des tensions de seuil inverses et de diminuer ainsi les risques de claquage des diodes. Il est malgré tout important de toujours travailler à V_{max} inférieure à 100 V , car une fois les diodes zener

passantes on perd la modulation. La tension crête aux bornes de l'antenne de réception In ne doit donc pas dépasser 25 V.

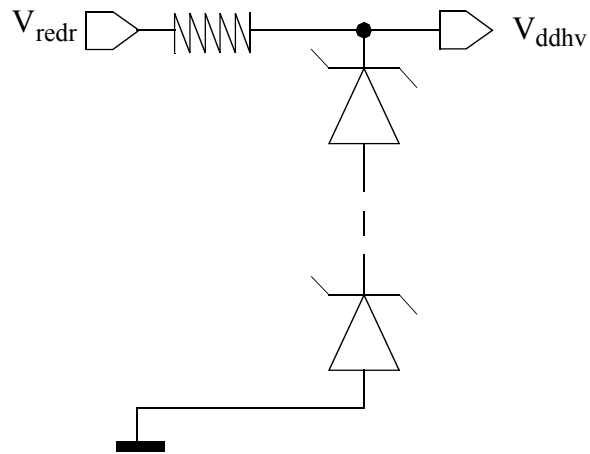


Figure 5 : Schéma du limiteur de la tension redressée. Sa valeur maximale est définie par la somme des tensions zener.

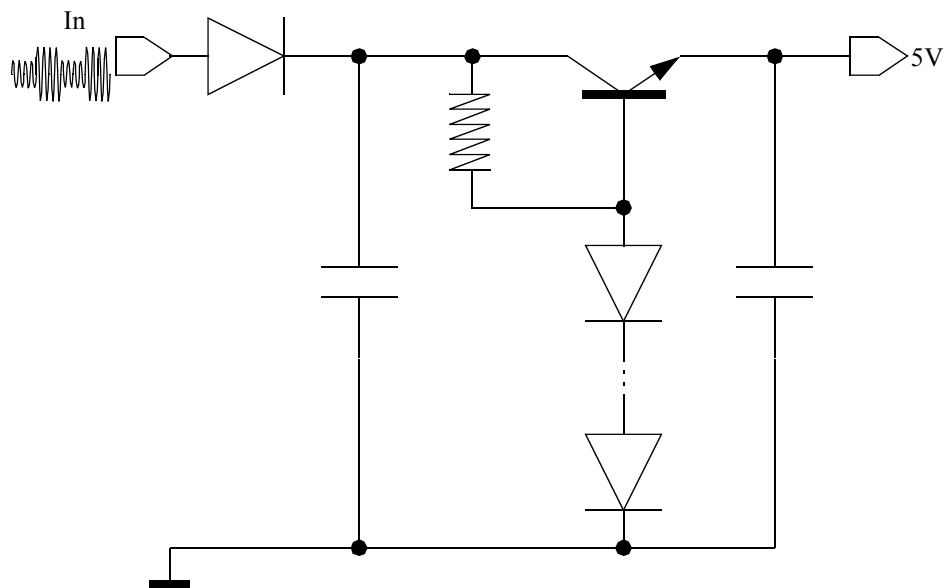


Figure 6 : Schéma du régulateur 5V. La tension de référence est donnée par la somme des tensions de seuil des diodes servant à polariser la base du transistor.

2.3 Le régulateur 5V

Le générateur de tension a pour fonction de fournir une tension d'alimentation de 5 V pour le bloc numérique. Son schéma est présenté figure 6. Le signal RF est redressé à l'aide d'une simple diode, un redressement double alternances n'étant pas possible afin de conserver une masse commune avec la haute tension. Une fois linéarisée par une capacité, la tension continue obtenue sert à polariser un transistor bipolaire. La référence de tension provient d'une série de diodes polarisées en directes par une résistance de forte valeur et fixant ainsi la tension de base du transistor à $5\text{ V} + V_{be}$. La capacité de sortie fait office de "réservoir" de courant afin de limiter les variations de tension dues aux variations de charges du circuit numérique. La résistance étant de $760\text{ k}\Omega$, en considérant 25 V comme tension crête maximale sur l'entrée, la consommation maximale du circuit est $0,46\text{ mW}$.

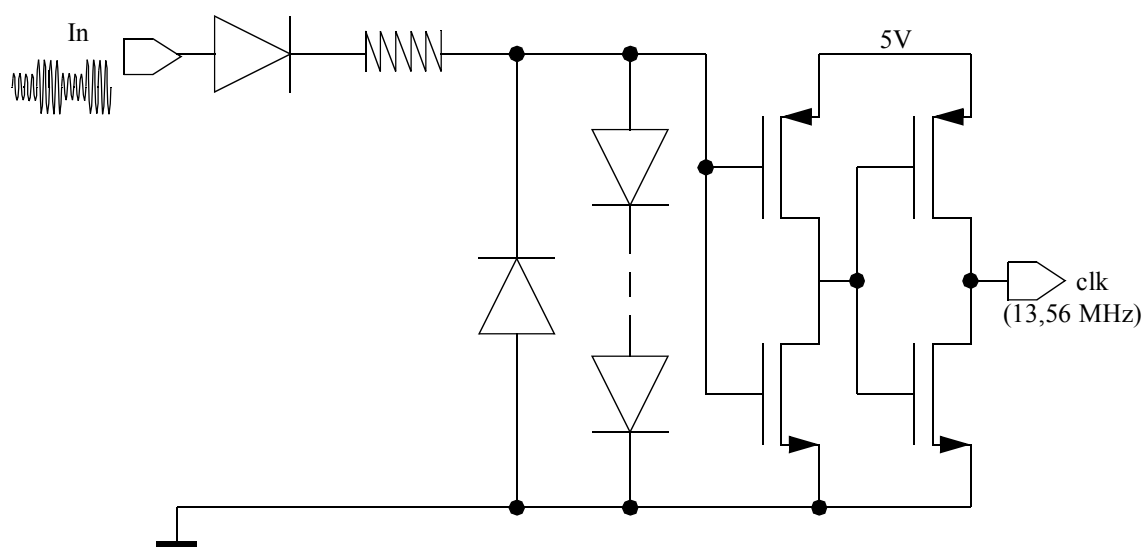


Figure 7 : Schéma du générateur d'horloge. Le redressement simple alternance du signal RF fait commuter un inverseur CMOS.

2.4 Le générateur d'horloge

L'horloge de synchronisation du bloc numérique est générée à partir du signal RF à $13,56\text{ MHz}$ et sera ramenée à une dizaine de kHz ultérieurement. Sa tension de sortie

est de 0/5 V. Le schéma du circuit est présenté figure 7. Après un redressement simple alternance, le signal est appliqué sur l'entrée d'un inverseur CMOS polarisé à 5 V. La tension de grille de l'inverseur est écrêtée à 3,6 V. Du fait de la capacité parasite non négligeable des diodes et de l'existence d'un courant inverse, la présence d'une diode supplémentaire de sens opposée est nécessaire afin de limiter à -0,6 V la tension de grille sur les alternances négatives. Un créneau de commande de fréquence 13,56 MHz est ainsi généré. Le courant est limité à l'aide d'une résistance de 760 k Ω . La puissance consommée est alors de 0,6 mW.

2.5 Le démodulateur

2.5.1 Principe

La commande des actionneurs, est transmise à l'aide d'une modulation sur 10% de l'amplitude d'une sinusoïde à 13,56 MHz. La fréquence du modulant a été fixée à 13,2 kHz, ce qui nous autorise, comme expliqué au paragraphe 3.1, une fréquence maximale d'actionnement de 1,65 kHz. Le démodulateur a pour fonction de récupérer cette information et de la transposer sous la forme d'un signal 0/5 V afin de pouvoir être traitée numériquement. Un schéma simplifié du circuit de démodulation est représenté figure 8. Le principe du démodulateur consiste à comparer la tension d'enveloppe du signal reçu aux bornes de l'antenne avec une tension comprise entre la valeur maximale de l'enveloppe (1 logique) et sa valeur minimale (0 logique).

Un redressement simple alternance suivi d'un filtre passe-bas réalise la détection d'enveloppe. La tension moyenne de l'enveloppe ne peut être obtenue à l'aide d'une simple constante de temps RC : l'importante valeur nécessaire consommerait une place trop grande sur le circuit. Un dispositif de substitution, faisant appel à deux diodes en parallèles et de sens opposé ainsi que d'une capacité de relativement faibles valeurs (1 pF), est donc utilisé. Ainsi le comparateur effectuant la démodulation voit entre ses entrées V_+ et V_- une tension de $\pm V_d$, selon que l'enveloppe est à son niveau haut ou à son niveau bas (cf. figure 9).

Le démodulateur comprend quatre parties : le détecteur d'enveloppe dont nous avons déjà parlé, une référence de courant, un comparateur effectuant un décalage de la tension de commande afin de contrôler des transistors basse tensions, et un montage générant la commande sous la forme d'un signal 0/5 V.

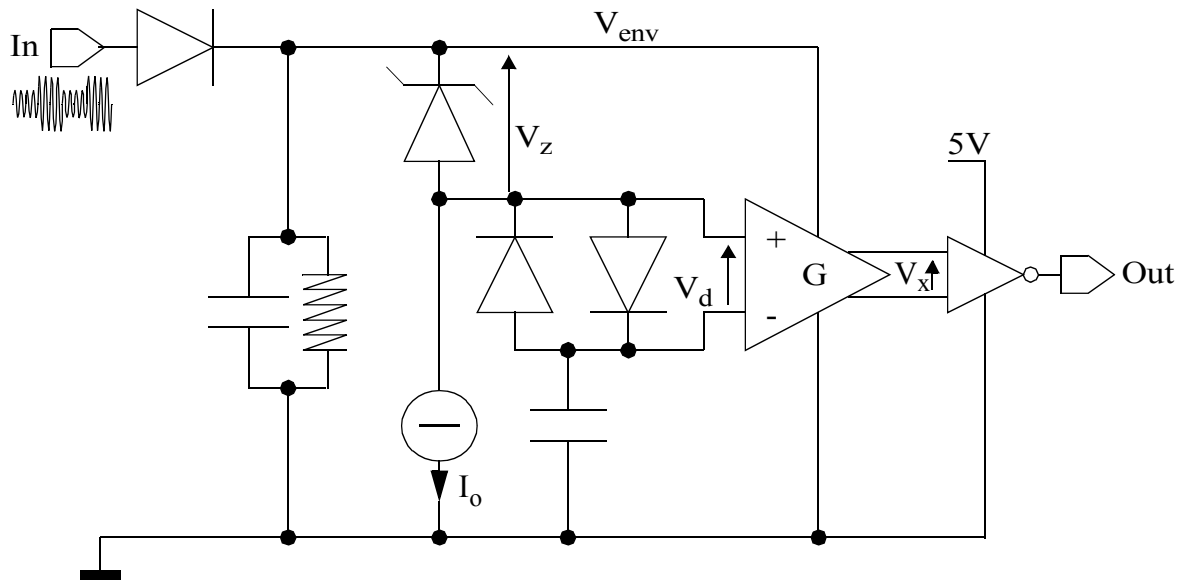


Figure 8 : Schéma de principe du démodulateur. La tension d'enveloppe du signal RF est comparée avec une tension moyenne obtenue à l'aide des deux diodes et de la capacité.

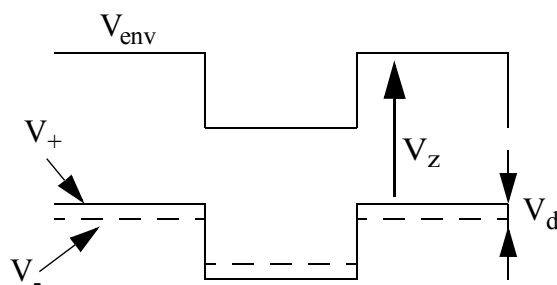


Figure 9 : Signaux d'entrée du comparateur.

2.5.2 La référence de courant

La référence de courant est un montage classique de type Widlar [5], connu sous le nom PTAT (Proportional To Absolute Temperature), comprenant une paire de transistors NPN montés en miroir et ayant une charge active constituée de deux PMOS servant à la recopie du courant. La valeur du courant de référence I_{ref} est fixée à $1 \mu\text{A}$ et est définie comme étant égale à :

$$I_{ref} = \frac{V_t}{R} \cdot \ln(K) \quad (\text{EQ. 1})$$

où K est le rapport de surface des transistors bipolaires T_2 et T_1 (cf. figure 10).

Comme nous l'avons vue en introduction de ce chapitre, les transistors haute tensions flottants sont obtenus en isolant les structures du substrat P à l'aide d'une couche enterrée dopée N. Dans le cas des transistors M_1 , M_2 et M_3 , la capacité source-substrat qui en résulte est à la fois importante et fortement polarisée. Cette capacité est à l'origine d'une inertie de la variation de leur tension de grille lors des variations de la tension de source. C'est pourquoi il n'a pas été possible d'utiliser la tension d'enveloppe issue du redressement du signal au bornes de l'antenne pour polariser ce montage : sur le front descendant le V_{gs1} subit alors une diminution temporaire de tension, provoquant un blocage de plusieurs micro-secondes de la source de courant.

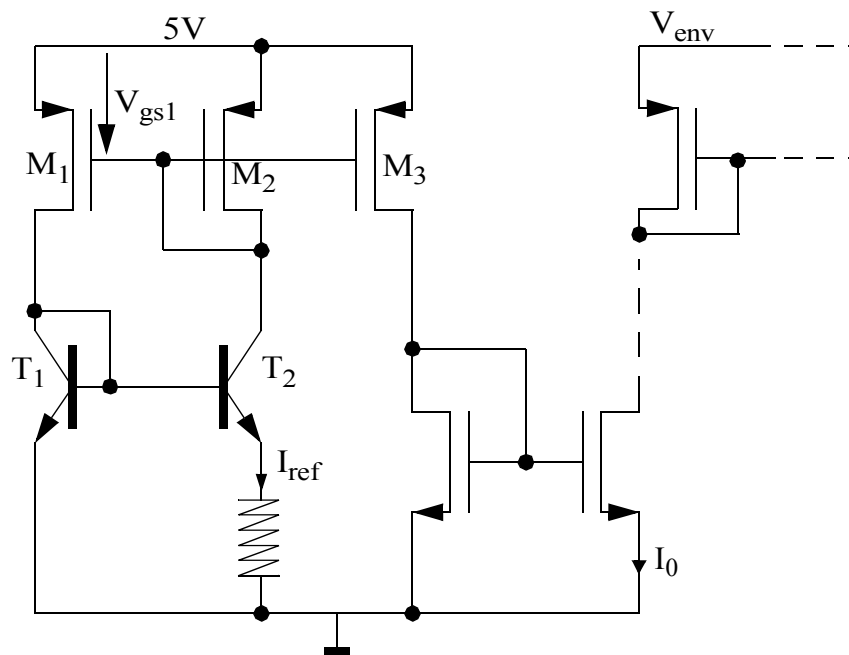


Figure 10 : Schéma de la référence de courant.

Pour diminuer la sensibilité du miroir aux variations du V_{gs1} , deux modifications ont été envisagées. Premièrement diminuer le gm des transistors MOS afin d'augmenter le V_{gs} et sortir de la faible inversion. Pour cela il est nécessaire de diminuer au maximum le W/L des transistors, ce qui diminue par la même occasion la valeur de la capacité source-substrat. La deuxième modification consiste à placer une capacité entre le drain et la grille

de M_{1-3} afin de réaliser un diviseur capacitif avec la capacité parasite, et minimiser ainsi les variations de V_{gs1} . Malheureusement, la valeur nécessaire pour cette capacité laisse passer le résidu du 13 MHz toujours présent sur l'enveloppe du fait d'un filtrage limité (pour des questions de place occupée par la constante RC). Finalement, la solution adoptée consiste à rendre la source de référence de courant indépendante des variations de la tension d'enveloppe. Pour cela le miroir est polarisé à l'aide du 5 V au lieu de V_{env} , cette tension étant à priori plus stable bien que des variations peuvent apparaître en fonction de la consommation du bloc logique. Le courant de référence est ensuite recopié dans une branche polarisée à V_{env} .

2.5.3 Le comparateur

Le comparateur a pour objectif de transposer l'enveloppe du signal RF compris entre 20 et 25V en une commande basse tension référencée à la masse. Son principe est basé sur le miroir de tension représenté figure 11.

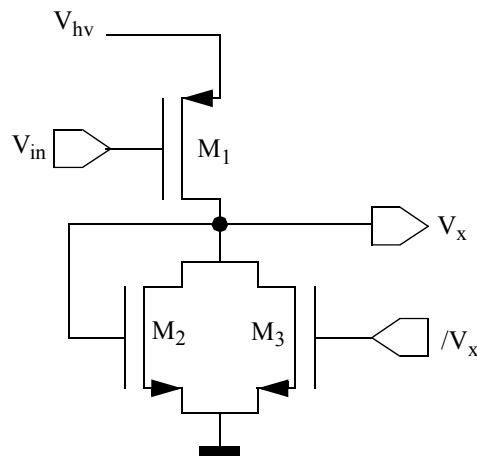


Figure 11 : Cellule de base du miroir de tension. On retrouve sur V_x la différence de tension $V_{hv}-V_{in}$.

Cette cellule de base a pour fonction de délivrer entre V_x et la masse une tension identique à la différence de potentiel entre V_{hv} et V_{in} . Elle consiste en un transistor PMOS de commande (M_1) chargé par un transistor NMOS configuré en diode (M_2). En parallèle à M_2 , un transistor de "pull-down" (M_3) est nécessaire pour amener V_x à la masse lorsque M_1 est

bloqué. La commande de M_3 doit alors être complémentaire à V_x . Ceci est obtenu en réalisant une paire croisée de deux miroirs de tension. On obtient ainsi une bascule flip-flop où chaque miroir génère la tension de commande pour le transistor de pull-down opposé [6].

Ainsi dans l'état passant, l'expression du courant dans M_1 et M_2 donne pour autant que les transistors soient en saturation :

$$\frac{\beta_p}{2} \cdot [(V_{hv} - V_{in}) - V_{tp}]^2 = \frac{\beta_n}{2} \cdot (V_x - V_{tn})^2 \quad (\text{EQ. 2})$$

d'où :

$$V_x = V_{hv} - V_{in} \quad (\text{EQ. 3})$$

si $V_{tp} = |V_{tn}|$, $\beta_n = \beta_p$ et $V_{ds}(M_1) > V_{ds_sat}$.

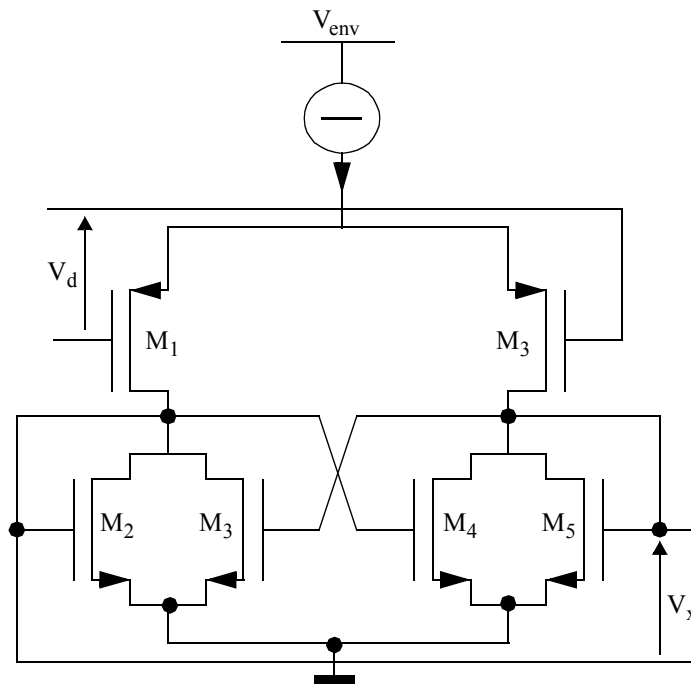


Figure 12 : Schéma du comparateur.

Afin de supprimer la dépendance de V_x envers les paramètres électriques des transistors, l'utilisation d'une source de courant est nécessaire, réalisant ainsi une paire

différentielle (cf. figure 12). La valeur de V_x est alors fixée par le courant de M_2 et M_4 en fonction de I_0 :

$$V_x = \sqrt{\frac{2 \cdot n \cdot I_0}{\beta_n}} + |V_{tn}| \quad (\text{EQ. 4})$$

2.5.4 L'étage de sortie

La mise en forme du signal sous la forme d'un créneau 0/5 V est obtenue en faisant basculer une paire croisée alimentée sous 5 V à l'aide des deux sorties (en opposition de phase) du comparateur (cf. figure 13). Afin d'obtenir une commutation totale, le W/L des NMOS est pris assez élevé (~ 15) assurant ainsi un g_m assez élevé.

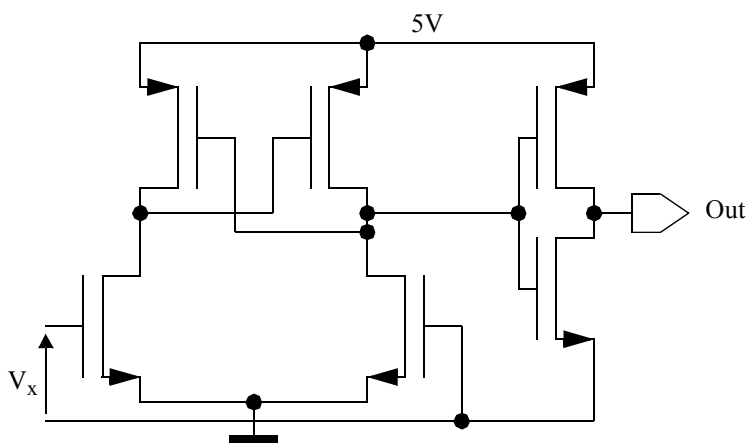


Figure 13 : Etage de sortie du comparateur.

La figure 14 représente le schéma complet du démodulateur.

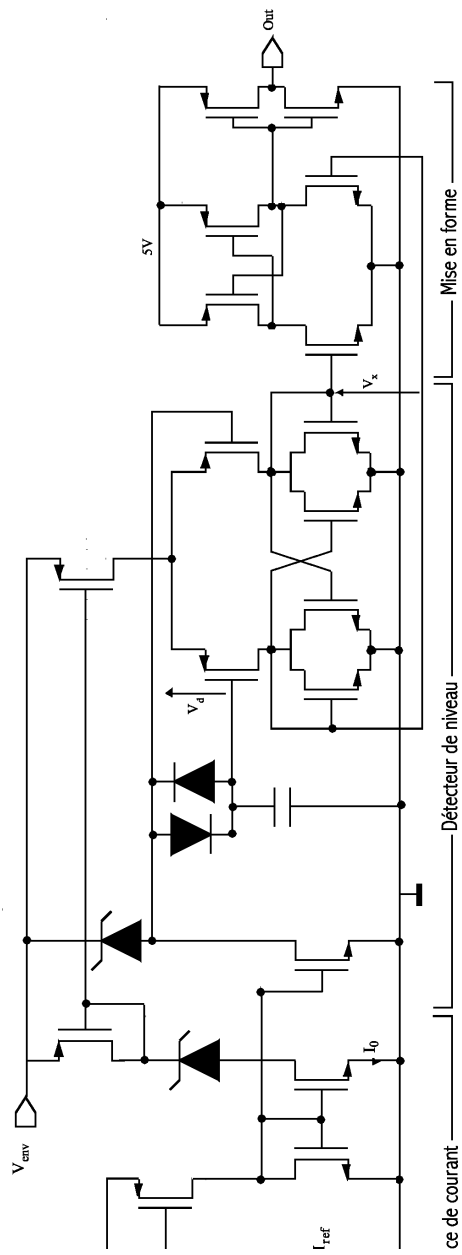


Figure 14 : Schéma complet du démodulateur.

2.6 Le buffer de sortie haute tension

Le buffer HV transforme le signal issu du démodulateur en une commande comprise entre 80 et 100 V. L'interface de sortie est similaire à un inverseur CMOS, à l'exception de la commande des grilles. Celle-ci fait appel à deux signaux issus du circuit logique basse tension. Le NMOS de l'inverseur est contrôlé directement par un signal 0/5 V, alors que le PMOS nécessite un élévateur de tension dans la mesure où sa source est directement reliée à V_{ddhv} , comme il est montré sur la figure 15.

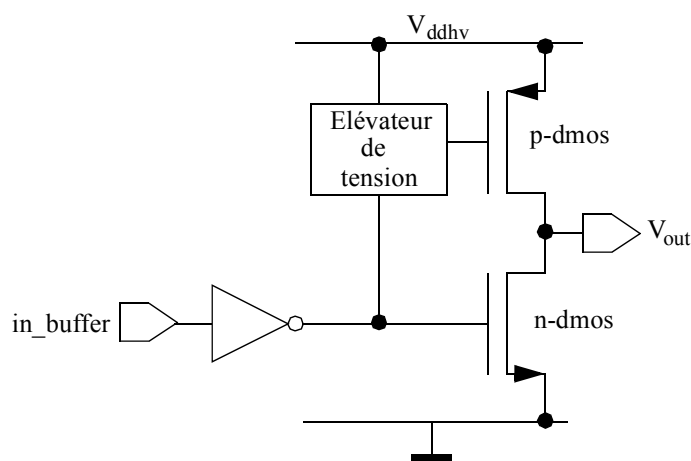


Figure 15 : Schéma simplifié du buffer de sortie. Le n-dmos est contrôlé directement par la logique basse tension tandis que le p-dmos nécessite un élévateur de tension afin d'être référencé à V_{ddhv} .

Pour réduire la puissance dissipée par les courants de polarisation, l'élévateur de tension est constitué d'une bascule flip-flop dynamique [7] comprenant les capacités C_1 et C_2 ainsi que les transistors M_{set} et M_{reset} (cf. figure 16). Son fonctionnement est le suivant. Lorsque à la fois *high* et *refresh* sont au niveau logique 1, C_1 est chargé jusqu'à 4,2V via les diodes. Le transistor M_{powp} est alors passant, amenant la sortie à V_{ddhv} . M_{set} devient aussi passant, permettant ainsi la décharge de C_2 , le blocage de M_{reset} et donc le basculement de la bascule flip-flop dans son nouvel état. Le reset de la bascule se produit de façon similaire lorsque *low* et *refresh* sont à 1.

La nature dynamique du circuit nécessite la génération d'un signal *refresh*

périodique afin de maintenir la bascule dans son état. Les signaux complémentaires *high* et *low* sont générés à partir de la sortie du démodulateur entrant sur une bascule RS. Une troisième entrée est nécessaire afin d'éviter tout risque de recouvrement de la commande de M_{powp} et M_{pown} . En effet si les deux transistors conduisent en même temps, le court-circuit entre V_{ddhv} et la masse entraîne un effondrement irréversible de V_{ddhv} . Grâce au signal *cont_low*, la commande de grille du transistor M_{pown} peut être générée un peu après le blocage de M_{powp} : sur le front descendant des données, *low* passe à 1 et *high* à 0. Sur le *refresh* suivant, M_{powp} se bloque tandis que M_{pown} est toujours bloqué jusqu'à l'apparition de *cont_low*. Pour le front montant des données, il faut simplement que le *refresh* tombe après le front. En effet contrairement à M_{powp} , le blocage de M_{pown} est indépendant du *refresh* et se produit au moment du front montant. Ainsi M_{powp} devient passant (lors du *refresh*) une fois que M_{pown} est bloqué (cf. figure 17).

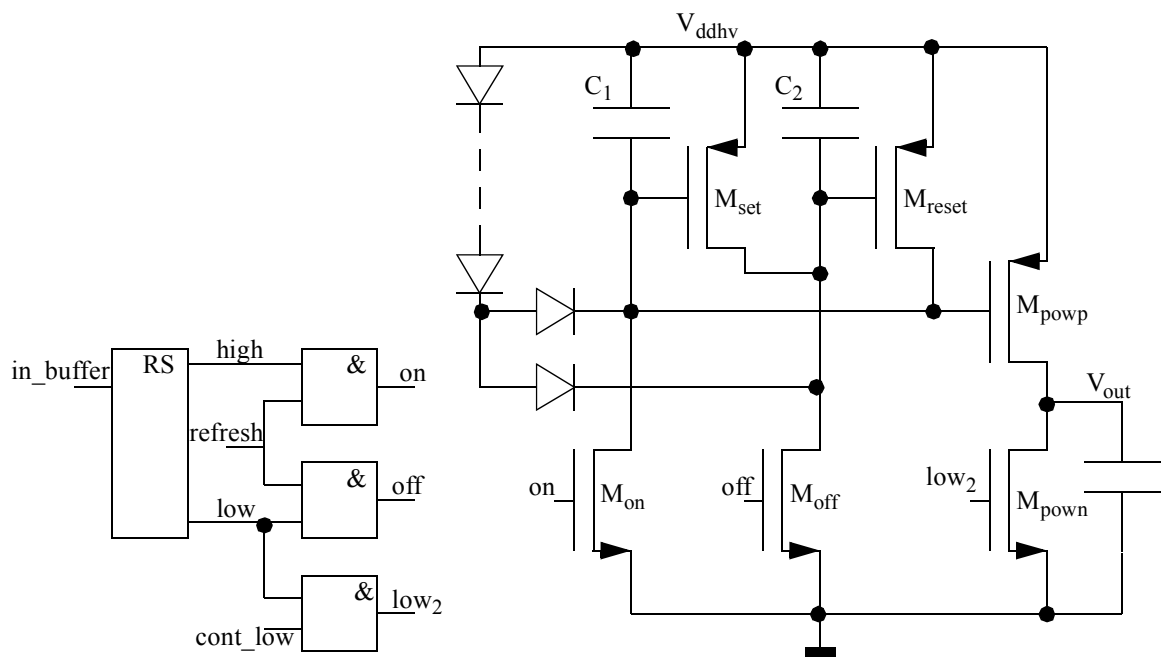


Figure 16 : Schéma détaillé du buffer de sortie.

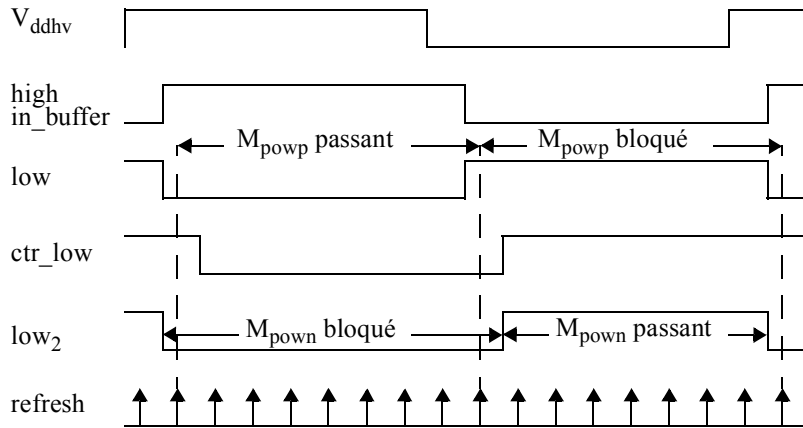


Figure 17 : Chronogramme des signaux du buffer haute tension.

V- 3 Etude des blocs numériques

Le circuit numérique reçoit en entrée la modulation de l'enveloppe ramenée à 0/5 V ainsi qu'une horloge à la fréquence du signal modulé, soit 13,56 MHz. Il fournit à la partie analogique la commande de chaque groupe d'actionneurs et les signaux nécessaires au fonctionnement du buffer de sortie, à savoir le *refresh* et les différents *cont_low*. Un schéma bloc détaillé en est donné figure 18.

L'horloge haute fréquence (HF) est divisée par 1024 à l'aide d'un compteur 10 bits, générant une horloge basse fréquence (BF) de 13,2 kHz. Ce compteur sert aussi à générer le *refresh* qui dure $4 * T_{hf}$ (~ 300 ns) et est générée huit fois entre deux changements d'état de l'horloge BF ($freq=825$ Hz, $T=1,2$ ms). Une détection de chaque front des données (avec une précision égale à une période HF) provoque un reset du compteur afin de synchroniser régulièrement l'horloge avec le signal reçu (cf. figure 19).

Pour chaque électrode de sortie, le signal *cont_low* correspond au signal *in_buffer* est décalé afin de permettre l'établissement d'un *refresh*, comme il a été expliqué au paragraphe 2.6. Sur le *refresh* qui suit le front descendant de *in_buffer*, M_{powup} devient passant et la capacité de sortie se charge. Cela provoque l'effondrement de V_{ddhv} , entraînant une série d'erreurs en sortie du démodulateur. Pour que cela reste sans conséquence, il faut que la tension de sortie soit établie avant le coup d'horloge basse fréquence suivant, afin que la nouvelle donnée enregistrée dans le registre soit correcte.

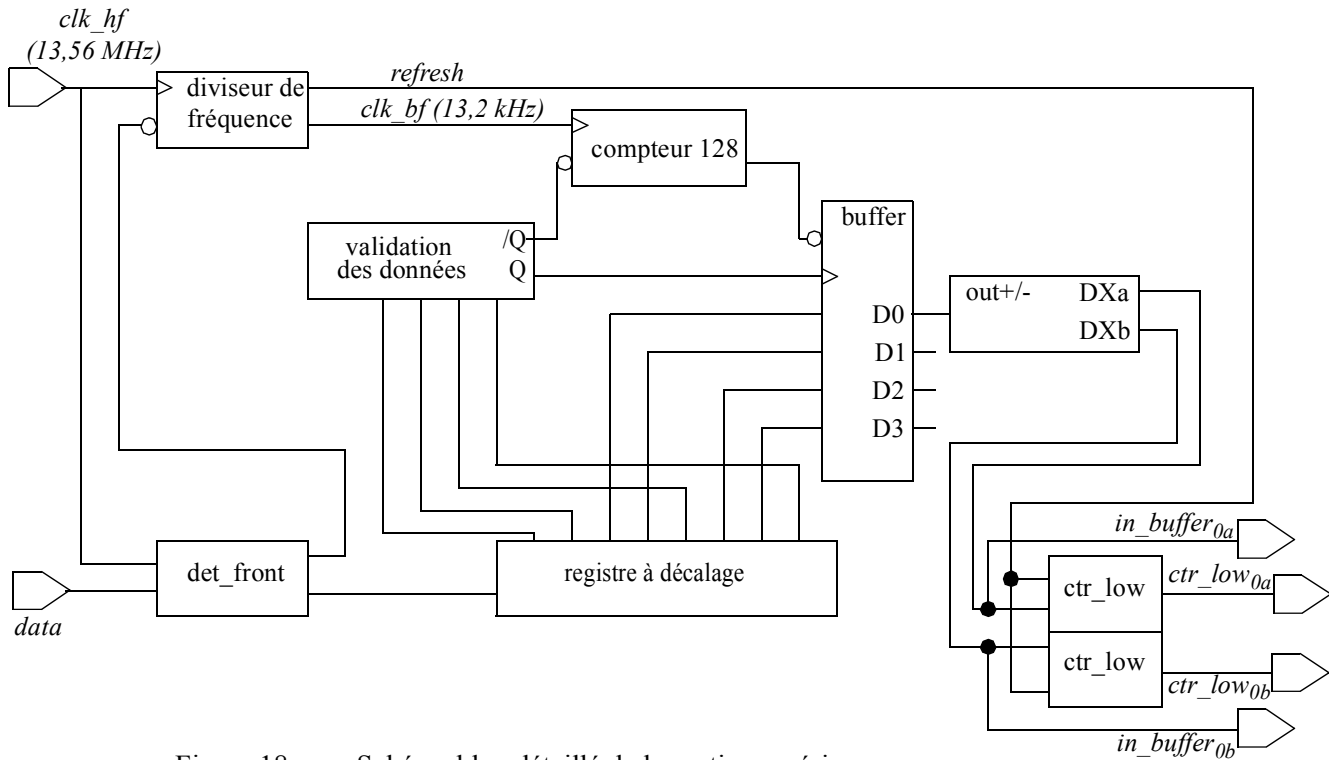


Figure 18 : Schéma bloc détaillé de la partie numérique.

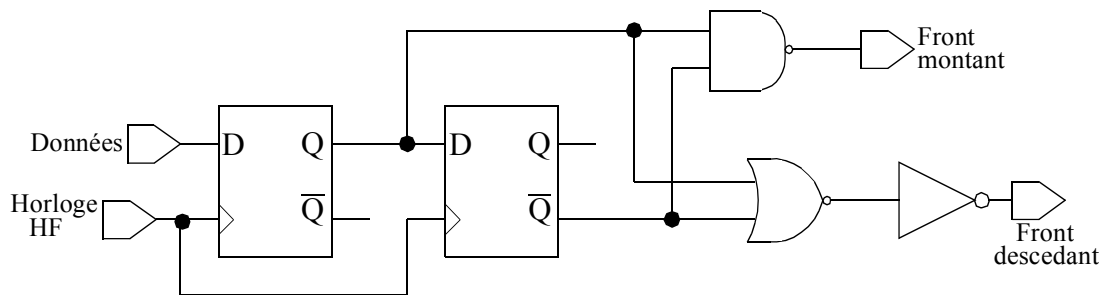


Figure 19 : Schéma du détecteur de front. La détection des fronts montants et descendant des données va permettre de constamment synchroniser l'information reçue avec l'horloge.

3.1 Le convertisseur série/parallèle

La conversion s'effectue à travers une série de bascules synchronisées par le signal d'horloge basse fréquence et réalisant une fonction de registre à décalage. Les données sont transmises par groupe de quatre afin de commander deux CMS en parallèles et obtenir

un mouvement à deux degrés de liberté comme il a été vu au §II- 4. Ces bits de données sont encapsulés dans quatre autres bits, formant l'octet "1 0 D₃ D₂ 0 D₁ D₀ 1" et envoyés en continu à la fréquence de synchronisation. Les bits additionnels sont disposés de telle façon que quel que soit la position de l'octet dans le registre, on ne puisse retrouver deux fois la configuration "10XX0XX1" comme il est montré dans le tableau 1.

1	0	x	x	0	x	x	1
1	1	0	x	x	0	x	x
x	1	1	0	x	x	0	x
x	x	1	1	0	x	x	0
0	x	x	1	1	0	x	x
x	0	x	x	1	1	0	x
x	x	0	x	x	1	1	0
0	x	x	0	x	x	1	1

Tableau 1 : Différentes positions possibles d'un octet de données dans le registre à décalage. En rouge sont signalés les bits qui empêchent la validation de l'octet.

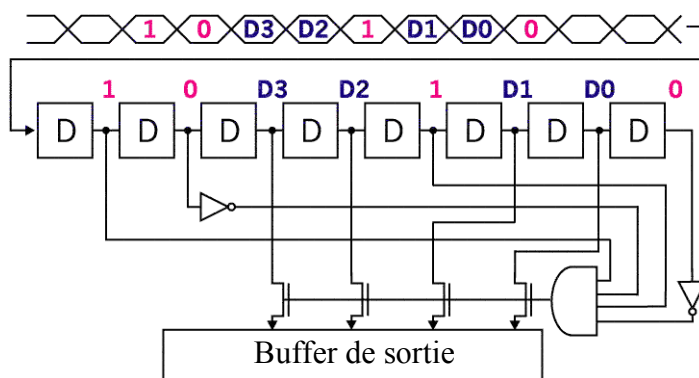


Figure 20 : Schéma simplifié du convertisseur série/parallèle. Les données sont encapsulées dans quatre bits de protocole afin d'être transmises au buffer de sortie uniquement lorsque le registre à décalage est correctement rempli.

Ainsi, à l'aide d'une commande logique simple, on valide la position des données dans le registre à chaque coup d'horloge (BF) avant de les enregistrer dans un étage

tampon (cf. figure 20). Cet étage tampon, qui contient les données à transmettre aux actionneurs microsystèmes, est rafraîchi tous les huit coups d'horloge, soit à une fréquence de 1,65 kHz. C'est la fréquence maximale d'actionnement. Pour obtenir une fréquence plus faible, il suffit d'envoyer plusieurs fois le même octet de données.

3.2 Dispositifs anti-collage électrostatique

Le phénomène de collage électrostatique, largement répandu dans le domaine des microsystèmes silicium, est probablement dû à une accumulation de charges dans le polysilicium. Pour prévenir son apparition, on alterne la polarité de la tension de commande afin de régulièrement charger et décharger chaque électrode [8]. C'est ce que réalise le bloc *out+/-*, dont le détail est donné figure 21. Pour des fronts montants successifs sur une entrée des données, la commande est appliquée alternativement sur la sortie D_{Xa} et D_{Xb} . L'inconvénient de cette méthode est qu'elle nécessite de doubler les plots de sortie dans la mesure ou il ne peut y avoir de masse commune. Lors d'une transmission sans modulation, le registre qui contient le dernier octet de données valides peut rester longtemps inchangé. Un deuxième dispositif implémenté consiste à effectuer un reset de ce buffer après 128 réceptions d'octets restées infructueuses. L'ensemble des actionneurs est alors relaxé.

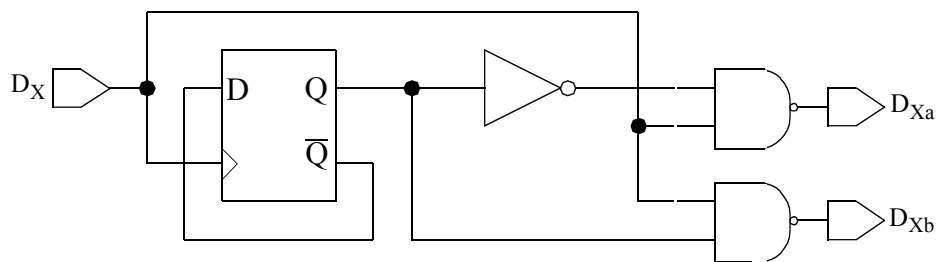


Figure 21 : Dispositif inverseur de polarité : deux fronts montants successifs sur l'entrée génèrent la mise à "1" de D_{Xa} (1^{er} front) puis de D_{Xb} (2^{ème} front).

V- 4 Layout

Le layout du circuit est représenté figure 22. Ses dimensions sont $2,8 \times 5,4 \text{ mm}^2$. L'essentiel de la place est occupé par les capacités haute tensions. En plus des huit plots à connecter aux actionneurs microsystèmes, ont été prévu pour le test un plot pour V_{ddhv} , la tension 5V, l'horloge HF, et la sortie du démodulateur.

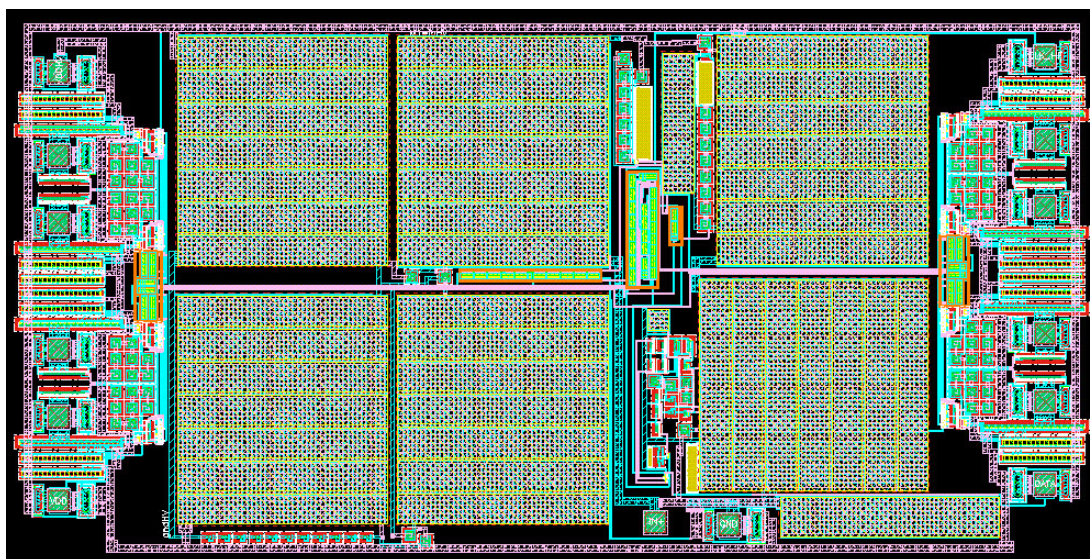


Figure 22 : Layout du circuit.

V- 5 Conclusion

Le circuit présenté dans ce chapitre permet de commander à distance quatre actionneurs (ou groupe d'actionneurs) électrostatiques avec des tensions pouvant aller jusqu'à 100 V. L'alimentation et la commande sont transmises par couplage inductif et récupérées grâce à une antenne extérieure. La tension reçue à l'entrée doit être comprise entre 20 et 25 V. La surface importante du circuit ($\sim 15 \text{ mm}^2$) provient essentiellement des capacités nécessaires pour le redressement du signal et la commande de charges fortement capacitatives. Sa consommation est prévue pour être inférieure à 5 mW.

V- 6 Références

- [1] "Investigation and physical modeling of saturation effects in lateral DMOS transistor architectures based on the concept of intrinsic drain voltage", C. Anghel, M. Vermandel, R. Gillon, C. Maier, Y. Mourier *and al.*, *ESSDERC'01*, pp. 399-402, 2001
- [2] "LDMOS capacitance analysis versus gate and drain biases, based on comparison between TCAD simulations and measurements", S.F. Frère, J. Rhayem, H.O. Adawe, R. Gillon, M. Tack, A.J. Walton, *ESSDERC'01*, pp. 219-222, 2001
- [3] "High voltage devices and circuits in standard CMOS technologies", H. Ballan and M. Declercq, *Kluwer Academic Publishers*, 1999, p. 74-75
- [4] "Production of high velocity positive ions", J. D. Cockroft and E.T. Walton, *Proceeding of the Royal Society, A*, vol. 136, 1932, pp. 619-630
- [5] "Microelectronic circuits - 4th ed., A. S. Sedra and K. C. Smith, *Oxford University Press*, p. 517, 1998
- [6] "High voltage devices and circuits in standard CMOS technologie", H. Ballan and M. Declercq, *Kluwer Academic Publishers*, 1999, p. 182
- [7] "A 32 bits 100V switching array IC ready-to-use for everyone through multi-chip foundary service", B. Stefanelli, Y. Mita, A. Kaiser and H. Fujita, *Proceeding of Transducer'99*, pp. 822-3, 1999
- [8] T. Akiyama, D. Collard, and H. Fujita, "Scratch Drive Actuator With Mechanical Links for Self-Assembly of Three-Dimensional MEMS", *JMEMS*, vol. 6, n°1, Mar. 1997, pp 10-17

3^{ÈME} PARTIE

RÉALISATIONS & CARACTÉRISATION

Chapitre VI

RÉALISATION DE L'ANTENNE DE RÉCEPTION

*Ce chapitre présente le procédé de fabrication, la réalisation et le test d'une antenne spirale plan, légère et de faible résistivité, pour les communications sans fil par couplage inductif à 13,56 MHz. L'antenne est réalisée sur un substrat isolant constitué de résine SU-8 afin de s'affranchir des courants de Foucault et de diminuer son poids. La spirale conductrice est obtenue à l'aide d'une électrolyse de 24 μm d'or dans un moule de résine AZ-4562. Un facteur de qualité de 29 à été obtenu à 13,56 MHz avec un maximum de 37 à 19 MHz, pour une antenne de dimensions 1,5*1,5 cm^2 . 1,25/0,09 W ont été transmis à une distance de 1/5 cm pour une puissance d'émission de 5 W.*

VI- 1 Introduction

Plusieurs antennes microsystèmes pour la détection sans fil par couplage magnétique ont déjà été réalisées. L'application principale est le contrôle de capteurs de pression capacitifs pour le biomédical, comme la pression intra-oculaire, intravasculaire, cardiovasculaire, etc [1-5]... Réalisées généralement en cuivre sur un substrat en verre ou sur une épaisse couche de polyimide, ces antennes permettent de détecter sur quelques mm le décalage de la fréquence de résonance du résonateur LC qu'elles forment avec une capacité variant en fonction de la pression à mesurer. D'autres antennes ont servi à transmettre à distance la puissance nécessaire pour commander des actionneurs microsystèmes, et éventuellement un circuit intégré associé [6-8]. J. A Von Arx *et al.* développèrent une puce intégrant à la fois une antenne et un circuit capable de fournir une puissance de 15 mW à une distance de 3 cm et pouvant démoduler un signal ASK de 50 k-bps [6]. Réalisée sur une couche en polyimide de 6 μm , elle-même déposée sur 10 μm de NiFe, l'antenne de 20 mm^2 de surface vaut 2,2 μH , a une résistance de perte DC de 10 Ω et un coefficient de qualité de 6,6 à 4 MHz, la fréquence de travail. La puce réalisée par D. Dudenbostel *et al.* permet en plus de renvoyer à la station émettrice des informations [7]. L'antenne de réception fait 25 mm^2 pour 6,3 μH et une résistance de perte en continu de 18 Ω . La puissance transmise par ce système, fonctionnant aussi à 4 MHz, est de 5 mW à 1 cm. Enfin Takeushi *et al.*, ont réalisé un dispositif pour télé-alimenter des actionneurs électrostatiques [8]. Pour cela leur antenne de réception réalisée sur 2,3 μm de polyimide occupe 64 mm^2 et l'inductance vaut 4 μH , avec un coefficient de qualité de 3,5 à 4 MHz. 10 mW ont ainsi été transmis avec les deux antennes d'émission/réception en contact.

Seuls quelques dizaines de mW ont été transmis à une fréquence inférieure à 5 MHz. Ce chapitre décrit le développement et la réalisation d'une antenne à partir de laquelle ont été transmis, à une distance de 1 cm, 1,25 W à la fréquence de 13,56 MHz. Ce résultat a été obtenu notamment grâce à la réalisation de l'antenne sur un substrat isolant en époxy. Ainsi, aucune perte par courant de Foucault n'apparaît dans le substrat. De plus, la capacité parasite de l'inductance est considérablement réduite, repoussant ainsi la fréquence de résonance largement au-delà de la fréquence de travail. Enfin, pour notre application de robot autonome, l'utilisation de l'époxy à la place du silicium permet de réduire considérablement le poids que les actionneurs auront à supporter. Le schéma de la figure 1 représente les étapes principales du procédé de fabrication de l'antenne. Au départ, une couche sacrificielle de 2

μm d'oxyde basse température (Low Temperature Oxide, LTO) est déposée sur un wafer de silicium. Puis $150\ \mu\text{m}$ de résine époxy sont étalés. Ce film, une fois polymérisé, devient un substrat flexible et léger. Les lignes conductrices sont faites d'or épais électrolysé. Aussi une couche de nickel est préalablement pulvérisée afin de permettre l'électrolyse. Un moule de $30\ \mu\text{m}$ d'épaisseur est ensuite réalisé dans de la résine positive AZ-4562, puis est suivi de l'électrolyse. Pour finir le moule est retiré, la couche de nickel est attaquée avec de l'acide nitrique et le film de SU-8 est séparé du substrat de silicium à l'aide d'un bain d'acide hydrofluorhydrique (HF).

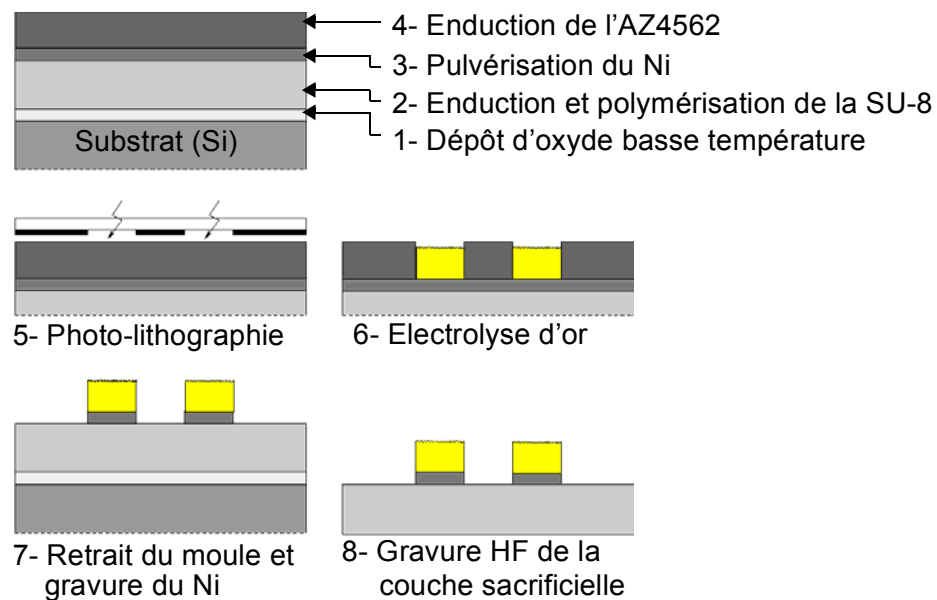


Figure 1 : Principales étapes du procédé de fabrication de l'antenne.

VI- 2 Lithographie de la résine époxy SU-8

2.1 Présentation de la SU-8

2.1.1 Composition

La SU-8 est une résine photo-sensible aux longueurs d'ondes proches des UV (365 nm exactement) développée par IBM et basée sur un polymère époxy [9-10]. Le terme d'époxy fait référence à une terminaison consistant en un atome d'oxygène lié à deux autres atomes, généralement du carbone. Le 8 de SU-8 provient du fait que le polymère comprend 8 groupes époxy. Le polymère et un photo-initiateur sont dissouts dans un solvant organique, le γ -butirolactone (ou GBL). Le photo-initiateur est un sel de la famille des triarylium-sulfonium. Il a comme propriété, sous l'action de la lumière, d'absorber des photons pour former un acide fort, l'acide Lewis. C'est ce que l'on appelle un générateur photo-acide ou PAG (Photo Active Generator).

2.1.2 Mécanisme

Sous l'action de la lumière, le PAG génère l'acide Lewis. Ensuite sous l'action de la chaleur lors du recuit après insolation (Post Exposure Bake ou PEB), l'acide agit comme un catalyseur favorisant la polymérisation de la résine. La polymérisation consiste en la création de "ponts" entre les molécules de SU-8 au niveau des groupes époxy. Il en résulte des macromolécules dont le poids, la densité et la température de fusion (initialement de 55°) augmentent au fur et à mesure que la réticulation progresse. Cela s'accompagne d'une diminution de volume de la résine et une contraction se produit. Une fois la polymérisation terminée, la résine devient complètement rigide et insoluble, et la température de fusion devient indépendante du PEB. Dans la mesure où la réticulation ne se produit qu'en présence de l'acide, seules les parties non insolées sont solubles dans des développeurs organiques de type PGMEA. On obtient ainsi après dissolution une image négative du masque. La faible absorption optique de la résine dans le spectre des UV permet d'obtenir des couches d'épaisseur supérieure au mm [11]. Les différentes étapes du processus chimique sont représentées figure 2.

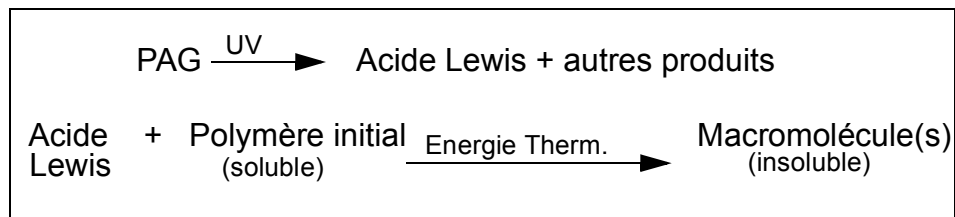


Figure 2 : Mécanisme de la SU-8. L'acide généré sous l'action de la lumière permet la polymérisation de la résine époxy sous l'effet de la chaleur.

2.2 Procédé de lithographie

2.2.1 Déshydratation

Les antennes ont été réalisées sur un substrat 3 pouces de silicium. Afin d'améliorer l'adhésion de la résine sur le substrat, celui-ci est chauffé pendant 30 min dans une étuve à 170°.

2.2.2 Résinage

5 ml de SU-8 100 sont déposés à l'aide d'une pipette coupée au centre du wafer. L'étalement et le résinage sont réalisés à l'aide d'une tournette conventionnelle avec une faible accélération de 200 (tr/min)² afin d'éviter la formation de bulle d'air [12]. Le cycle d'étalement consiste en 6 périodes de 60 s où la vitesse est croissante de 500 tr/min à 1000 tr/min. Le résinage final permettant d'obtenir un film de 150 μm est réalisé à une vitesse de 2500 tr/min pendant de 30 s. L'accélération est alors augmentée à 500 (tr/min)² afin d'améliorer l'uniformité du film.

2.2.3 Recuit avant insolation

Après une attente d'une dizaine de minutes pour permettre aux contraintes issues du résinage de se relaxer et d'évacuer une partie des solvants, un premier recuit de 3 min à 65°C suivit d'un autre de 30 min à 95° sont effectués. Si le premier recuit a pour objectif de minimiser les contraintes internes, le second sert à planariser le film (la température de fusion de la SU-8 est 55°C) et à évaporer suffisamment de solvants pour que le masque ne colle pas

au substrat lors de l'insolation.

2.2.4 Exposition

Le wafer est exposé à l'aide d'une lampe flash UV de type Mercury (355, 405 and 436 nm) avec une énergie de 15 mJ/cm^2 pendant 60 s.

2.2.5 Recuit après insolation

Durant cette étape la résine insolée est polymérisée grâce à un mécanisme de photo-amplification cationique. La polymérisation peut se faire à température ambiante mais, pour accélérer la vitesse du processus, on effectue un recuit à 95° sur plaque chauffante pendant un quart d'heure. Si des contraintes sont générées pendant ce recuit, les plus importantes surviennent lors du refroidissement. A défaut d'avoir une plaque contrôlée en température, il est donc préférable de passer par un palier à 65°C et de s'assurer de ne pas poser le substrat sur une surface froide immédiatement après le recuit. La contrainte générée sera d'autant plus importante que la surface insolée sera grande [8].

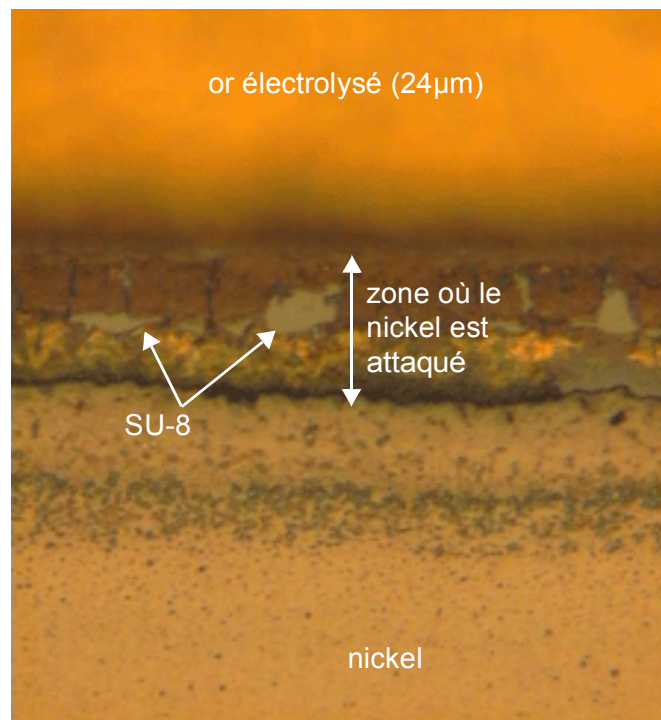


Figure 3 : Vue de dessus montrant l'attaque du nickel durant l'électrolyse.

VI- 3 Pulvérisation de la couche conductrice

Afin de permettre la réduction des ions d'or sur le substrat et de réaliser des structures 3D par électrolyse, une couche conductrice doit être déposée sur le film de SU-8. Celle-ci est obtenue par pulvérisation d'une couche de nickel. Nous avons remarqué que durant l'électrolyse et probablement sous l'effet des substances chimiques issues du moule de résine, le nickel est fortement attaqué à l'interface résine/or (cf. figure 3). Un dépôt de 500 Å de Ni, par exemple, limite l'électrolyse d'or à une épaisseur de 8 µm. Au-delà de ces 8 µm, le Ni est attaqué sur plus de 200 µm de large sous les motifs en or et ceux-ci se mettent alors à peler.

3.1 Etude des contraintes des couches nickel/or

Un calcul des contraintes en fonction de l'épaisseur de nickel montre que le Ni est fortement en tension mais que les contraintes décroissent au fur et à mesure que son épaisseur augmente. D'un autre côté, après quelques micromètres d'électrolyse d'or, les contraintes de la couche Ni-Au décroissent et restent stables (cf. figure 4). L'étude a été faite sur trois wafers 2 pouces. Le calcul des contraintes a été obtenu à partir du rayon de courbure et de la formule de Stoney :

$$\sigma = \frac{E}{1-\nu} \cdot \frac{t_s^2}{6 \cdot t_f} \cdot \left(\frac{1}{\rho} - \frac{1}{\rho_0} \right) \quad (\text{EQ. 1})$$

où E est le module de Young, ν le coefficient de Poisson, t_s l'épaisseur du substrat, t_f l'épaisseur du film, ρ_0 et ρ le rayon de courbure du wafer avant et après le dépôt du film. Aux vues de ces résultats, une couche de 3000 Å est pulvérisée sur la SU-8.

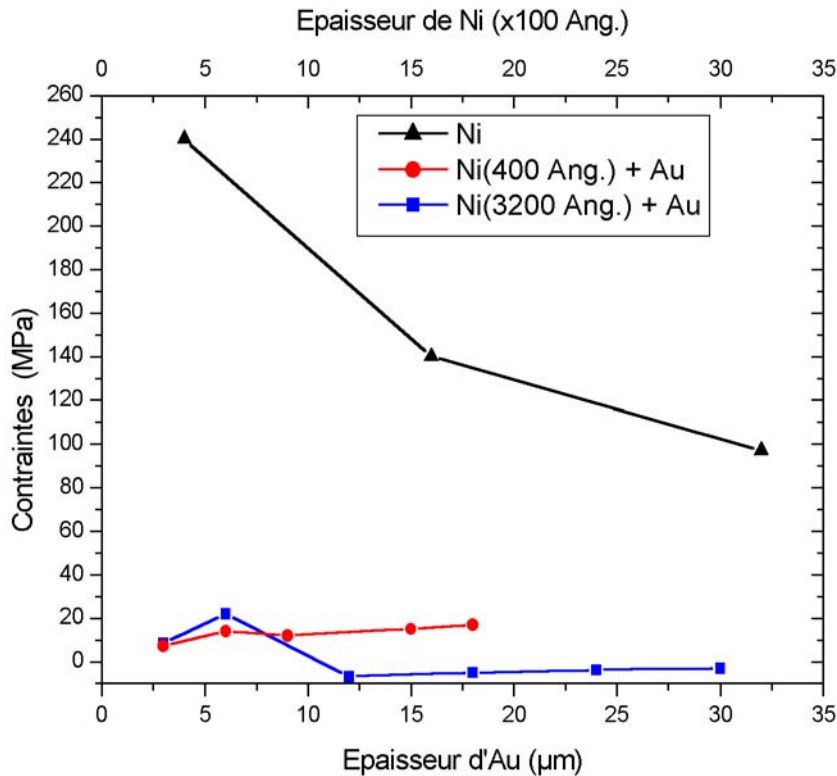


Figure 4 : Evolution des contraintes du nickel pulvérisé et de l'or électrodéposé pour différentes épaisseurs.

VI- 4 Réalisation du moule pour l'électrolyse

4.1 Introduction

D'importants travaux sur la fabrication de structures 3D ont été réalisés ces dernières années. De nombreux procédés ont été étudiés afin de réaliser des structures électrodéposées avec des rapports d'aspect importants. Le procédé LIGA a été développé pour fabriquer de très hautes structures (100 μm à 1 mm) sans sacrifier la précision des dimensions latérales. Les résines PMMA (poly-methyl-methacrylate) sont exposées à l'aide d'une source à rayon X qui est produite à l'aide d'un synchrotron. Cette technologie offre de très larges possibilités, mais nécessite un coût élevé. La difficulté d'avoir accès à une source synchrotron a motivé le développement de procédés plus simples et meilleurs marchés, basés sur la photo-lithographie UV standard. Différentes résines photo-sensibles ont été

investiguées comme le polyimide, les photo-polymères épais à base d'époxy ou les résines photo-sensibles positives. Un des avantages des résines positives épaisses est leur compatibilité avec les technologies des circuits intégrés et leur possibilité d'être dissoutes dans l'acétone.

4.2 Résinage

La résine utilisée est l'AZ-4562 de chez Hoechst, résine dite de type "Novolak". La tournette est une Gyrset TP1100. Grâce à ce système qui permet un étalement dans une atmosphère saturée en solvants et minimise ainsi les effets dus aux turbulences de l'air [14], nous avons pu obtenir une épaisseur de 30 μm en un seul résinage. Le solvant (de type PGMEA), dont la fonction est de maintenir la résine à l'état liquide pendant l'étalement, ne s'évapore pas pendant le résinage. De ce fait, dans un système Gyrset, la couche est plus uniforme et le bourrelet sur les bords moins important. Premièrement, du promoteur d'adhérence hexaméthylsilazane (HMDS) est étalé à la vitesse de 3500 tr/min. Ensuite, 7,5 ml de résine sont déposés sur la totalité du substrat. Obtenue d'après les essais réalisés en laboratoire et la documentation du fabricant, la courbe d'étalement de l'AZ-4562 est présentée figure 5.

4.2.1 Choix de la vitesse de rotation

Une vitesse de rotation trop faible sera à l'origine d'une mauvaise uniformité et d'un bourrelet important. Par contre une vitesse de rotation trop importante peut générer un effet mémoire de la résine, c'est à dire une contraction vers le centre après le résinage. En supposant que le meilleur compromis bonne uniformité / contraintes minimales se situe autour de l'intersection des deux asymptotes de la courbe de la figure 5, une vitesse de 1000 tr/min a été choisie. Pour obtenir l'épaisseur désirée, nous allons faire varier l'accélération et surtout le temps.

4.2.2 Choix de l'accélération

Plus l'accélération sera élevée, meilleurs sera l'uniformité du fait d'une moindre évaporation des solvants, mais plus grandes seront les contraintes mécaniques internes. Notre souci étant de limiter au maximum les contraintes afin d'assurer une bonne adhérence

de la résine lors de l'électrolyse, nous optons pour une faible accélération de 1000 (tr/min)^2 . De plus, associé à un temps de résinage court, une faible accélération augmente l'épaisseur de résine déposée.

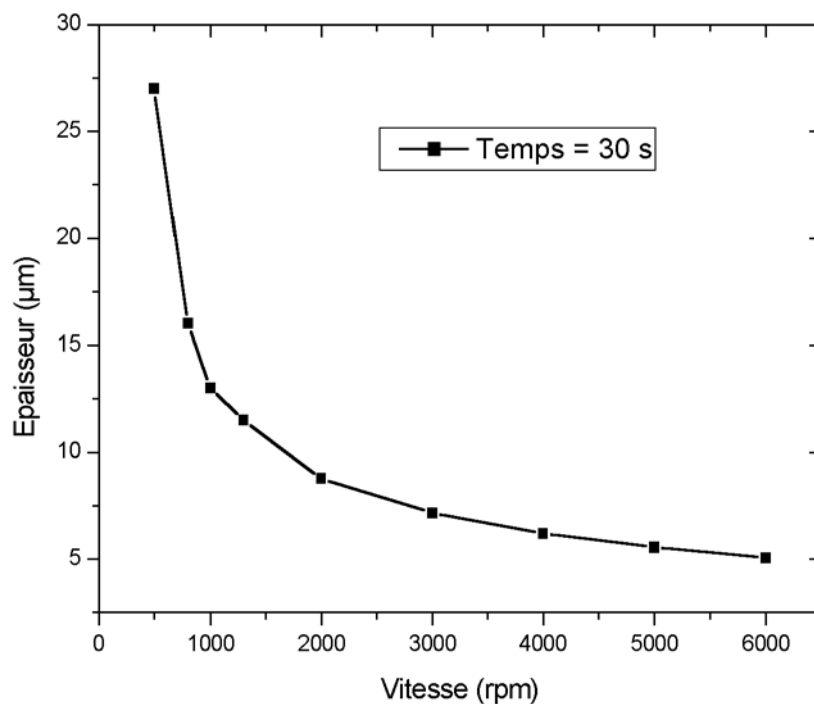


Figure 5 : Courbe d'étalement de la résine AZ-4562 en fonction de la vitesse de rotation pour une durée constante de 30 s.

4.2.3 Choix du temps d'enduction

Pour des durées d'enduction relativement longues (supérieures à 20s), l'épaisseur du dépôt est principalement déterminée par la vitesse de rotation. Mais on peut obtenir des épaisseurs beaucoup plus importantes en diminuant drastiquement ce temps. Comme le montre la figure 5, pour obtenir une épaisseur de $30 \mu\text{m}$ avec les paramètres suscités il faut un temps d'enduction de 8 s

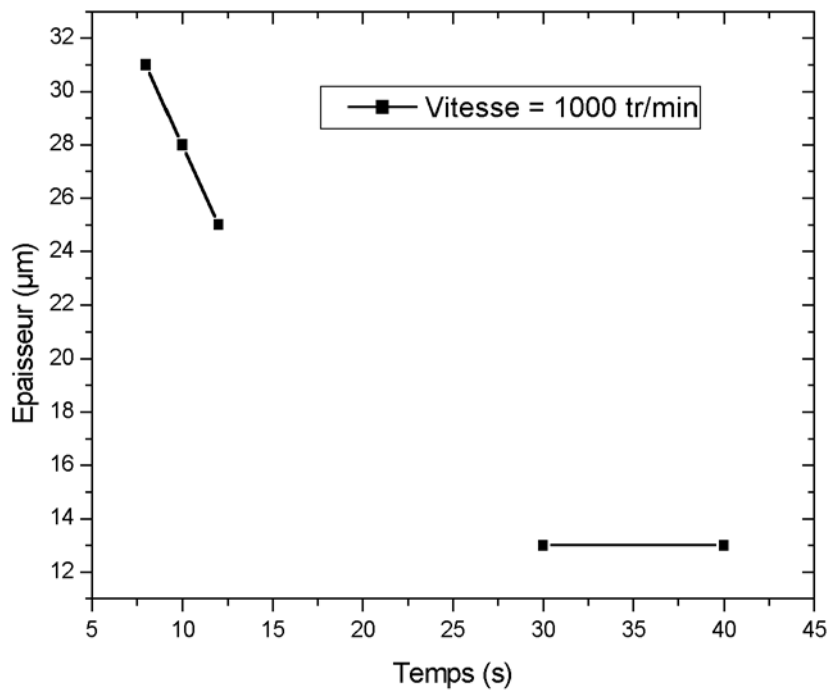


Figure 6 : Courbe d'étalement de la résine AZ-4562 en fonction du temps pour une vitesse constante de 1000 tr/min.

4.3 Pré-recuit

L'objectif du pré-recuit est d'éliminer par évaporation la majorité des solvants et de solidifier le film, d'augmenter l'adhérence de la résine sur le substrat, et de permettre un relâchement des contraintes mécaniques induites lors de l'enduction. Le pré-recuit est l'une des étapes les plus importantes. Il va influencer l'énergie exposée, le temps de développement, le profil du moule et les contraintes internes. Si pour les films minces une simple plaque chauffante à température unique est suffisante, nous allons voir que pour les résines épaisses la nécessité de limiter les contrastes en température complexifie un peu le processus.

4.3.1 Principe d'une résine photo-sensible positive standard

Pour optimiser ce recuit, il est nécessaire de bien comprendre les principes physiques de la résine.

Une résine positive de type Novolak comprend trois composants :

- Un polymère qui détermine les caractéristiques mécaniques du film.
- Un composé photo-sensible, la diazoquinone. C'est un composé organique qui absorbe les photons dans une gamme de longueurs d'onde donnée.
- Un solvant qui maintient la résine à l'état liquide pour permettre l'étalement (PGMEA, 1-méthoxy - 2-propyle-acétate).

Les réactions photo-chimiques de la diazoquinone ont été décrites par Schuss en 1949 [15]. Sous l'effet d'une insolation aux rayons ultraviolets, la diazoquinone se transforme en cétène avec un dégagement d'azote. Le cétène s'hydrolyse au contact de l'eau présente dans la résine pour former un acide, l'acide carboxylique, qui est un composé soluble dans une solution ad hoc, le développeur (cf. figure 7) [16].

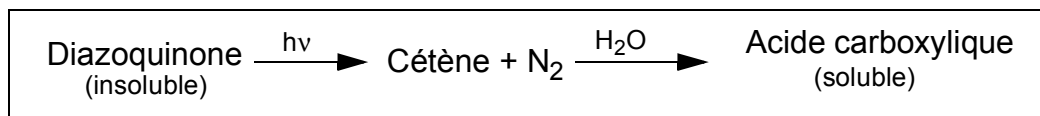


Figure 7 : Principe d'une résine photo-sensible positive standard. L'insolation aux UV s'accompagne d'un dégagement d'azote et d'une absorption d'eau.

4.3.2 Procédé

Un premier pré-recuit est réalisé dans un four. Cela permet un recuit lent pour ne pas sécher trop vite la résine et éviter aux solvants de rester prisonniers : on évite ainsi la formation de bulles et de craquelures dans la résine, ainsi que le pelage des parties les plus fragiles. Un inconvénient possible est la formation d'une croûte sur le dessus de la résine après un recuit trop long. L'utilisation d'une plaque chauffante permet d'éviter la formation de cette croûte en chauffant le substrat par la face arrière. Mais à moins d'utiliser des plaques contrôlées en température, les grands contrastes de chaleur qui en résultent génèrent de fortes contraintes mécaniques [17] et la résine tend à se contracter vers le centre du wafer. Par exemple nous avons observé, après développement, un décollement de 5 µm sur le bord des

motifs de résines pour un pré-recuit de 30 min sur une plaque à 70°C. Du fait de la faible vitesse et du faible temps d'enduction, une grande quantité de solvants reste dans la résine après l'enduction. Aussi, juste après le résinage, le wafer est gardé à température ambiante pendant 15 min afin de permettre aux solvants de s'évaporer [18]. De multiples essais nous ont amené à utiliser la combinaison d'un four et d'une plaque chauffante : une heure dans un four à 50°C suivit par 10 min sur une plaque à 110°C.

4.4 Insolation et développement

Comme il a été mentionné au paragraphe 4.3.1, de l'eau est nécessaire dans la résine pour permettre la transformation du cétène en acide carboxylique. Le manque d'eau se traduit par des craquelures durant l'exposition [14]. Aussi, une nouvelle pause de 15 min est observée pour permettre la réhydratation de la résine après le pré-recuit. Durant l'insolation, l'absorption du composant photo-actif décroît du fait de sa conversion en acide [16]. La dose nécessaire à l'exposition augmente donc considérablement avec l'épaisseur. Une énergie de l'ordre de 2500 mJ/cm² a été nécessaire pour correctement insoler la résine. Réaliser cela avec une lampe au mercure ordinaire chauffe la résine, ce qui se traduit par une augmentation des contraintes et le développement non désiré de certaines zones. En effet, un important dégagement de nitrogène apparaît ayant une double conséquence : premièrement, le nitrogène n'a pas le temps de diffuser et reste piégé dans la résine, induisant le pelage des plus petits motifs de résine ; et deuxièmement il crée des micros cavités dans les parties exposées, résultant en des profils en dents de scie après le développement (cf. figure 8). Ce phénomène peut être limité de deux façons : en diminuant la puissance de la lampe (à l'aide d'un filtre 400 nm par exemple) et en augmentant le temps d'exposition, ou bien en alternant de courtes expositions avec de longues pauses. Le développement est obtenu à l'aide d'une solution alcaline à base de potassium (Hoechst AZ 400K) diluée dans quatre volumes d'eau désionisée.

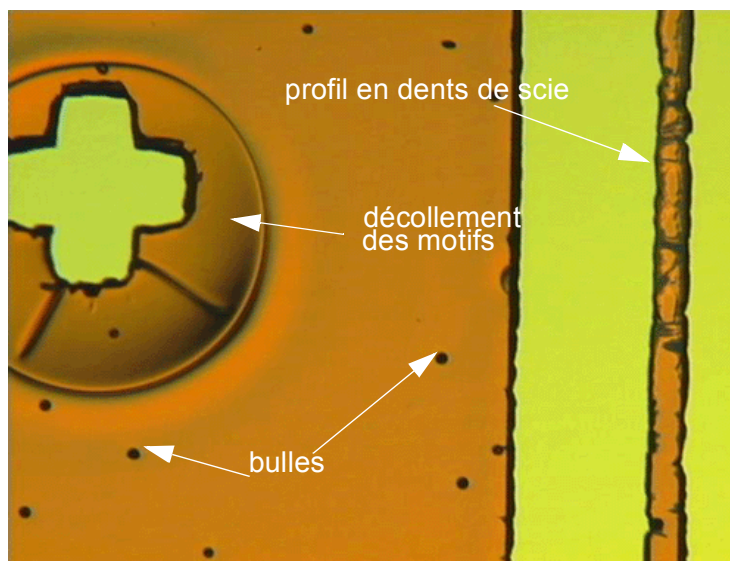


Figure 8 : Influence du dégagement de nitrogène sur les résines positives standards.

4.5 Post-recuit

Le post-recuit va permettre d'accroître l'adhésion de la résine sur le substrat pendant l'électrolyse et détruire partiellement le composant photo-actif dans les zones non-exposées. Cela va permettre de limiter les réactions chimiques avec la solution électrolytique [19-20]. Cependant un recuit haute-température provoque le fluage de la résine, et le rapport d'aspect devient rapidement très faible. La température est donc limitée à 95°C, soit 15°C en dessous de la température maximale du pré-recuit. Il est effectué pendant 1 min sur une plaque chauffante [21]. Notons que plus la surface de résine non insolée est grande, plus son fluage est important et par voie de conséquence la déformation des motifs est grande.

4.6 L'électrolyse

Le dépôt électrolytique d'or requiert l'utilisation d'une solution commerciale neutre à base de cyanure d'or PUR A GOLD 402. De nombreux paramètres influent sur sa qualité [22]. L'augmentation de la température de l'électrolyte ainsi que de l'intensité du courant améliore la vitesse de déposition mais augmente aussi la rugosité du dépôt et donc les pertes ohmiques. L'adhérence de la résine est aussi influencée par la température du bain

[23]. En conséquence, une vitesse de déposition de $0,2 \mu\text{m}/\text{min}$ pendant deux heures a été choisie afin d'obtenir un conducteur d'une épaisseur de $24 \mu\text{m}$ (cf. figure 9), la température du bain étant de 45°C . La durée importante de l'électrolyse induit la polymérisation quasi totale en surface d'un fin film de résine qui devient par la suite impossible à enlever dans un bain d'acétone ou à l'aide d'un plasma O_2 . Lors de l'attaque du nickel à l'acide nitrique, celui-ci n'est pas gravé de façon isotrope du fait de la protection de ce film. Le nickel sous les structures 3D est alors complètement supprimé avant la disparition des zones non-désirées, et l'ensemble des motifs en or se décolle. Un bon moyen de totalement enlever la résine avant d'attaquer le nickel est de plonger le wafer dans de l'AZ-400 chauffé à 80°C pendant 30 min. Après quoi le nickel est aisément retiré dans de l'acide nitrique dilué dans 4 volumes d'eau désionisée et chauffée à 40°C . Pour finir, le wafer est immergé pendant 5 min dans un bain à ultrason, puis dans un bain de HF pour séparer les composants du wafer de silicium.

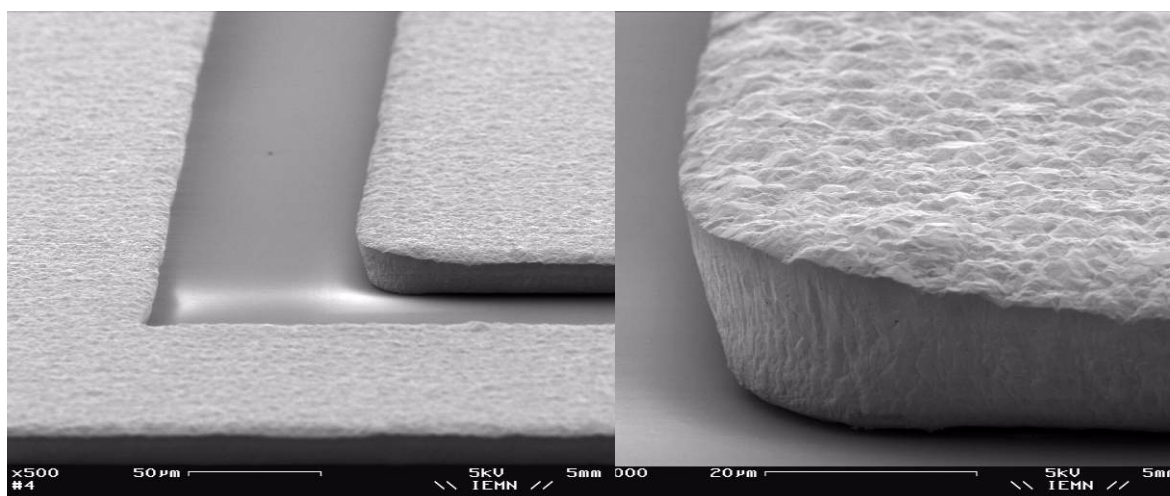


Figure 9 : Or électrolysé sur un substrat de SU-8, épaisseur $24 \mu\text{m}$

VI- 5 Caractérisation des antennes

Trois antennes spirales creuses ont été fabriquées. Le diamètre extérieur de chaque spirale est $1,5 \text{ cm}$ et l'espace entre les spires est de $100 \mu\text{m}$. Le nombre de tours de ces antennes, notées #1, #2 et #3 sur la figure 10, est respectivement 16, 26 et 23, et la largeur

des conducteurs est 62,5 μm , 100 μm et 100 μm .

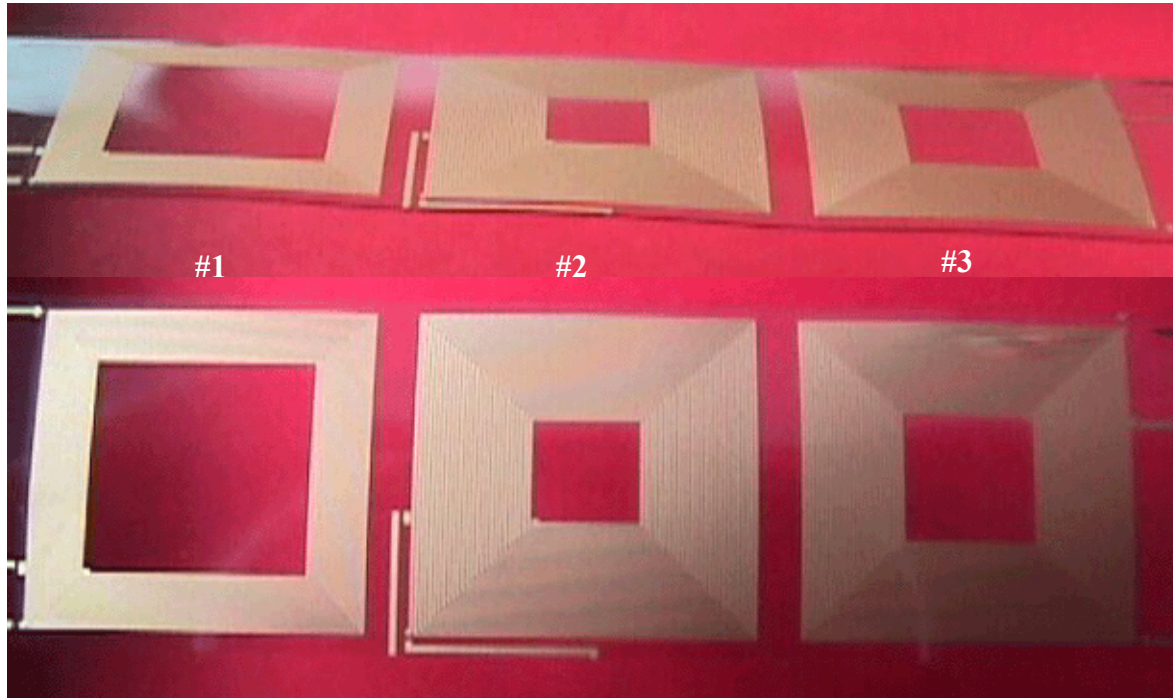


Figure 10 : Photos des antennes sur le support epoxy après libération de celui-ci avec le substrat.

Les antennes ont été caractérisées à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent 8753ES. Le paramètre S_{11} a été mesuré de 30 kHz à 100 MHz et converti en impédance. La capacité parasite provenant du composant de test faisant l'interface entre l'analyseur et l'inductance a été obtenue en circuit ouvert puis extraite des mesures. L'extraction des différents paramètres a été effectuée pour le modèle de la figure 11. Deux techniques ont été utilisées pour déterminer le facteur de qualité. La première technique est analytique, nécessite plusieurs approximations et n'est valable que pour les fréquences où l'impédance de l'antenne est purement inductive. La deuxième fait appel à la méthode de Newton-Raphson et permet une analyse plus rigoureuse sur l'ensemble des fréquences mesurées.

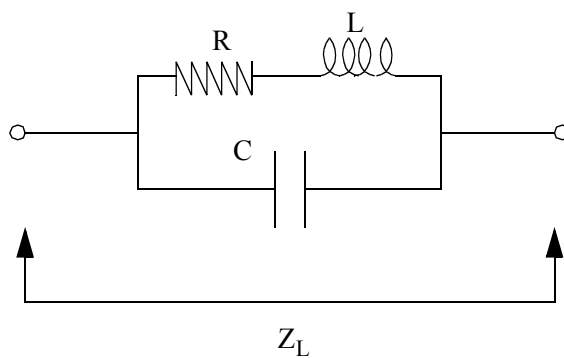


Figure 11 : Modèle de l'antenne pour l'extraction des paramètres.

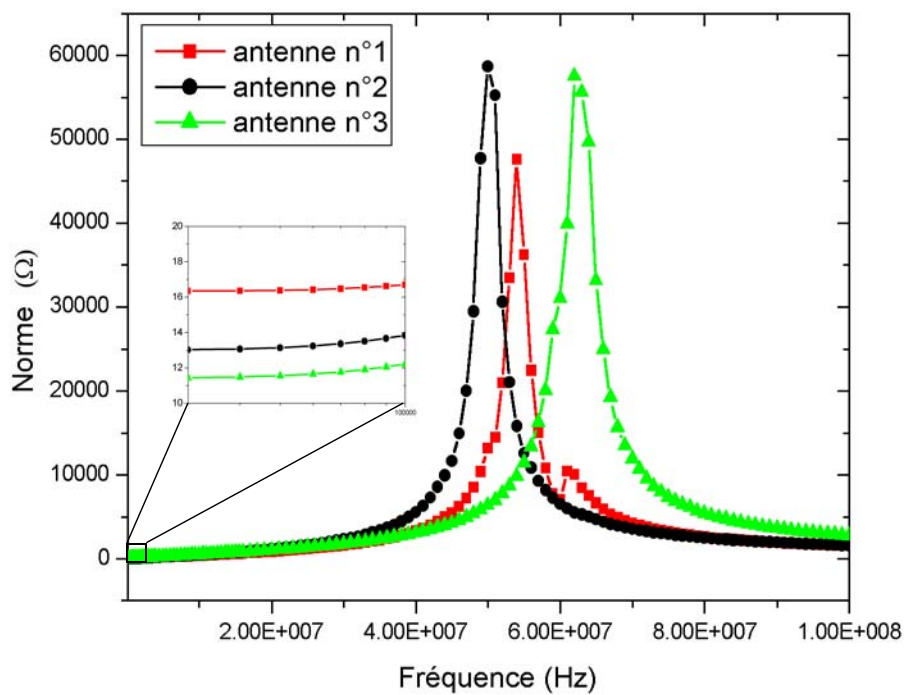


Figure 12 : Norme des antennes.

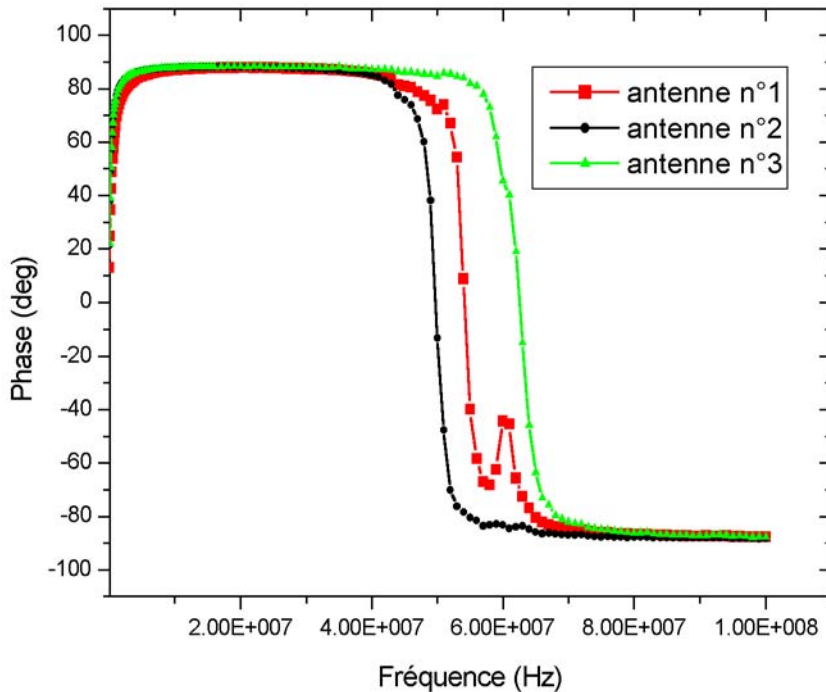


Figure 13 : Phase des antennes.

5.1 Méthode analytique

Cette méthode [24] est basée sur les approximations suivantes. Au fur et à mesure que la fréquence augmente, la pénétration du champ magnétique dans le conducteur est atténuée du fait de l'effet de peau. Cela se traduit par une diminution du flux magnétique interne au conducteur. Cependant L ne diminue pas de façon significative car elle est essentiellement déterminée par le flux magnétique externe. Ainsi L peut être considérée comme indépendante de la fréquence. C est aussi considérée indépendante de la fréquence dans la mesure où elle représente la capacité métal/métal de recouvrement des spires. L est obtenue à partir de la partie imaginaire basse fréquence de Z , et C est extraite de la fréquence de résonance de l'antenne à l'aide de la valeur de L précédemment déterminée. Les valeurs obtenues sont résumées dans le tableau 3. Sur la bande de fréquence où Z est purement

inductif (cf. figure 12-b), on estime le facteur de qualité comme étant égal au rapport de sa partie imaginaire sur sa partie réelle. On obtient alors la courbe de la figure 14. Aux basses fréquences, les éléments parasites de l'antenne ont peu d'influence, d'où une augmentation du coefficient de qualité en fonction de f . Avec l'augmentation de la fréquence, l'énergie dissipée dans les éléments parasites s'accroît plus vite que celle emmagasinée par l'inductance. Le coefficient de qualité passe donc par un maximum avant de décroître.

	Antenne 1	Antenne 2	Antenne 3
L (μH)	5,8	7,8	7,2
Fréquence de résonance (MHz)	54	49	62
C (pF)	1,5	1,3	0,92

Tableau 3 : Caractéristiques des antennes de réception. Méthode analytique.

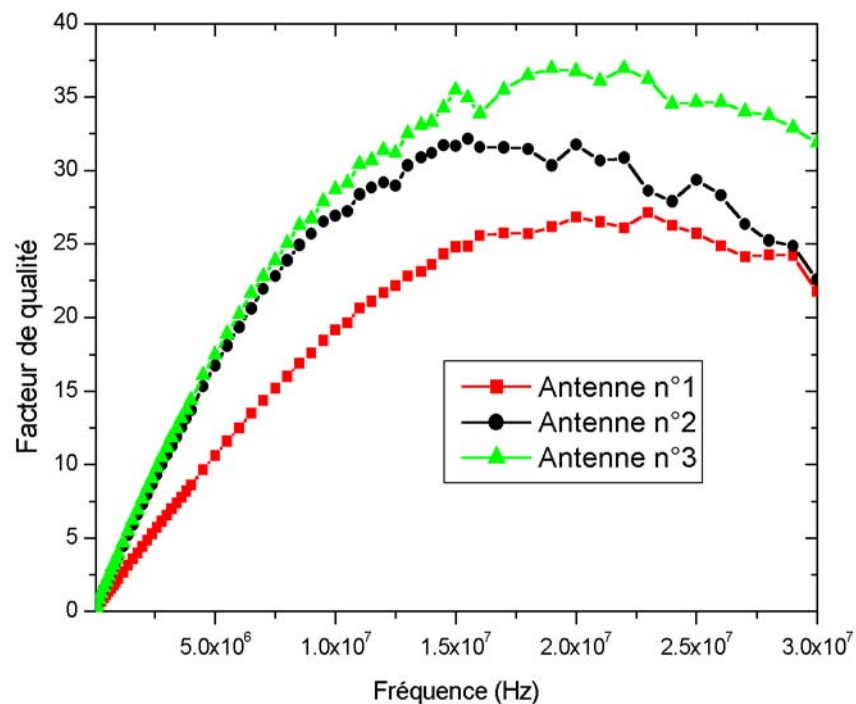


Figure 14 : Facteur de qualité des antennes. Extraction analytique.

5.2 Méthode numérique

Cette technique fait appel au calcul des racines d'un système de deux équations à deux inconnues par la méthode de Newton-Raphson. Les deux équations à résoudre sont les parties réelle et imaginaire de l'impédance Z du modèle électrique de la figure 11, les inconnues étant la valeur de l'inductance L et sa résistance de perte R .

5.2.1 Calcul d'une racine par la méthode de Newton-Raphson

Cette méthode consiste, à partir d'une première approximation de la racine d'une équation, à calculer la tangente de la fonction en ce point, puis à déterminer son intersection avec l'axe des abscisses. L'algorithme est le suivant :

$$x_{n+1} = x_n - \frac{f(x_n)}{f'(x_n)} \quad (\text{EQ. 2})$$

Cette valeur est alors la nouvelle approximation de la racine. On recommence cette technique jusqu'à la précision souhaitée (cf. figure 15).

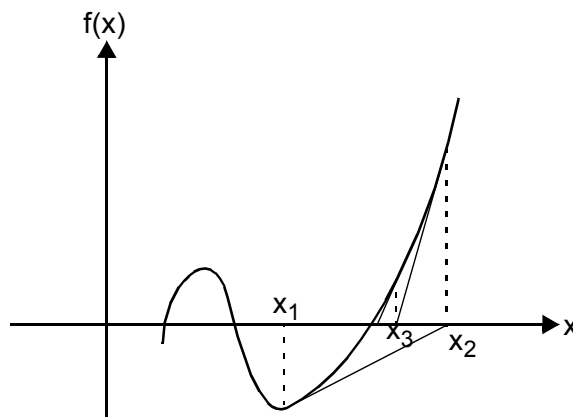


Figure 15 : Méthode de Newton-Raphson : $x_{n+1} = x_n - f(x_n)/f'(x_n)$.

5.2.2 Calcul du facteur de qualité

On suppose constante la valeur de C , que l'on détermine de la même façon qu'au §5.1. Pour chaque point de mesure, on résout le système à deux équations suivant :

$$A(L, R) = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2} - \Re(Z) \quad (\text{EQ. 3})$$

$$B(L, R) = \frac{L\omega - L^2C\omega^3 - R^2C\omega}{(1 - LC\omega^2)^2 + (RC\omega)^2} - \Im(Z) \quad (\text{EQ. 4})$$

L'algorithme d'itération est alors :

$$X_{n+1} = X_n - \frac{J_n(L_n, R_n)}{\begin{bmatrix} A(L_n, R_n) \\ B(L_n, R_n) \end{bmatrix}} \quad (\text{EQ. 5})$$

où X_n est le vecteur résultat (L_n, R_n) et J_n le jacobien du système d'équation (A, B) définit comme [25] :

$$J(L, R) = \begin{bmatrix} \frac{\partial A}{\partial L} & \frac{\partial A}{\partial R} \\ \frac{\partial B}{\partial L} & \frac{\partial B}{\partial R} \end{bmatrix} \quad (\text{EQ. 6})$$

Pour obtenir Q_L , il ne reste plus qu'à appliquer à chaque fréquence la relation :

$$Q_L = \frac{\omega \cdot L}{R} \quad (\text{EQ. 7})$$

5.2.3 Analyse des résultats

Les figures 16-a et 16-b représentent les valeurs de L et R obtenues pour chaque point de mesure. Contrairement à l'approximation faite dans l'extraction analytique du coefficient de qualité, on constate que pour deux des antennes, non seulement les valeurs de L ne sont pas constantes, mais qu'elles varient de façon opposée. En réalité l'inductance "physique" décroît en fonction de f du fait de l'effet de peau qui amène une diminution de l'inductance interne. Si le substrat était conducteur, ce phénomène serait d'ailleurs accentué : le champ magnétique généré par les courants de Foucault serait de signe opposé à celui généré par l'antenne. L'augmentation de L_I s'explique par son importante capacité parasite qui traduit un fort couplage magnétique entre les spires. Malgré leur nombre réduit, le faible espace qui les sépare fait que la longueur du conducteur est relativement grande, et donc que C_{LI} est importante. De plus, ce couplage ne s'effectue quasiment que de manière positive puisque les conducteurs parcourus par des courants de sens opposé sont très éloignés les uns des autres comparé aux antennes n°2 et 3. Malgré cela, l'étroitesse du conducteur fait que la

résistance de perte de l'antenne n°1 est la plus importante et son coefficient de qualité le plus faible (figure 18). La présence d'un pic de la résistance de perte à 60 MHz pour l'ensemble des antennes indique l'existence d'un résonateur L-C dans le dispositif de test, non pris en compte par le modèle électrique. Cela se traduit logiquement par une chute du coefficient de qualité à cette fréquence.

Si on compare les valeurs du coefficient de qualité obtenues selon les deux méthodes, on obtient des résultats qui diffèrent largement à l'approche du maximum de Q . Les valeurs de Q_{max} sont de l'ordre de 15% supérieures à celle obtenues par la méthode analytique. De même, la fréquence associée est supérieure de l'ordre de 30%.

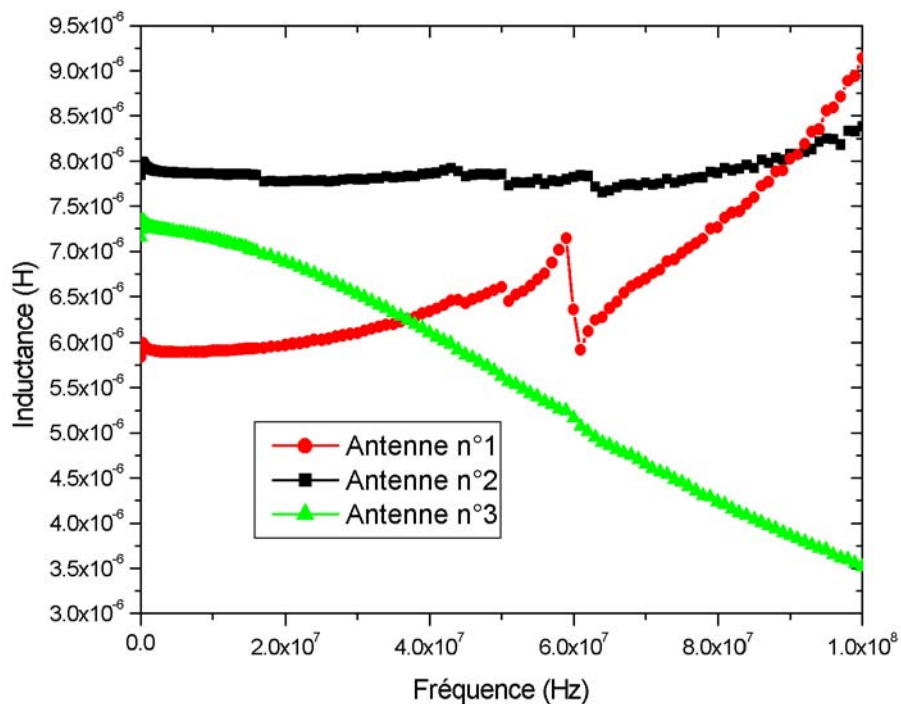


Figure 16 : Extraction de l'inductance par la méthode numérique.

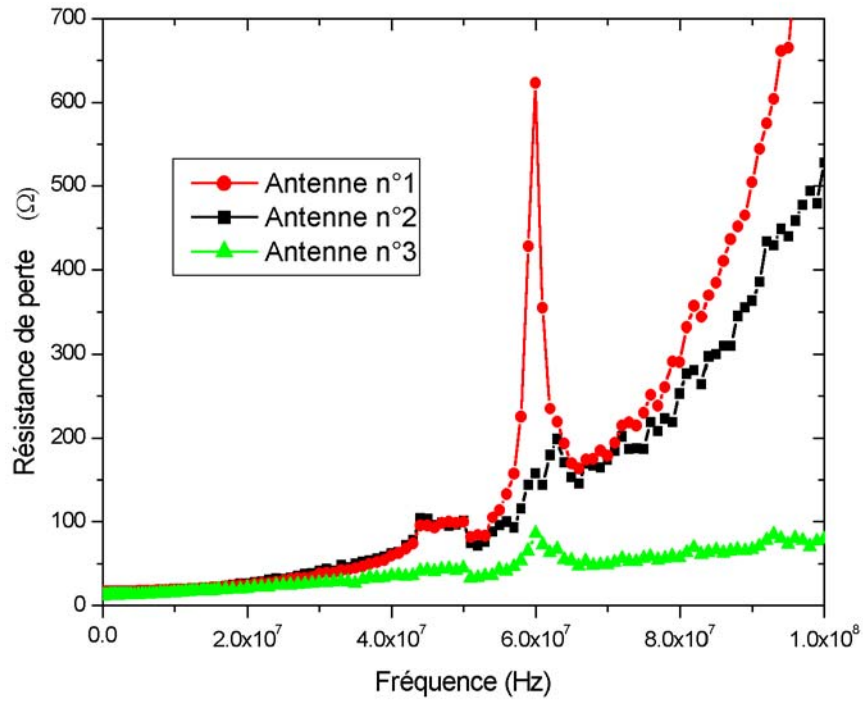


Figure 17 : Extraction de la résistance de perte par la méthode numérique.

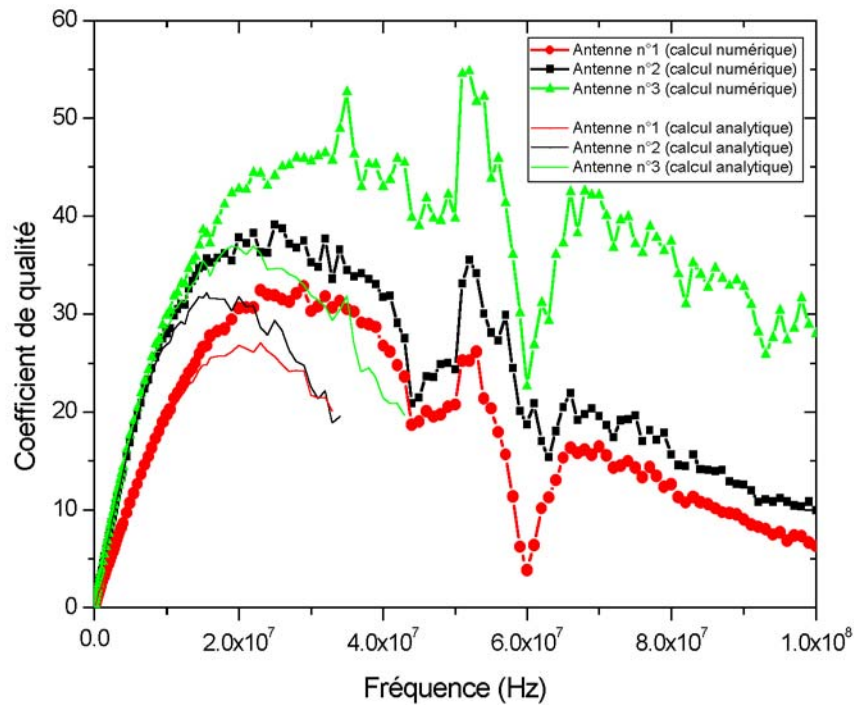


Figure 18 : Comparaison du coefficient de qualité des antennes entre le calcul analytique et le calcul numérique.

VI- 6 Expérience de téléalimentation

A l'aide du système d'émission présenté au §III- 3, une expérience de transmission de puissance à 13,56 MHz est effectuée sur l'antenne la plus performante, à savoir l'antenne n° 3. L'accord est obtenu avec une capacité discrète. Deux types d'antenne d'émission sont utilisés : une composée de deux spires de diamètre 14 cm, et une autre de 4 spires de diamètre 7 cm. Les résultats sont présentés figure 19. 1,25 W ont été transmis sur une charge de 1 k Ω à une distance de 1 cm. Cette puissance descend à 90 mW à 5 cm. On retrouve bien la forte influence de l'antenne d'émission annoncée au chapitre III. La réduction de son diamètre améliore la tension transmise seulement pour les courtes distances. Dans le cas d'un fort couplage (antenne de faible diamètre et très petites distances), la tension reçue diminue lorsque l'on réduit la distance. Cela s'explique par le fait que les 2 pôles du résonateur couplé ne se situent plus à la fréquence de transmission (cf. §III- 4).

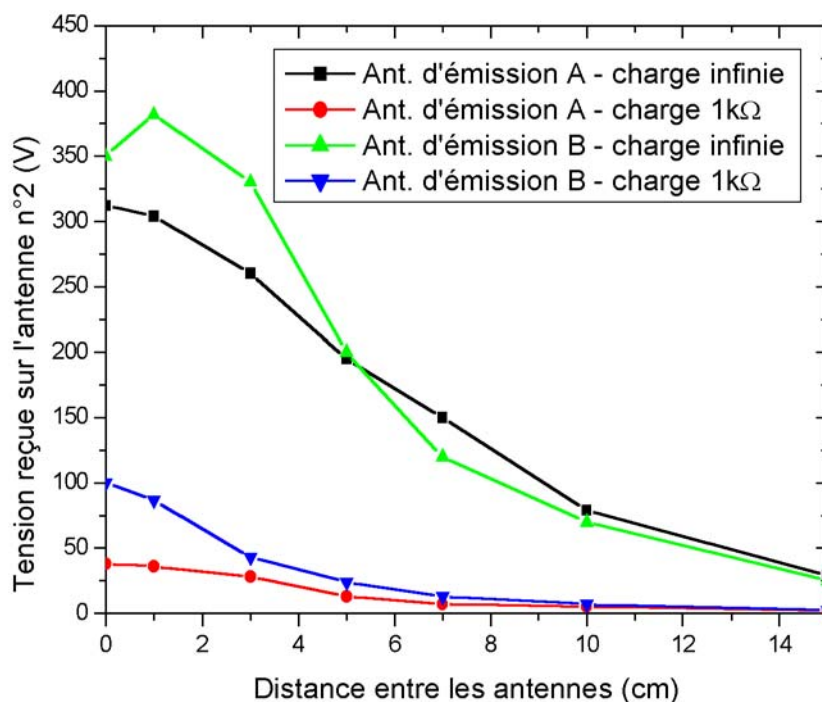


Figure 19 : Mesure de la tension crête-crête induite sur l'antennes n° 3 pour deux antennes d'émission. Antenne A : 2 tours, 14 cm de diamètre. Antenne B : 4 tours, 7 cm de diamètre.

VI- 7 Conclusion

Dans ce chapitre a été présenté le procédé complet pour la réalisation d'une antenne micro-usinée, constitué d'un conducteur en or de 24 μm obtenu par électrolyse. Les outils utilisés sont les outils classiques de la microélectronique, faisant de l'antenne un composant à faible coût. L'utilisation d'un substrat en époxy a permis de considérablement réduire les courants de Foucault, la capacité parasite et le poids de l'antenne. Une inductance de 7,2 μH avec un coefficient de qualité maximum de 45 à 30 MHz, de fréquence de résonance de 62 MHz, et occupant une surface de 1,5*1,5 cm^2 a permis de transmettre 1,25 W à 1 cm et 90 mW à 5 cm, la puissance d'émission étant de 10 W. Cela doit permettre d'alimenter le circuit intégré et de fournir la tension nécessaire à l'actionnement des microsystèmes constituant le système de déplacement à cils.

VI- 8 Références

- [1] E.-C. Park, J.-B. Yoon and E. Yoon, "Hermetically sealed inductor-capacitor (LC) resonator for remote pressure monitoring", *Japan Journal of Applied Physics*, vol. 37, 1998, pp. 7124-7128
- [2] R. S. Jachowicz, G. Wojtowicz and J. Weremczuk, "A non-contact passive electromagnetic transmitter to any capacitive sensor - design, theory, and model tests", *Sensors and Actuators*, vol. 85, 2000, pp. 402-408
- [3] S. Y. Kim, H. J. Kim, J. S. Park and S. S. Yang, "A telemetry silicon pressure sensor of LC resonance type", *proceeding of SPIE*, vol. 4408, 2001, pp. 452-462
- [4] O. Akar, T. Akin and K. Najafi, "A wireless batch sealed absolute capacitive pressure sensor", *Sensors and Actuators*, vol. A95, 2001, pp. 29-38
- [5] T. J. Harpster, B. Stark and K. Najafi, "A passive wireless integrated humidity sensor", *Sensors and Actuators*, vol. A95, 2002, pp. 100-107
- [6] J. A. Von Arx and K. Najafi, "On chip coils with integrated cores for remote inductive powering of integrated microsystems", *Proceeding of Transducers '97*, Chicago (USA), 1997, pp. 999-1002
- [7] D. Dudenbostel, K.-L. Krieger, C. Candler, and R. Laur, "A new passive CMOS telemetry chip to receive power and transmit data for a wide range of sensor applications", *Proceeding of Transducers '97*, Chicago (USA), 1997, pp. 995-998

- [8] S. Takeuchi and I. Shimoyama, "Selective drive of electrostatic actuators using remote inductive powering", *Sensors and Actuators*, vol. A95, 2002, pp. 269-273
- [9] J.M. Shaw, J.D. Gelorme, N.C. LaBianca, W.E. Conley, and S.J. Holmes, " Negative photoresists for optical lithography" *IBM Journal of Research and Development*, vol. 41, n°1/2, 1997, pp. 81-94
- [10] K.Y. Lee, N. LaBianca, S.A. Rishton, S. Zolgharnain, J.D. Gelorme, J. Shaw, and T.H.P. Chang, "Micromachining applications of a high resolution ultrathick photoresist", *Journal of Vacuum Science and Technology*, vol. B 13, n°6, 1995, pp. 3012-3016
- [11] S. Arscott, F. Garet, P. Mounaix, L. Duvillaret, J.L. Coutaz, and D. Lippens, "Terahertz time-domain spectroscopy of films fabricated from SU-8", *Electronic Letters*, vol. 35, n°3, 1999, pp. 243-244
- [12] Microlithography Chemical Corp, application notes, 1997
- [13] , H. Lorenz, M. Despont, N. Fahrmi, J. Brugger, P. Vettiger, P. Renaud, "High-aspect ratio, ultrathick, negative-tone near UV photoresist and its applications for MEMS" *Sensors and actuators*, A 64, 1998, pp. 33-39
- [14] S. Roth, L. Dellmann, G-A Racine, and N.F. deRoos, "High aspect ratio UV photolithography for electroplated structures", *Journal of Micromechanical and Microengineering*, vol. 9, 1999, pp. 105-108
- [15] W. M. Moreau, *Semiconductors, principles, practices and materials*, Plenum Press, New-York and London
- [16] V. Conedera, N. Fabre, M. Dilhan, "A simple optical system to optimize a high depth to width aspect ratio applied to a positive photoresist lithography process", *Proceeding of MME'96*, Barcelone (Espagne), 1996
- [17] B. Loechel, "Thick-layer resists for surface micromachining", *Journal of Micromechanical and Microengineering*, vol. 10, 2000, pp. 108-115
- [18] Hoechst Celanese Corporation, *Standard Photoresist AZ 45000 series - Technical notes*, (1994)
- [19] H. Miyajima and M. Mehregany, "High-aspect-ratio photolithography for mems applications", *Journal of MicroElectroMechanical System*, vol. 4, n°4, dec 1995, pp. 220-229
- [20] J. Gobet, F. Cardot, J. Bergovist, and F. Rudolf, "Electrodeposition of 3D microstructures on silicon", *Journal of Micromechanical and Microengineering*, vol. 3, 1993, pp. 123-130
- [21] G. Engelmann and H. Reichl, "High depth to width aspect ratios in thick positive photoresist layers using near UV lithography", *Microelectronic Engineering*, vol. 17, 1992, pp. 303-306

- [22] J. W. Dini, *Electrodeposition, the materials science of coating and substrates*, Noyes publication, 1992
- [23] S. Boret, "Circuits intégrés monolithiques en technologie coplanaire pour applications de réception jusqu'à 110 GHz", *Thèse n°2601 de l'Université des Sciences et Technologies de Lille*, France, 1999, pp. 8-9
- [24] C. P. Yue and S. S. Wong, "On chip spiral inductors with patterned ground shields for Si-based RF IC's", *Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, May 1998, pp. 743-752
- [25] W. J. McCalla, *Fundamentals of computer-aided circuit simulation*, Kluwer Academic Publishers, 1995, p. 53

Chapitre VII

L'ACTIONNEUR CILIAIRE ÉLECTROSTATIQUE

Après une explication du principe de fonctionnement de l'actionneur, un modèle mécanique simple est présenté afin d'obtenir rapidement une estimation de sa tension de commande. Puis la description d'un premier procédé de réalisation, comprenant 6 niveaux de masque pour trois niveaux de polysilicium, est suivi par des simulations par éléments finis effectuées à l'aide du logiciel Coventorware™, et par le test des premières structures réalisées. Ce chapitre se termine par le procédé final (10 niveaux de masque), permettant une connexion face avant / face arrière pour l'intégration du circuit intégré.

VII- 1 Introduction

Pour obtenir le mouvement de cil nécessaire au système de déplacement, un actionneur électrostatique original a été mis au point. Le procédé de réalisation dérive de celui des Scratch Drive Actuator (SDA) [1], auquel un niveau de polysilicium structural a été ajouté. L'actionneur doit avoir les caractéristiques suivantes : 1) il doit pouvoir être piloté par des tensions inférieures à 100V afin d'être compatible avec l'électronique de commande, 2) il doit pouvoir supporter une charge importante afin que le robot puisse accepter l'antenne et le circuit intégré, 3) enfin il ne doit pas être trop capacitif pour ne pas limiter exagérément sa fréquence d'actionnement.

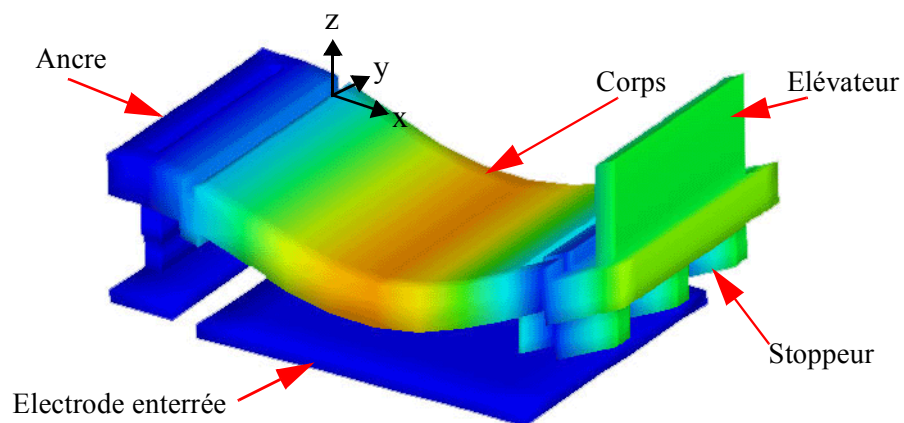


Figure 1 : Vue de l'actionneur obtenue à l'aide du logiciel Coventorware™ Visualizer, avec un agrandissement x10 suivant l'axe Z.

VII- 2 Présentation de l'actionneur

2.1 Description et principe

L'actionneur est composé d'une plaque en polysilicium dopé in-situ, suspendue et ancrée au substrat à l'une de ses extrémités. Une électrode enterrée, elle aussi en

polysilicium dopé, permet le déplacement de la partie mobile dans le sens vertical sous l'effet d'un champ électrique issu de la polarisation des deux plaques. On peut décomposer l'actionneur en 5 parties (cf. figure 1) : a) *l'ancre* qui relie la partie mobile au substrat, b) *le corps* qui va se déformer sous l'action du champ électrique, c) *le stoppeur* qui va rentrer en contact avec le substrat, d) *l'élèveur* qui surélève le point de contact avec le sol afin de compenser l'espace perdu sous le stoppeur, et enfin e) *l'électrode enterrée*. Lors de l'attraction de l'électrode mobile, le stoppeur entre en contact avec le substrat. Un axe de torsion est alors créé au milieu du corps, entraînant l'élévation de l'extrémité libre de l'actionneur avec un déplacement en x et z, comme il est montré figure 2.

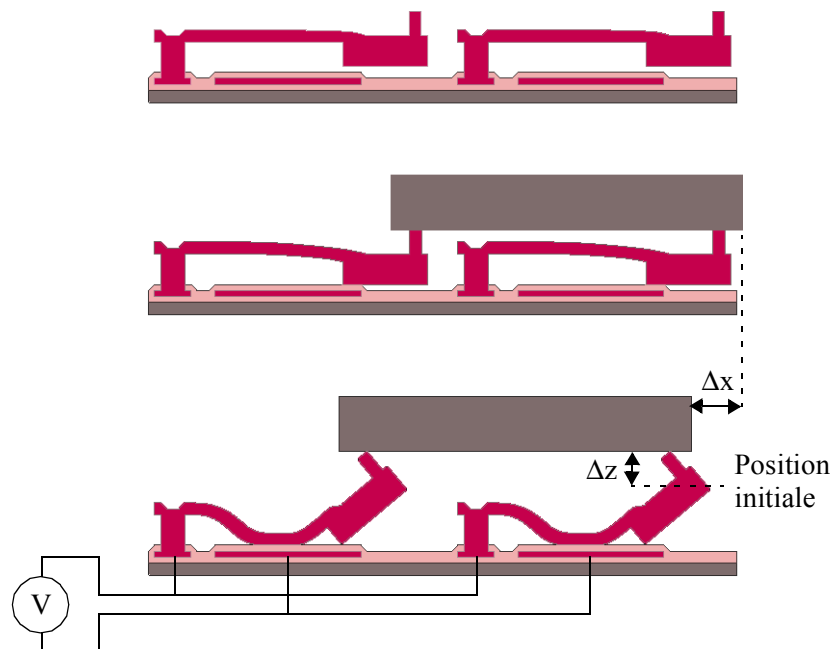


Figure 2 : Principe de l'actionneur.
La tension appliquée entre l'électrode enterrée et l'électrode mobile provoque l'élévation de l'extrémité libre, ainsi qu'un déplacement horizontal.

2.2 Estimation de la tension d'actionnement

L'actionnement électrostatique de deux conducteurs dont au moins un est mobile est déterminé par le rapport entre la force d'attraction coulombienne et la résistance mécanique qui s'oppose au déplacement de l'électrode mobile. La présence d'un point

d'équilibre instable permet de définir précisément, du moins en théorie, la tension limite au-delà de laquelle la force d'attraction l'emporte et l'actionnement se produit. Cette tension est appelée tension de *pull-in*.

2.2.1 Rappel : principe de la tension de *pull-in*

Considérons un cas simple constitué de deux plaques conductrices parallèles, dont une est fixée au substrat et l'autre est reliée à un ressort ayant une force de rappel linéaire (cf. figure 3). La force résultante F_r du système vaut :

$$F_r = F_{\text{électrostatique}} + F_{\text{mécanique}} = \frac{\epsilon S}{(d_0 - x)^2} \cdot \frac{V^2}{2} - k \cdot x \quad (\text{EQ. 1})$$

où k est la raideur du ressort, S la surface des plaques, V la tension appliquée entre les plaques, d_0 la distance entre les électrodes lorsque V est nulle, ϵ la permittivité du milieu et x la position de l'électrode mobile.

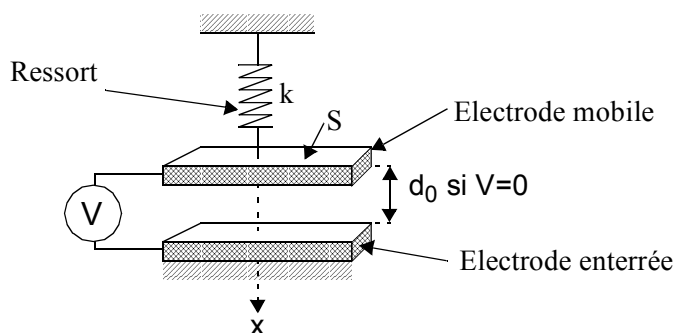


Figure 3 : Schéma pour la description du pull-in.

L'équilibre correspondant à $F_r=0$, on obtient l'équation suivante :

$$x(d_0 - x)^2 = \frac{\epsilon S V^2}{2k} \quad (\text{EQ. 2})$$

Au fur et à mesure que la tension V augmente, l'accroissement des charges sur les électrodes, nécessaire pour maintenir le potentiel constant, augmente le champ électrique et donc la force électrostatique. La distance entre les électrodes diminue progressivement

sous l'effet de cette force, ce qui a pour conséquence d'augmenter un peu plus sa valeur. On se trouve en présence d'un système à contre-réaction positive. Le point d'instabilité qu'est la tension de pull-in correspond au gain de 1 de la boucle de contre-réaction [2]. La force électrostatique l'emporte alors sur la force de rappel du ressort, et la plaque mobile vient soudainement se plaquer contre le substrat.

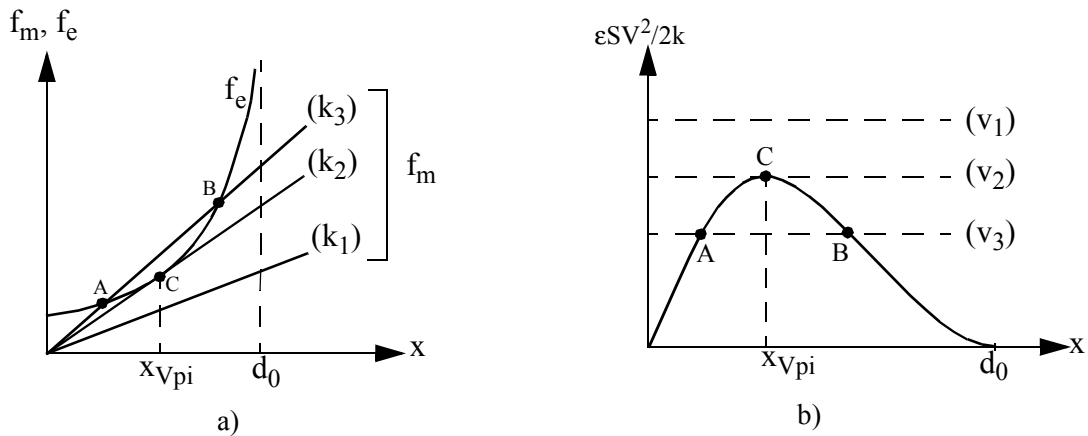


Figure 4 : Graphiques représentant pour trois cas particuliers : a) la force électrostatique et la force mécanique, b) les deux membres de l'équation (2).

Pour expliciter les différents cas de figures, on trace l'équation de la force électrostatique (f_e) et celle de la force mécanique (f_m) sur un même graphique (figure 4.a), ainsi que les deux membres de l'équation (2) (figure 4.b). On considère trois cas représentatifs, dépendant de la valeur de V .

- Cas (V_1) : la force électrostatique est toujours supérieure à la force de rappel, quelle que soit la position de la plaque mobile. Il n'y a pas de solution à l'équilibre autre que le collage électrostatique des plaques.
- Cas (V_3) : il existe deux solutions à l'équilibre A et B , mais seule la solution A est stable.
- Cas (V_2) : il existe un unique point à l'équilibre C . Si x diminue la position est stable, mais si x augmente elle devient instable et le collage des deux plaques se produit. C'est cette configuration qui correspond à la tension de *pull-in*.

Dans ce cas extrêmement simple on peut aisément déterminer la tension V et la position en x associée [3]. Mais pour des cas plus complexes, où non seulement la force électrostatique mais aussi la force mécanique sont non linéaires, une simulation numérique est nécessaire.

2.2.2 Modèle utilisé pour obtenir une estimation de la tension de *pull-in* des actionneurs

Le modèle consiste en une poutre encastree-libre reposant au niveau du stoppeur sur un appui simple fixe (cf. figure 5). La force électrostatique est exprimée initialement à l'aide d'une force constante q_0 , répartie entre l'ancre et le stoppeur. La charge supportée par l'actionneur est représentée par une force P_L appliquée au niveau de l'élévateur (figure 5-a). Pour calculer la déformation de la poutre, on remplace la charge répartie par sa charge ponctuelle équivalente P_0 (figure 5-b) et on intègre deux fois l'expression obtenue pour calculer le moment fléchissant. Deux nouvelles intégrations sont alors nécessaires pour déterminer l'équation $y(x)$ dite de la courbe déformée [4] à partir de l'équation d'équarrissage :

$$EI \cdot \frac{d^2 y}{dx^2} = \pm M \quad (\text{EQ. 3})$$

où y représente la flèche de la portion de poutre étudiée, M son moment fléchissant, E son module de Young et I son moment d'inertie. Le calcul numérique s'effectue ensuite de la manière suivante. On commence par déterminer la flèche maximale de la poutre. En considérant linéaire la variation de la force électrostatique entre l'ancre et la flèche maximale d'une part, puis entre la flèche maximale et le stoppeur d'autre part (figure 5-c), on calcule les deux forces ponctuelles équivalentes associées P_1 et P_2 , d'abscisse x_{p1} et x_{p2} , pour déterminer la nouvelle expression du chargement de la poutre et calculer sa déformée (figure 5-d).

Ce modèle comprend trois inconnues R_a , R_b et M_b , alors qu'il n'existe que deux équations d'équilibre statique (conservation des forces et conservation des moments). On dit que le système est statiquement indéterminé ou encore hyperstatique du premier degré. Plutôt que d'utiliser la méthode classique de superposition, nous allons faire appel aux fonctions singulières, particulièrement bien adaptées à ce type de problème [5].

On obtient les équations suivantes (le détail du calcul est donné en annexe) :

- pour $x=[L_2;0]$: $y_1(x) = \left[-\frac{P_L}{6}(x-L_2)^3 + C_1 \cdot x + C_2 \right] / (EI)$

avec $C_1 = \frac{1}{4L_1} [P_L L_2^3 - P_L L_2^2 L_2 - P_1 (L_1 - x_{P1})^2 x_{P1} - P_2 (L_1 - x_{P2})^2 x_{P2}]$

et $C_2 = -\frac{P_L \cdot L_2^3}{6}$

- pour $x=[0;x_{P1}]$: $y_2(x) = y_1(x) + \left(\frac{R_A}{6} \cdot x^3 \right) / (EI)$

avec $R_A = \frac{6}{L_1^3} \left[\frac{P_L L_2^3}{6} + \frac{P_1}{6} (L_1 - x_{P1})^3 + \frac{P_2}{6} (L_1 - x_{P2})^3 - C_1 L_1 - C_2 \right]$

- pour $x=[x_{P1};x_{P2}]$: $y_3(x) = y_2(x) - \left[\frac{P_1}{6} (x - x_{P1})^3 \right] / (EI)$

- pour $x=[x_{P2};L_1]$: $y_4(x) = y_3(x) - \frac{P_2}{6} (x - x_{P2})^3 / (EI)$

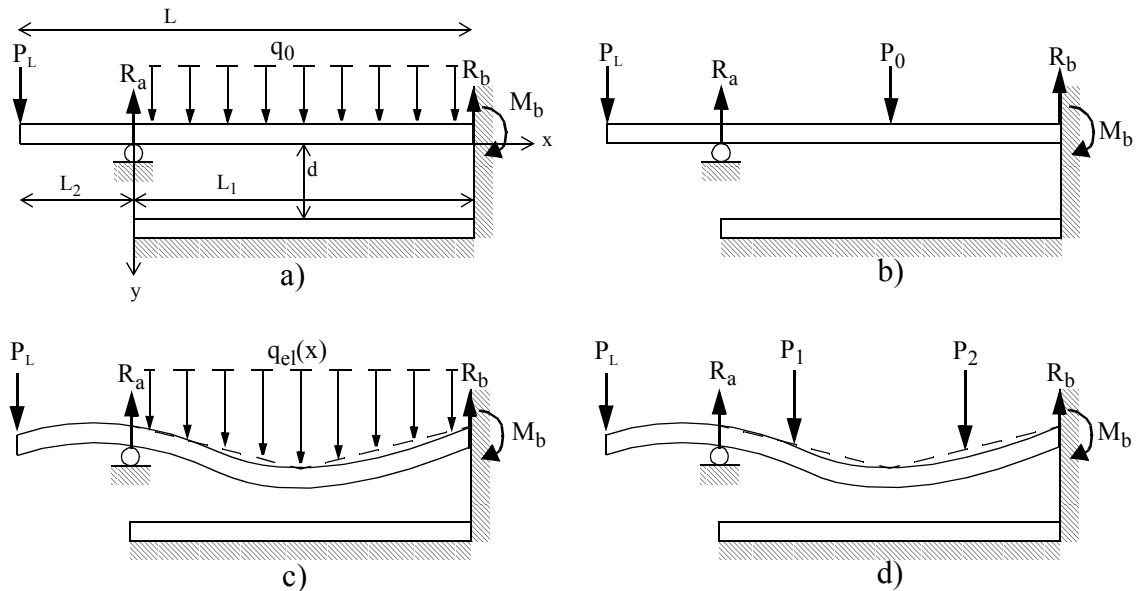


Figure 5 : Modèle simplifié de l'actionneur.
Pour calculer la déformation de la poutre, la charge électrostatique est linéarisée puis remplacée par deux charges ponctuelles équivalentes.

2.2.3 Résultats de simulation

La figure 6 représente la simulation de la flèche d'un actionneur non chargé en fonction de la tension appliquée à ses électrodes pour deux valeurs de L : 90 et 125 μm . Dans chaque cas, le calcul a été effectué avec un pas de 10, 1 et 0,1 V. La distance initiale de l'électrode mobile avec le substrat est de 1,5 μm . L_2 vaut 30 μm . On constate que seul un nombre important de pas de calcul donne une allure de courbe correcte. Ceci est dû à l'approximation faite sur le calcul de la force électrostatique, qui est d'autant plus grande que le pas est important. Avec un pas de calcul de 0,1 V, la tension de pull-in obtenue vaut 61 V pour l'actionneur dont la longueur du corps fait 125 μm et 121 V pour celui dont la longueur du corp vaut 90 μm .

L'évolution des tensions d'actionnement en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile est donnée dans le tableau 2. Le tableau 3 représente la tension d'actionnement en fonction de la charge sur l'extrémité libre de l'actionneur pour une épaisseur d'électrode de 1 μm .

Tableau 2 : Tension d'actionnement en fonction de l'épaisseur de l'électrode mobile.

épaisseur	0,75 μm	1 μm	1,25 μm	1,5 μm
$L_1=125 \mu\text{m}$	40 V	61 V	85 V	112 V
$L_1=90 \mu\text{m}$	79 V	121 V	169 V	222 V

Tableau 3 : Tension d'actionnement en fonction de la charge pour une électrode d'épaisseur 1 μm .

Force appliquée	0	2,5 μN	12,5 μN	62,5 μN
$L_1=90 \mu\text{m}$	121 V	123 V	130 V	165 V
$L_1=125 \mu\text{m}$	61 V	63 V	70 V	102 V

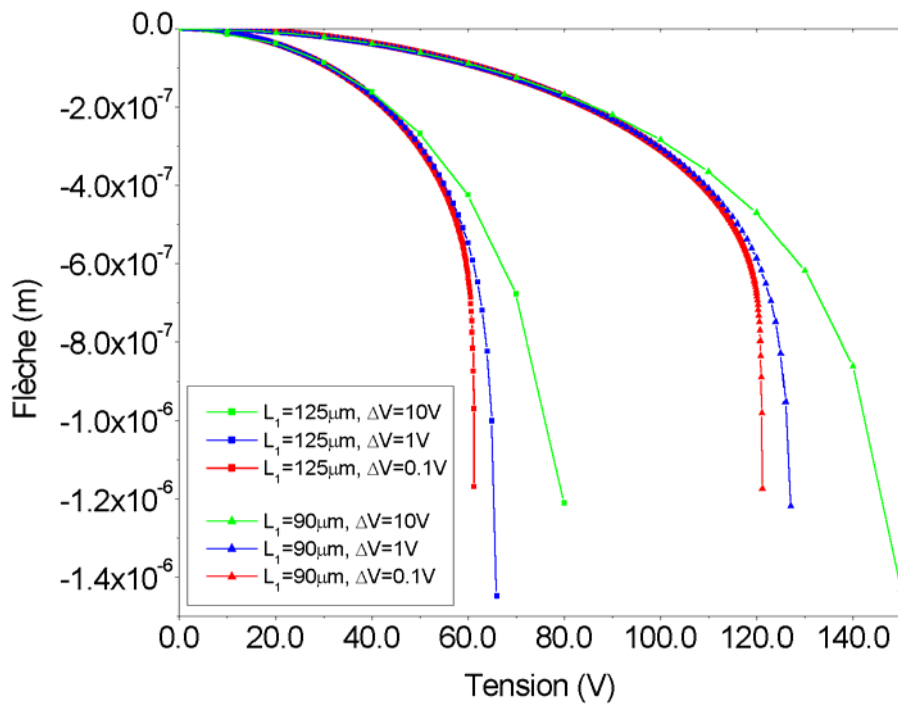








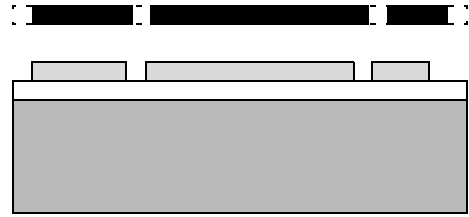
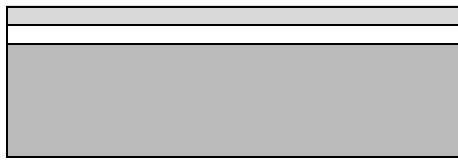
Figure 6 : Simulation de la flèche d'un actionneur non chargé en fonction de la tension appliquée à ses électrodes pour deux valeurs de L_1 : 90 et 125 μm . Pour chaque cas, le calcul a été effectué avec un pas de 10, 1 et 0,1V.

VII- 3 Premier procédé de fabrication

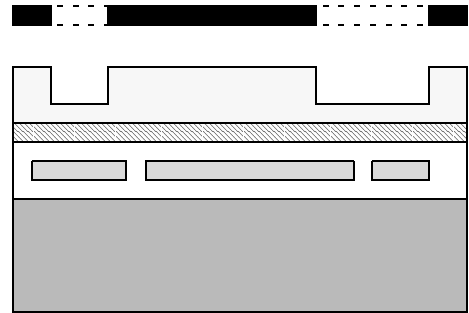
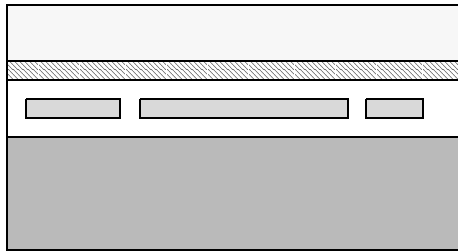
3.1 Procédé

Il s'agit d'un procédé à trois niveaux de polysilicium nécessitant 6 niveaux de masque. Les quatre premiers niveaux correspondent au procédé de fabrication des SDA développé par Akiyama *et al.* à l'université de Tokyo [1]. Le dernier niveau permet d'obtenir l'élévateur.

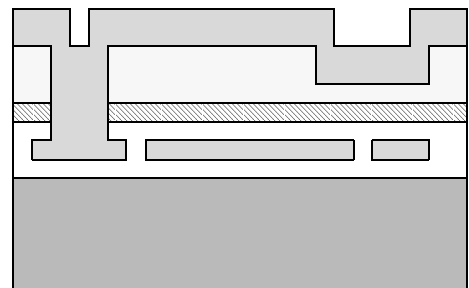
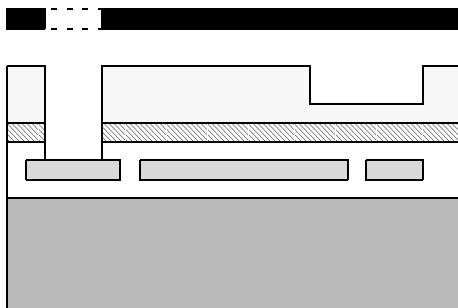
Légende :		poly-Si dopé		Si (substrat)		Si_xN_y
		SiO_2		LTO		poly-Si non dopé



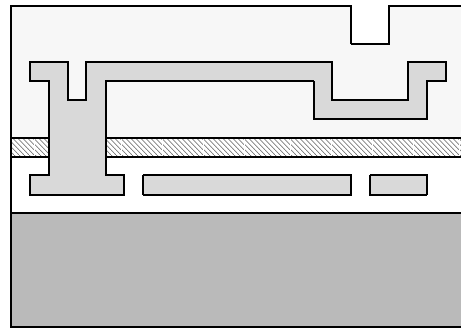
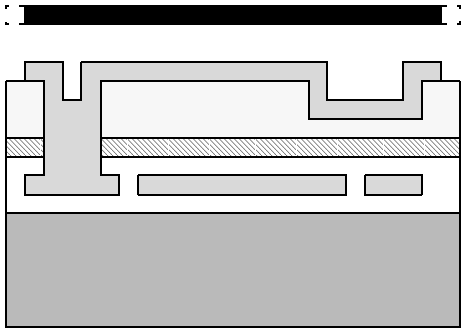
4. Sur un substrat de silicium (100), on fait croître une fine couche d'oxyde sec et on dépose un premier niveau de polysilicium dopé par LPCVD (Low Pressure Chemical Vapor Deposition). Celui-ci est ensuite gravé par RIE (Reactive Ion Etching) pour obtenir les électrodes enterrées.



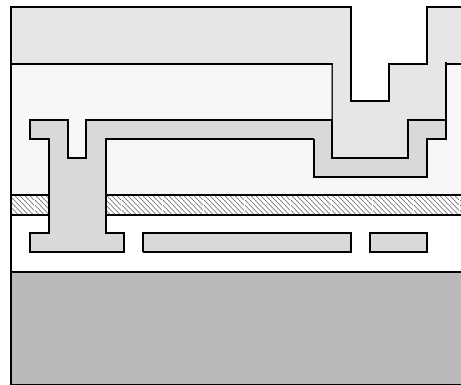
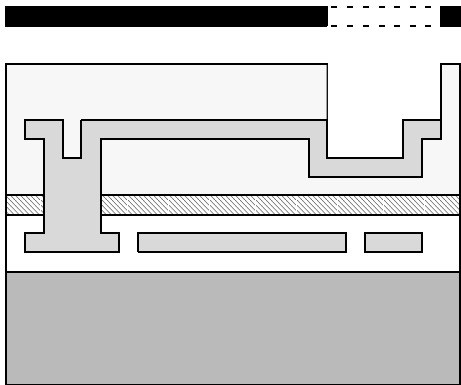
5. Les électrodes sont recouvertes d'un bicouche oxyde sec-nitride puis d'une épaisse couche (1,5 μm) d'oxyde basse-température (LTO, Low Temperature Oxide). Cet oxyde est alors partiellement gravé pour réaliser le moule des stoppeurs et le début des ancrés.



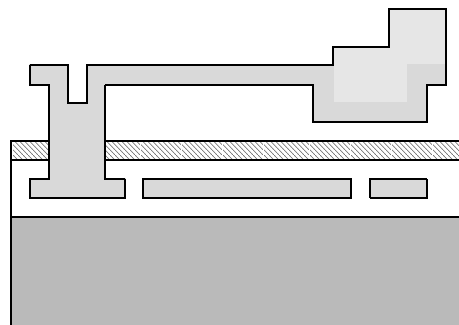
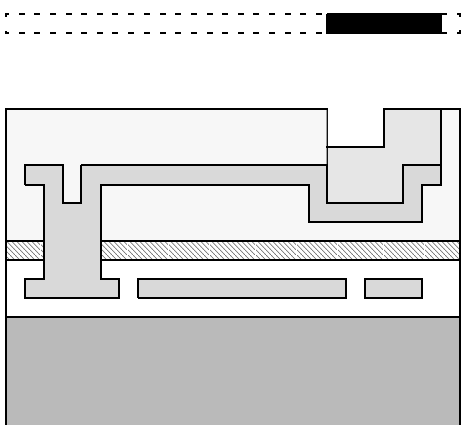
6. Un troisième niveau de masque permet de contacter au niveau des ancrés le polysilicium enterré à l'aide d'une gravure RIE. 1,5 μm de polysilicium dopé est ensuite déposé.



7. Le polysilicium est aminci afin de diminuer la raideur de l'actionneur. Une nouvelle photolithographie suivie d'une gravure RIE définit l'électrode mobile. Une seconde couche de LTO ($1,5 \mu\text{m}$) est déposée.



8. Un quatrième masque permet la gravure RIE du moule de l'élèveur. Du polysilicium non dopé est ensuite déposé par LPCVD.



9. Après une dernière série photolithographie/gravure RIE, l'actionneur est terminé. Pour finir, le LTO est attaqué chimiquement avec de l'acide fluorhydrique.

3.2 Simulations électro-mécaniques par éléments finis

Ces simulations ont été réalisées avec le logiciel CoventorWare™ CoSolver-EM. Il s'agit d'un solveur dit couplé qui effectue de façon itérative une simulation électrostatique puis mécanique. Pour chaque pas de tension défini dans la *trajectoire* (cf. tableau 4 et 5), le simulateur électrostatique calcule les forces en présence. Puis le simulateur mécanique calcule les déplacements et les contraintes associés.

Comme tous les logiciels éléments finis, la précision du calcul est d'autant meilleure que le maillage de la structure est dense. Afin de ne pas obtenir des temps de simulation supérieurs à 24 heures, des mailles tétraédriques à 13 noeuds de 20 μm de coté ont été choisies. Les dimensions des actionneurs sont identiques à celles du §2.2.3 de ce chapitre. Le dépôt des couches de polysilicium a été défini comme conforme. Les résultats sont synthétisés dans les tableaux 4 et 5 et les figures 7 et 8.

Tableau 4 : $L_1=90 \mu\text{m}$

Charge (MPa)	Trajectoire (V)	Pull-in	Δx (nm)	Δz (μm)
0	10-120 [10]	100		
0,01 (2,5 μN)	50-150 [10]	110	240	2,1
0,025 (6,25 μN)	50-150 [10]	130		
0,05 (12,5 μN)	50-150 [10]	160		

Tableau 5 : $L_1=125 \mu\text{m}$

Charge (MPa)	Trajectoire (V)	Pull-in	Δx (nm)	Δz (μm)
0	10-70 [5]	55	150	1,24
0,01 (2,5 μN)	10-70 [10]	60	145	1,16
0,05 (12,5 μN)	10-150 [10]	90	120	0,843
0,0625 (16,3 μN)	10-150 [10]	100	110	0,728

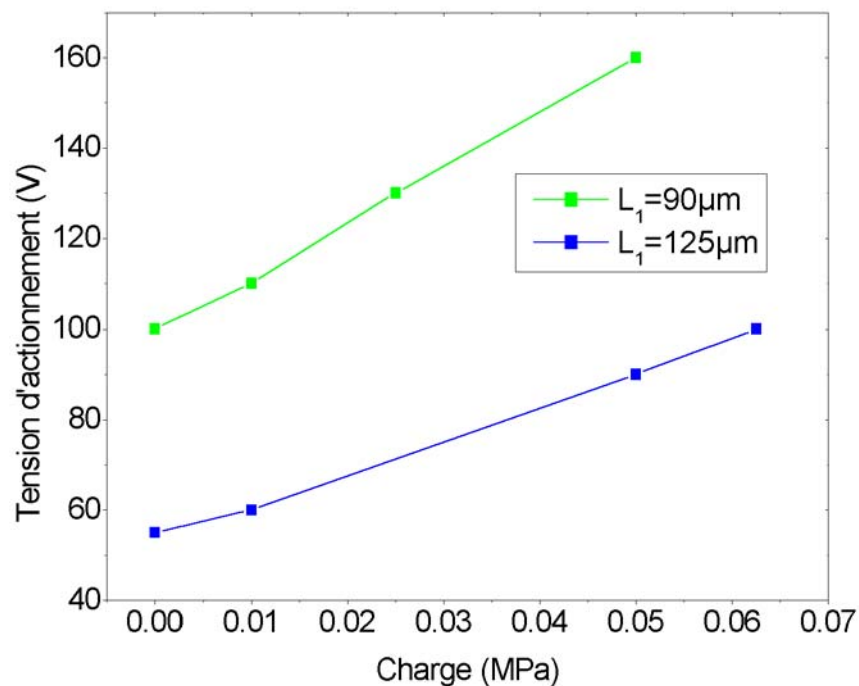


Figure 7 : Tension d'actionnement en fonction de la charge appliquée sur l'élevateur dont la surface est $250\ \mu\text{m}^2$, pour une électrode mobile d'épaisseur $1\ \mu\text{m}$. Simulation CoventorWare™ CoSolver-EM.

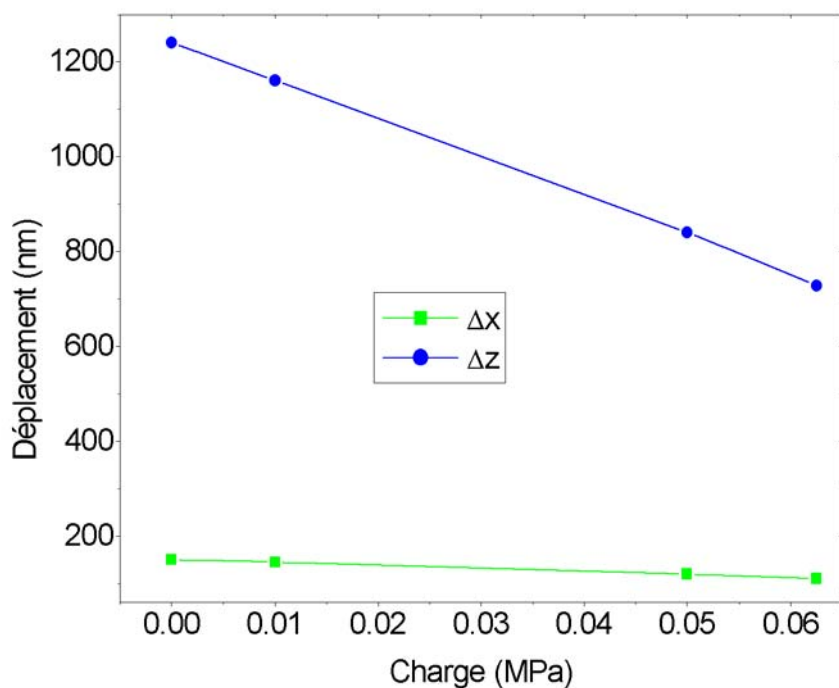


Figure 8 : Déplacement en x et en z d'un actionneur de longueur $L_1=125\ \mu\text{m}$ en fonction de la charge appliquée sur l'élevateur dont la surface est $250\ \mu\text{m}^2$. L'épaisseur de l'électrode mobile est de $1\ \mu\text{m}$. Simulation CoventorWare™ CoSolver-EM.

Les tensions de pull-in obtenues par des actionneurs à vide sont du même ordre de grandeur (à 20% près) que lors des simulations à partir du modèle. Dès qu'une charge est appliquée, les résultats des simulations par éléments finis deviennent largement supérieurs. Cette différence provient essentiellement des forces de friction au niveau du stoppeur qui ne sont pas prises en compte dans le modèle et qui sont d'autant plus importantes qu'une charge est appliquée sur l'élévateur.

3.3 Réalisation et actionnement à distance

Sur l'ensemble des CMS réalisés avec ce procédé, seuls quelques réseaux d'actionneurs ont pu être testés (cf. figure 9). La plupart des ancres n'ont pas résisté à l'étape de libération au HF. La raison principale est leur largeur trop faible (5 μm) qui ne permet pas une bonne adhérence entre les deux niveaux de polysilicium structurel. De plus on a constaté l'infiltration du HF dans l'oxyde servant à isoler l'électrode enterrée. Le nitrure, déposé par LPCVD, étant probablement trop en compression, des micro-fissures ont fait leur apparition.

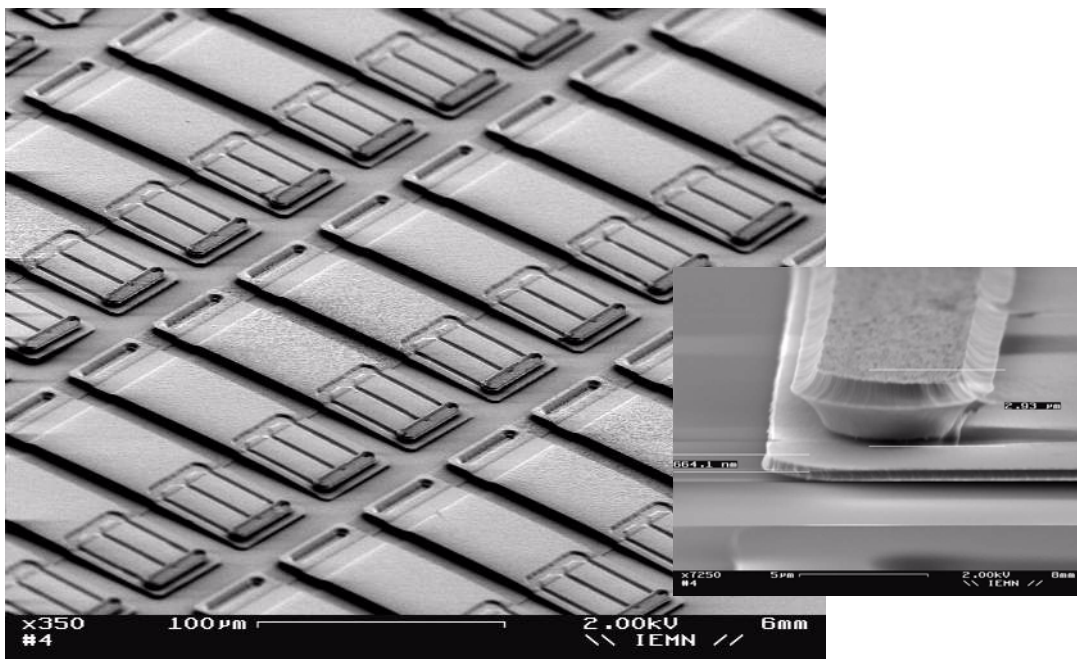


Figure 9 : Photographie MEB d'un réseau d'actionneurs avec une vue rapprochée de l'élévateur.

Les actionneurs fonctionnels ont été testés à l'aide de la carte décrite au §3.2 du chapitre III et de l'antenne n°3 décrite au §VI- 5 du chapitre VI. La tension d'actionnement à vide, pour des actionneurs de longueur 125 μm et dont l'épaisseur de l'électrode mobile est







0,67 μm , est 50 V. Le réseau d'actionneurs étant chargé par un substrat de silicium d'environ 500 μm x 500 μm et d'épaisseur 380 μm , cette tension augmente à 80 V.

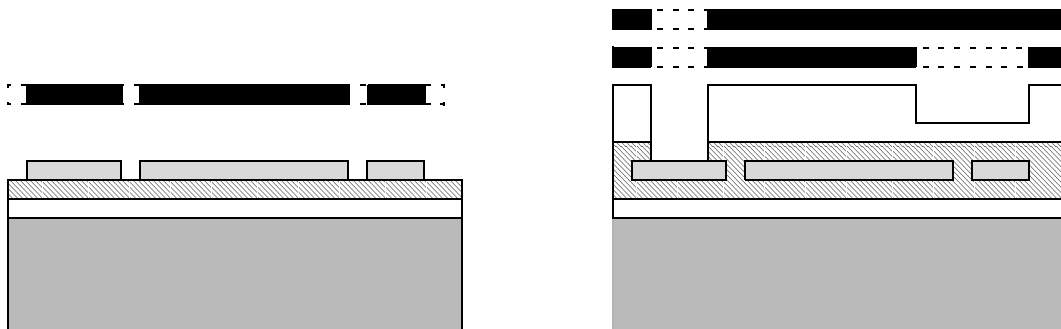
VII- 4 Deuxième procédé de fabrication

Afin d'avoir la possibilité d'intégrer la connexion du circuit haute-tension avec les actionneurs, d'améliorer la qualité des contacts et d'augmenter la taille des contre-bushing, un nouveau procédé permettant des connexions face avant / face arrière a été mis au point.

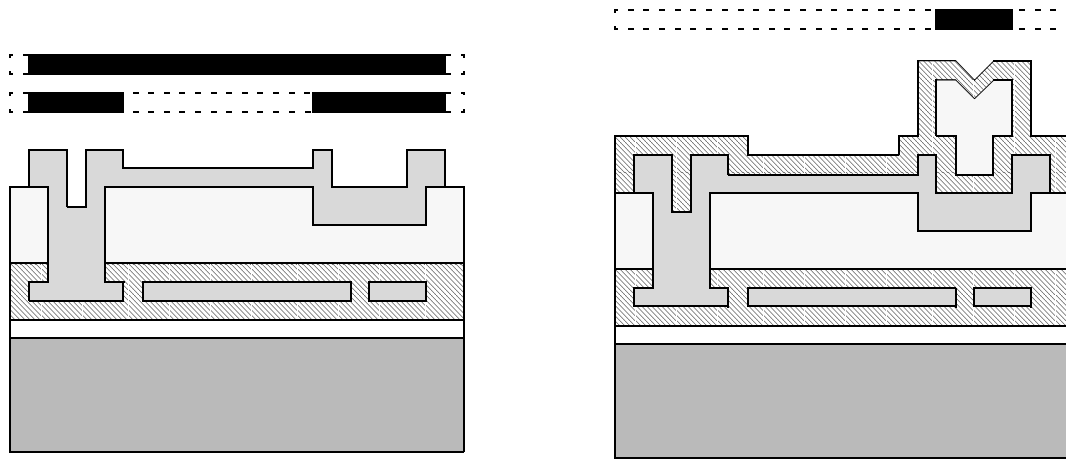
4.1 Procédé

Légende :

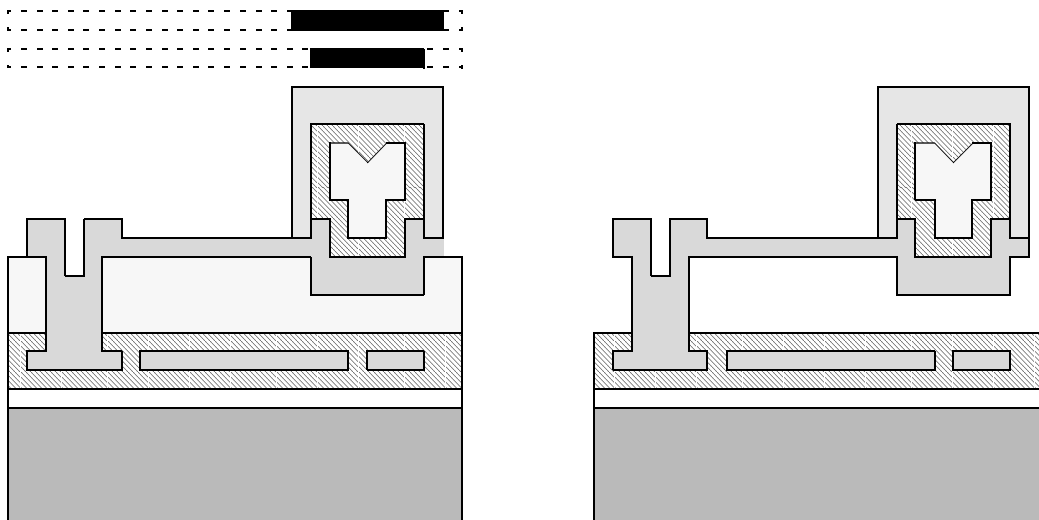
	poly-Si dopé		Si (substrat)		Si_xN_y
	SiO_2		LTO		poly-Si non dopé



1. A la différence du procédé précédent, le premier niveau de polysilicium est encapsulé dans du nitrure. Un film initial d'oxyde sec servira de couche d'arrêt pour l'attaque face arrière au KOH. L'absence d'oxyde immédiatement sous le polysilicium est nécessaire pour pouvoir ultérieurement établir le contact électrique (cf. annexe n° C). De plus, en cas d'infiltration du HF lors de l'étape de libération, les risques de mauvaise adhérence des ancrés seront limités.



2. Un masque supplémentaire est utilisé pour l'amincissement afin de ne pas diminuer la taille du contre-bushing et d'améliorer la rigidité des contacts. Le contre-bushing est cette fois réalisé à l'aide d'un oxyde épais (LTO) encapsulé dans du nitrure.



3. Le contre-bushing est recouvert de polysilicium non dopé afin d'augmenter encore sa hauteur. La connexion face avant / face arrière n'ayant pas encore été réalisée, on trouvera en annexe la description du procédé prévu.

4.2 Conclusion

Les modifications apportées aux dessins des masques, les modifications du procédé de fabrication, ainsi que l'utilisation d'un séchage au CO₂ supercritique ont permis une parfaite libération de l'ensemble des actionneurs. La figure 10 montre une photographie MEB d'une des structures, et la figure 11 une visualisation 3D obtenue à l'aide d'un microscope interférométrique.

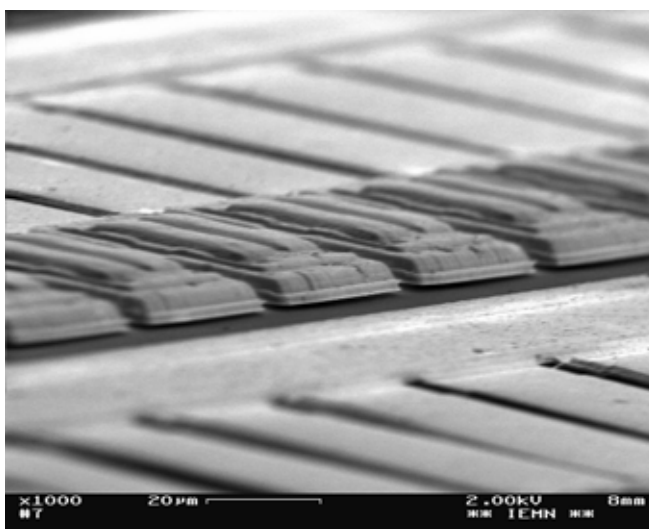


Figure 10 : Photographie MEB des actionneurs réalisés avec le second procédé de fabrication.

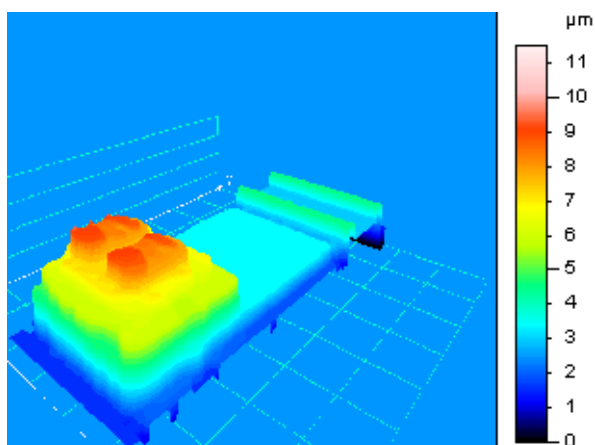


Figure 11 : Image d'un actionneur obtenu à l'aide d'un microscope interférométrique.

A ce jour, seul un actionnement sous pointes a été réalisé. Pour les actionneurs dont les dimensions du corps sont de $95 \times 60 \times 0,7 \mu\text{m}^3$, une tension de $\pm 50 \text{ V}$ est nécessaire pour que l'ensemble du réseau soit opérationnel. Celle-ci tombe à $\pm 10 \text{ V}$ pour ceux dont la longueur du corps vaut $130 \mu\text{m}$. Un temps de plusieurs dizaines de ms est nécessaire pour relâcher les structures entre deux actionnements. Un simple créneau $\pm V$ ne permet donc pas de faire fonctionner le dispositif. Il faut une commande $0/+V$ ou mieux, pour éviter les problèmes de stiction électrostatique, une commande $+V/0/-V/0$.

VII- 5 Références

- [1] T. Akiyama, D. Collard, and H. Fujita, "Scratch drive actuator with mechanical links for self-Assembly of three-dimensional MEMS", *Journal of MicroElectroMechanical Systems*, vol. 6, n°1, 1997, pp.10-17.
- [2] E. S. Hung and S. D. Senturia, "Extending the travel range of analog tuned electrostatic actuators", *Journal of MicroElectroMechanical System*, vol. 8, n°4, 1999, pp. 497-505
- [3] S. D. Senturia, *Microsystem Design*, Kluwer Academic Publishers, 2001, p. 136.
- [4] S. Timoshenko, *Strength of materials*, 3rd ed., vol. 1, New-York : Van Nostrand, 1955
- [5] A. Bazergui, *Résistance des matériaux*, 2^{ème} ed., Ecole polytechnique de Montréal, 1993, p. 99.

Chapitre VIII

TEST DU CIRCUIT INTÉGRÉ HAUTE-TENSION

Ce chapitre décrit l'ensemble des expériences qui ont permis de caractériser le circuit intégré haute-tension réalisé dans la technologie mixte AMI Semiconductor I²T100 CMOS. Les différentes fonctionnalités ont été évaluées de façon indépendante, puis le circuit a été testé dans sa globalité.

VIII- 1 Introduction

Les tests du circuit (cf. figure 1) ont nécessité la réalisation d'une interface supplémentaire mettant en oeuvre un microcontrôleur de type PIC entre le PC et la carte d'émission. Cette carte, réalisée par un ingénieur récemment diplômé de L'ISEN (Institut Supérieur d'Electronic du Nord), permet un contrôle précis de la trame logique à 13,2 kHz servant à moduler la porteuse à 13,56 MHz. Toutes les mesures de ce chapitre ont été effectuées à l'aide d'une sonde d'oscilloscope présentant une impédance d'entrée composée d'une capacité de 8 pF et d'une résistance de 10 M Ω .

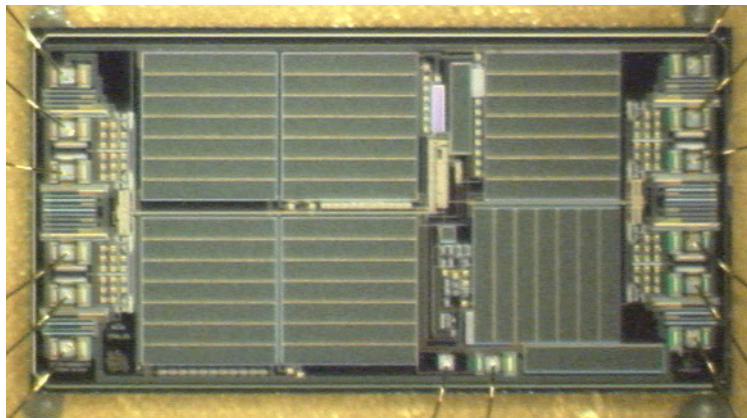


Figure 1 : Photographie du circuit intégré.

L'antenne de réception utilisée a été usinée sur une plaque pour circuit imprimé comprenant une couche de cuivre de 30 μm . Elle est composée de 7 tours de 200 μm espacés de 200 μm . Son diamètre extérieur est de 2 cm. Sa valeur inductive est de 1,9 μH et sa résistance de perte 3 Ω . L'antenne d'émission consiste en quatre spires circulaires de diamètre 7 cm, constituées d'un fil de cuivre de 1 mm de section ayant une valeur inductive de 1,8 μH .

Les résultats ont été obtenus avec les antennes en contact et ont nécessité une puissance à l'émission de 6 W. Avec une puissance émise de 9 W, la distance maximale entre les antennes est de 1 cm pour un bon fonctionnement du circuit. La présence de plots de *bonding* sur les sorties du redresseur/multiplicateur, du régulateur 5V, du générateur d'horloge,

et du démodulateur a permis de tester indépendamment la plupart des fonctionnalités du circuit.

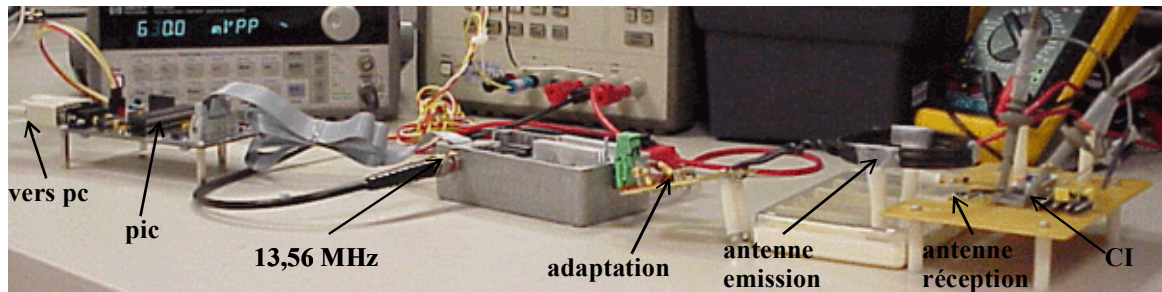


Figure 2 : Photographie de l'expérimentation.

VIII- 2 Tests préliminaires

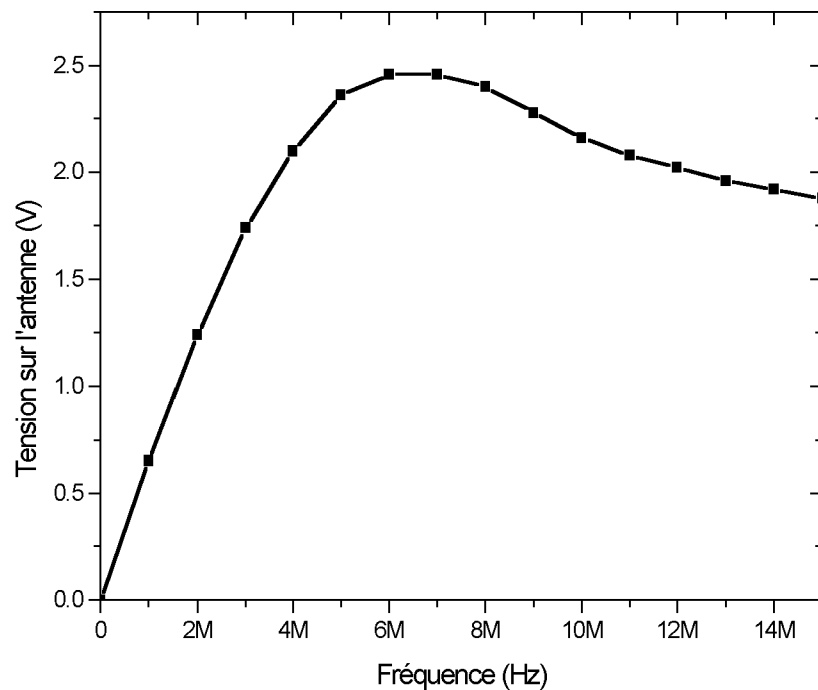


Figure 3 : Tension à l'entrée du circuit pour une antenne de $1,9 \mu\text{H}$ et une capacité parallèle de 228 pF .

2.1 Capacité d'entrée

Pour déterminer la capacité de charge sur l'antenne du circuit C_{in} , un circuit RLC parallèle constitué d'une antenne spirale, d'une capacité de 220 pF et du circuit intégré est excité par un signal sinusoïdal de $2,5 V_{crête}$ dont on fait varier la fréquence. La courbe de la tension obtenue aux bornes du circuit bouchon est donnée figure 3. La résonance apparaissant à 6,5 MHz, C_{in} est évaluée à 88 pF. Pour travailler à 13,56 MHz, il faudrait donc idéalement une antenne de 1,6 μ H.

2.2 Puissance consommée

Pour déterminer la puissance consommée par le circuit, on considère que la force électromotrice induite aux bornes de l'antenne est équivalente à un générateur de tension E_g présentant une résistance d'entrée R_g . A la résonance, le circuit d'entrée se limite alors à celui de la figure 4 où R_i est la résistance interne du circuit et vaut :

$$R_i = \frac{R_g \cdot V_{in}}{E_g - V_{in}} \quad (\text{EQ. 1})$$

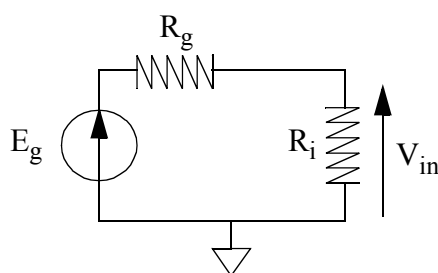


Figure 4 : Schéma équivalent de l'étage d'entrée à la résonance. V_{in} est la tension induite aux bornes de l'antenne, R_i la résistance interne du circuit, E_g le générateur équivalent à la f.e.m. induite et R_g sa résistance interne.

La figure 5 nous donne la tension V_{tank} induite aux bornes de l'antenne accordée avec une capacité discrète de 88,6 pF (plus les 8 pF de la sonde), pour différentes valeurs de résistance de perte R_p placées en parallèle. La résistance R_g correspondant à la résistance

donnant $V_{tank}=E_g/2$, on trouve $R_g=325 \Omega$. La puissance active maximale disponible est alors de 290 mW. Si maintenant on remplace la capacité discrète par le circuit, la tension aux bornes de l'antenne n'est plus que de 20 V. D'après l'équation (1), la résistance interne du circuit vaut $R_i=325*20/(27,5-20) = 867 \Omega$. La puissance consommée par le circuit est donc de $20^2/(2*867)= 231 \text{ mW}$.

On peut noter que l'accord n'est pas parfait à 13,56 MHz du fait de la présence de la capacité de la sonde et de la valeurs un peu trop importante de l'inductance. Par conséquent toute la puissance disponible n'est pas restituée.

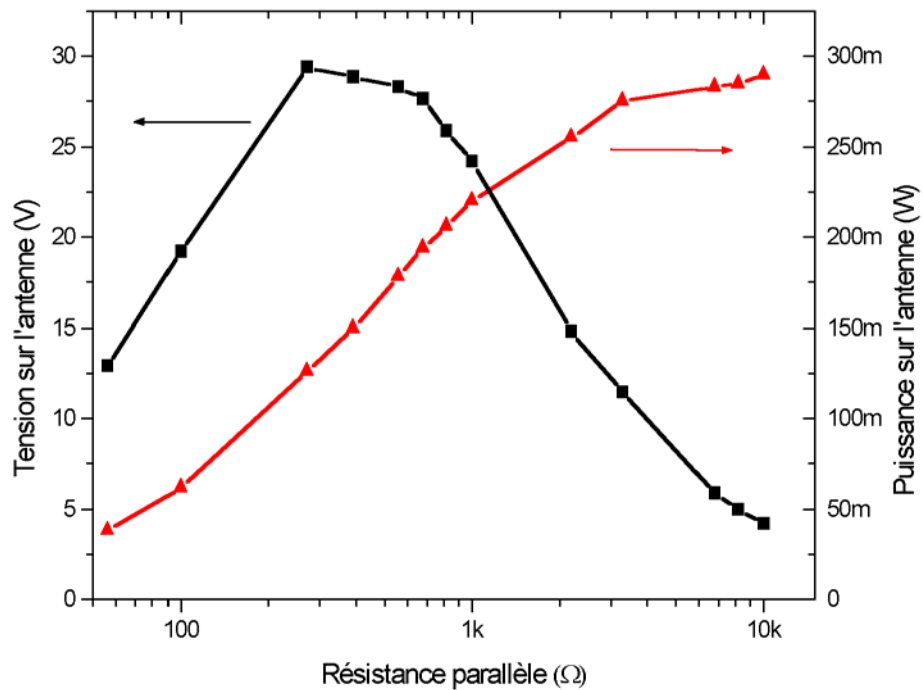


Figure 5 : Tension induite et puissance associée aux bornes de l'antenne accordée par une capacité de 88,6 pF pour différentes résistances de perte.

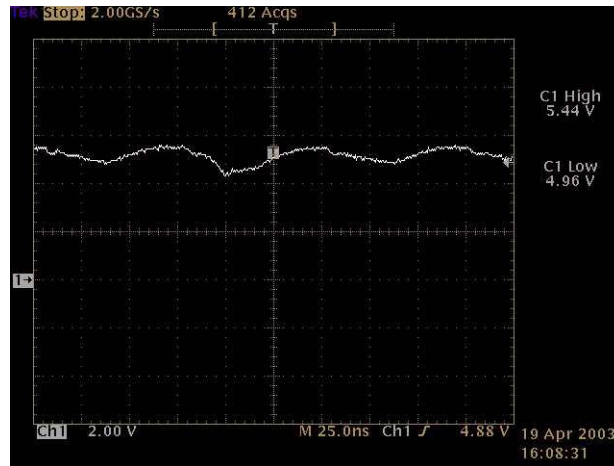


Figure 6 : Oscillogramme de la sortie du régulateur de tension.

VIII- 3 Tests des différents blocs

3.1 Test du régulateur 5V

Le régulateur 5V fourni une tension comprise entre 4,96 V et 5,44 V comme le montre la figure 6.

3.2 Test du redresseur/quadrupleur

Le redresseur présente un gain parfaitement linéaire de 1,4 au lieu du quadrupleur attendu. En se replongeant dans la description du *design kit*, on constate que les capacités haute-tension possèdent une capacité parasite, sur une de leurs électrodes, dont la valeur est approximativement de 2/3 de leur valeur nominale, et que celle-ci n'est pas prise en compte dans le modèle de simulation. De même les diodes utilisées ont une capacité parasite sur la zone dopée n de 104 pF/mm², elle aussi non incluse dans le modèle Spice. La surface de la jonction étant de 60x60 μm², sa valeur est de 375 fF et peut être considérée comme négligeable dans cette étape. Après examen du layout, la configuration réelle du quadrupleur est donnée figure 7. Si les capacités sur les noeuds *c* et V_{redr} n'ont aucun effet sur la valeur de la tension de sortie, en revanche sur le noeud *a*, on est en présence d'un

diviseur de tension capacitif de l'ordre de 1/2.

Il pourrait être judicieux d'inverser la polarité de la capacité sur l'entrée afin de ramener la capacité parasite en parallèle avec l'antenne. Il faudrait alors diminuer sa valeur inductive pour rester à l'accord, ce qui aurait pour conséquence de diminuer la tension reçue. Pour ce qui est de la capacité située entre le noeud *a* et *b*, il n'y a par contre rien à faire. En supprimant le dernier étage, on obtiendrait alors un gain proche de trois.

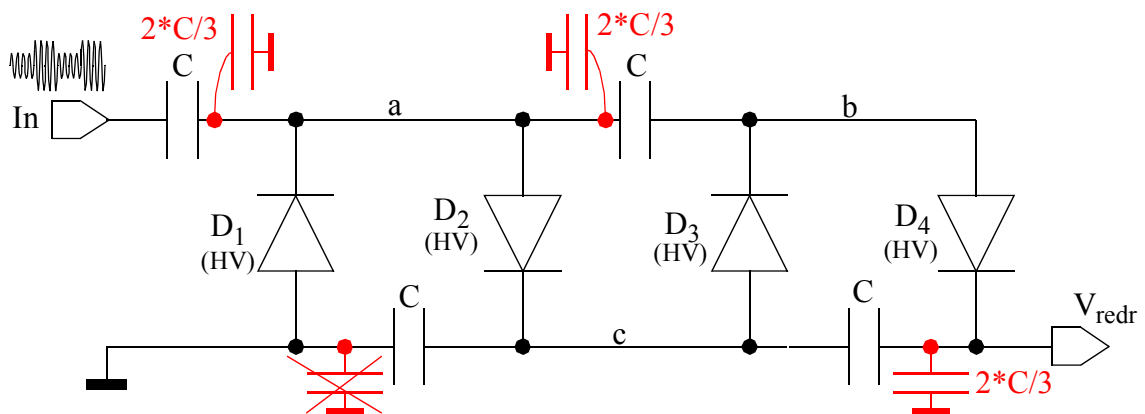


Figure 7 : Schéma du quadrupleur/redresseur implémenté incluant les principales capacités parasites avec le substrat.

Une solution plus pertinente permettrait d'obtenir un gain de trois sans ramener de capacité supplémentaire sur l'entrée. Pour cela il est nécessaire de modifier le layout de la capacité. Celle-ci étant constituée d'un tri-couche métal2/métal1/polysilicium où le métal2 est électriquement relié au polysilicium, il suffirait de rompre cette connexion pour que la capacité parasite présente principalement sur le polysilicium se retrouve uniquement en sortie. La figure 8 montre cette implémentation.

L'implémentation en discret du circuit a permis d'atteindre 65 V, soit un gain de 3,5.

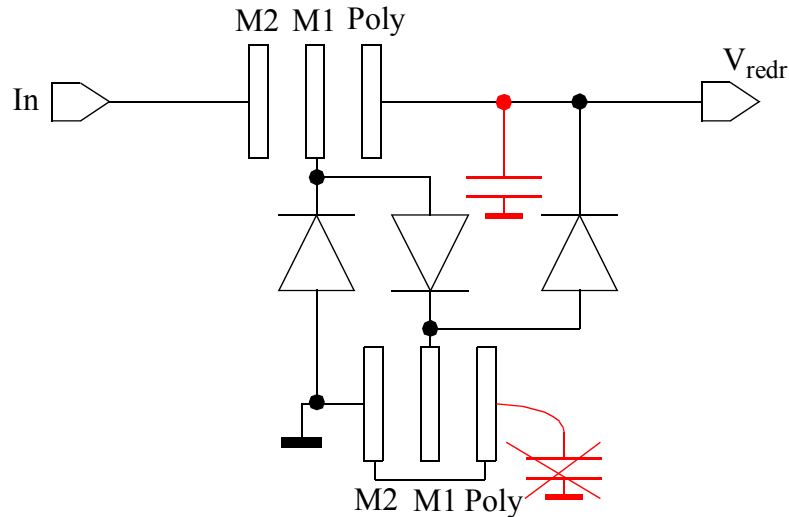


Figure 8 : Implémentation permettant un gain de trois sans ramener de capacité sur l'entrée.

3.3 Test du démodulateur

La figure 9 montre la sortie du démodulateur ainsi que le signal modulé sur l'antenne. On constate un délai d'environ $10 \mu\text{s}$ avec la porteuse sur le front descendant. L'ajout d'une capacité de quelques dizaines de pF permet de fortement diminuer les oscillations résiduelles sur le signal.

Sur la figure 10 sont représentées les valeurs extrêmes des niveaux hauts et bas de V_{in} en fonction du taux de modulation. La tension maximum autorisée sur V_{in} est de 19 V au lieu des 25 V prévus. Il apparait deux zones de fonctionnement selon que le niveau bas de V_{in} est inférieur ou non à 11 V. Pour les valeurs inférieures, la diode Zener servant à décaler la tension d'enveloppe (cf. figure 8 du chapitre V) n'est plus passante et c'est l'ensemble du comparateur qui reste bloqué au niveau bas, permettant ainsi au signal démodulé de rester correct.

Le démodulateur fonctionne à partir d'un taux de modulation de 6 %, ce qui correspond à la tension de seuil des diodes situées entre l'entrée plus et moins du comparateur. Pour l'actionnement d'un dispositif électrostatique, le taux de modulation optimum est de 25 % car c'est le taux minimum permettant d'obtenir la tension la plus élevée.

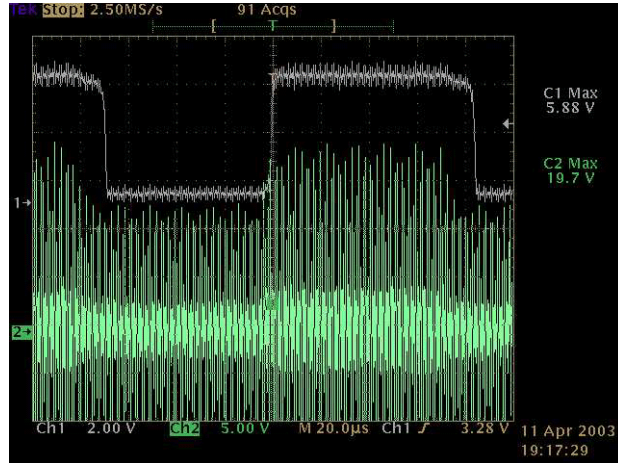


Figure 9 : Oscillogramme de V_{in} et de la sortie du démodulateur.

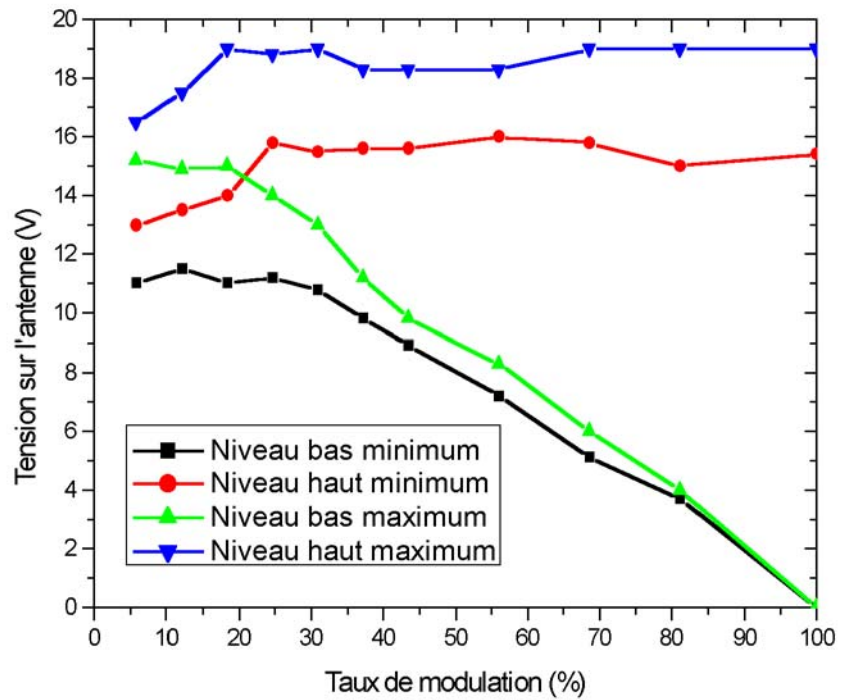


Figure 10 : Valeurs maximales et minimales de V_{in} en fonction du taux de modulation pour les niveaux hauts et bas, garantissant une démodulation correcte.
Remarque : les valeurs de V_{in} sont inférieures de 10 % aux valeurs exactes du fait de la présence de la capacité de sonde.

3.4 Test de l'horloge

Le générateur d'horloge est la seule partie du circuit qui ne fonctionne pas à 13,56 MHz, son état restant toujours à 5V. En jouant sur la fréquence de la porteuse, l'horloge se met à fonctionner à partir de 75 kHz, ce qui laisse supposer la présence d'un filtre passe-bas sur l'entrée des portes inverseuses. Celui-ci est dû à la capacité parasite des 7 diodes servant à fixer les niveaux logiques, et une importante résistance de 764 kΩ servant à limiter la consommation de cet étage (cf. §3.4 du ch. VIII). La capacité associée à cette fréquence de coupure est de 2,8 pF, ce qui correspond bien à sept fois la capacité des diodes. Pour fonctionner correctement il aurait fallu dimensionner la résistance à une valeur inférieure à 4,2 kΩ. Pour y remédier, le montage de la figure 11 a été implémenté à l'aide de composants discrets.

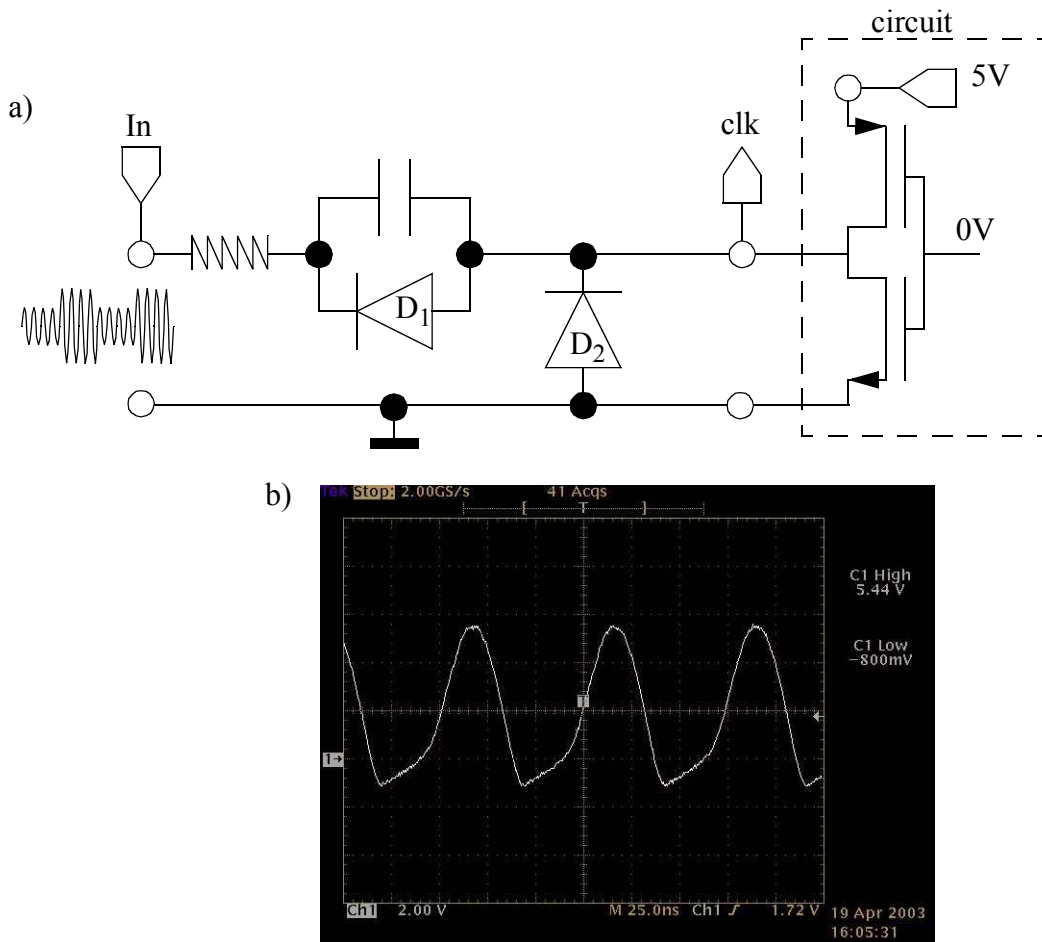


Figure 11 : a) Circuit supplétif au générateur d'horloge implémenté en composants discrets. b) Oscillogramme du signal obtenu.

3.5 Test de la partie numérique

Pour le test du bloc numérique, le 5 V, la haute tension et l'horloge sont fournis par des générateurs tandis que le signal modulant est pris directement à la sortie du convertisseur courant/tension de la carte d'émission présentée au §3.2 du chapitre III. La correspondance entre la commande et les sorties actionnées est similaire à celle prévue (cf. tableau 1 du ch. V), pour une période d'horloge inférieure de 1023 à 1024 fois la durée d'un bit du modulant. L'utilisation de générateurs nous a par ailleurs permis de tester le bon fonctionnement du circuit jusqu'à 100 V, tension que nous n'avons pu obtenir par téléalimentation.

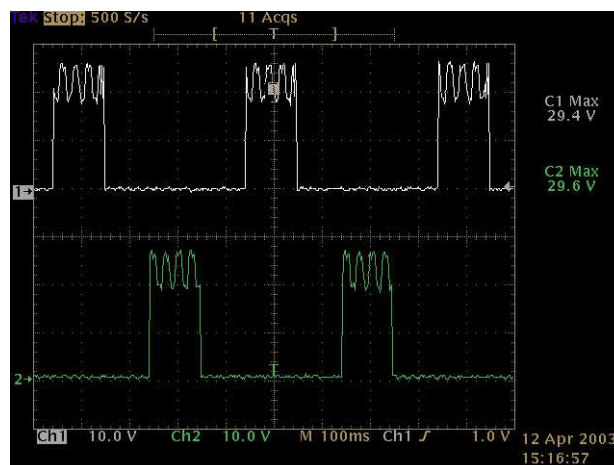


Figure 12 : Oscillogramme de l'actionnement d'une sortie sans charge (deux sorties correspondant à une même électrode).

VIII- 4 Test du circuit complet

Lors du test du circuit complet, il a été constaté une certaine instabilité de l'actionnement due vraisemblablement aux légères variations de phase sur le signal d'horloge qui, à cause des capacités parasites des diodes, n'est pas complètement décorrélé des variations d'amplitude de la porteuse. Il s'avère donc nécessaire d'implémenter en discret le circuit du générateur d'horloge initialement prévu. L'alternance d'une même

commande sur deux électrodes fonctionne correctement, comme le montre la figure 13.

4.1 Test en charge capacitive

Le circuit a été testé avec des charges capacitives allant jusqu'à 220 nF. La tension reçue ne s'est pas écroulée sous l'effet du courant. En considérant la capacité chargée au bout de $5*RC$, la résistance de sortie du circuit est estimée à 18 k Ω .

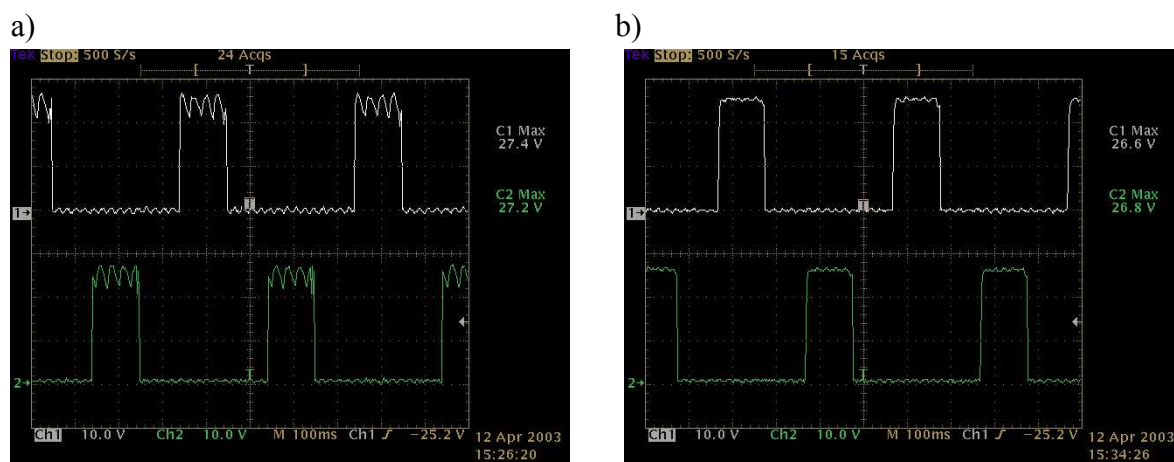


Figure 13 : Oscillogramme d'une sortie chargée par a) 1 nF, b) 100 nF.

4.2 Test en charge résistive

Logiquement, la présence d'une charge résistive fait diminuer la tension induite aux bornes de l'antenne du fait de la dégradation du coefficient de qualité du résonateur RLC (cf. figure 14). A moins d'augmenter le taux de modulation, au dessous de 15 V en sortie (ce qui équivaut à 11 V sur l'antenne) le démodulateur ne fonctionne plus. Il est alors nécessaire d'augmenter la puissance à l'émission pour maintenir la tension induite à un niveau suffisant. En fonctionnement normal, c'est à dire sans jouer sur le taux de modulation ou la puissance d'émission, le circuit a permis de fournir jusqu'à 15 V sous 10 k Ω , soit un courant de 1,5 mA, comme le montre la figure 15.

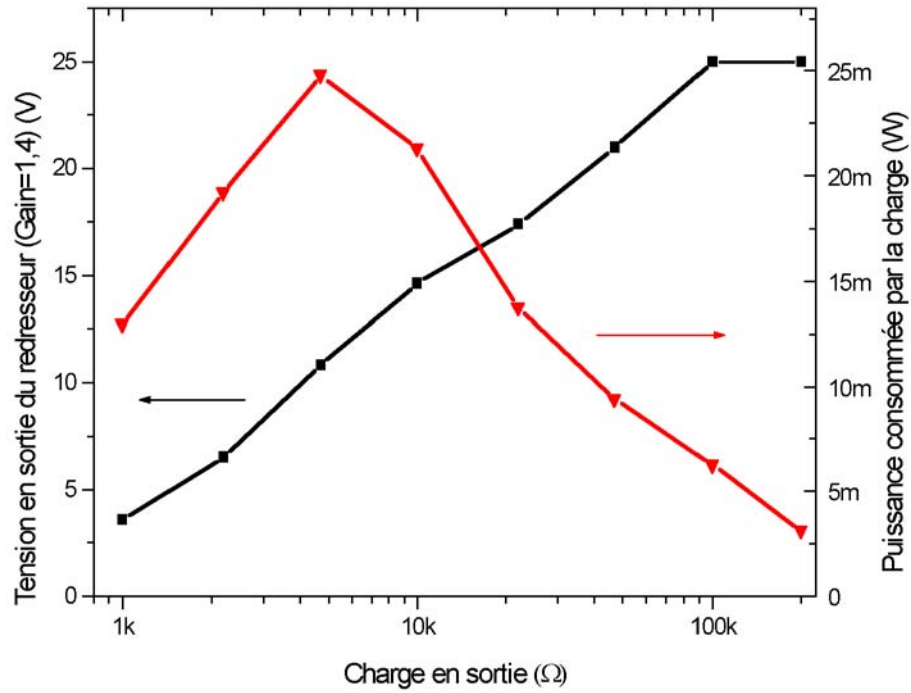


Figure 14 : Tension en sortie du multiplieur pour différentes valeurs de charges résistives, sans modifier la puissance à l'émission, et puissance associée. Remarque : Une fois que $V < 15V$, il est nécessaire d'augmenter le taux de modulation au fur et à mesure que la tension diminue.

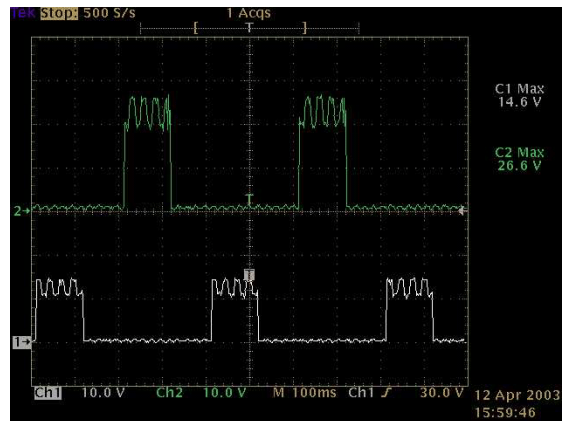


Figure 15 : Oscillogramme des deux électrodes d'une même sortie dont l'une d'elles est chargée par une résistance de 10 kΩ.

VIII- 5 Conclusion

Les tests ont montré le bon fonctionnement de chacune des parties du circuit à l'exception du redresseur/multiplicateur de tension et du générateur d'horloge. La non prise en compte des capacités parasites avec le substrat des capacités et des diodes haute-tension lors de la phase de conception a eu pour conséquence de limiter le gain du multiplicateur à 1,4 au lieu de 4 et d'obtenir une horloge jusqu'à 75 kHz au lieu de 13,56 MHz. Ces deux fonctions peuvent être implémentées en composants discrets afin de réaliser les performances attendues.

Ces capacités parasites sont à l'origine d'une capacité de 88 pF sur l'antenne qui ne permet pas d'utiliser les inductances réalisées sur substrat époxy, dont la valeur inductive est trop importante pour un couplage à 13,56 MHz. Une antenne en cuivre sur un circuit imprimé a dû être fabriquée pour les tests. Cela a pour conséquence de réduire la puissance reçue et donc de limiter la distance autorisée entre les antennes pour une même puissance à l'émission.

Le circuit consomme 230 mW et est capable de fournir une puissance maximale de 23 mW en sortie, des tensions variants entre 15 et 65 V, et un courant jusqu'à 1,5 mA pour une puissance minimum d'émission de 6 W. Des charges très fortement capacitives de plusieurs centaines de nF peuvent être commandées.

Lors d'un *run* ultérieur, il suffira de réduire d'un facteur 200 une résistance pour obtenir une horloge à 13,56 Mhz et de modifier la polarité des capacités du multiplicateur de tension pour obtenir un gain de trois. En contre partie, la consommation sera plus importante.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Dans ce manuscrit ont été présentés l'étude, la réalisation et le test des trois composants nécessaires pour la réalisation d'un microrobot alimenté à distance par couplage électro-magnétique : à savoir une antenne à fort coefficient de qualité; un circuit intégré de commande; et un système d'actionneurs distribués réalisés en polysilicium à commande électrostatique.

L'antenne, obtenue à l'aide d'une électrolyse d'or de 30 μm sur un substrat constitué de résine *SU8*, présente un coefficient de qualité de 29 à 13,56 MHz, avec un maximum de 37 à 19 MHz. Sa réalisation sur un substrat isolant en epoxy permet de s'affranchir des pertes par insertion et d'alléger la charge supportée par le robot.

Le circuit intégré a été réalisé dans une technologie acceptant des tensions jusqu'à 100 V. Il permet d'actionner de façon asynchrone quatre sorties grâce à une information transmise par modulation d'amplitude de la porteuse à 13,56 MHz. Spécialement dédié pour un actionnement électrostatique, il permet d'alterner chaque commande sur deux électrodes afin d'éviter la stiction des dispositifs par accumulation de charges électriques. La non prise en compte des capacités parasites sur certains composants lors de la phase de conception a nécessité l'implémentation en composants discrets du générateur d'horloge et du circuit permettant de générer une tension continue égale à 3,5 fois la tension crête de la porteuse. Le circuit consomme 230 mW et est capable de fournir au maximum 23 mW. La tension crête aux bornes de l'antenne de réception doit être comprise

entre 12 et 20 V, ce qui fixe une limite théorique de 80 V sur les sorties.

Les actionneurs ont été réalisés selon deux procédés de fabrication. A l'issue du premier *run*, quelques actionneurs ont pu être testés par télé-alimentation, une mauvaise adhérence avec le substrat rendant les structures extrêmement fragiles lors de l'étape de libération au HF. Des tensions d'actionnement comprises entre 50 et 80 V ont été obtenues. La deuxième réalisation, plus robuste, a pour l'instant été testée uniquement sous pointes. Des tensions comprises entre 10 V et 50 V sont nécessaires selon les dimensions des structures. Dans les prochaines semaines, les tests par télé-alimentation vont être effectués pour obtenir le fonctionnement des dispositifs en tant que micro-conoyeurs.

Ce travail est à notre connaissance la première réalisation permettant, à distance, la commande asynchrone d'un dispositif MEMS par couplage inductif, et la première réalisation d'un système de déplacement à cils télé-alimenté. Plusieurs difficultés d'importance variable ont été rencontrées. Les problèmes les plus facilement résolubles sont ceux induits par la présence de capacités parasites sur les diodes et les capacités haute-tension. Nous avons vu au ch. VIII que de simples modifications du circuit permettront de supprimer la capacité de charge sur l'antenne de réception, de doubler le gain du multiplieur de tension et d'augmenter la fréquence de coupure du filtre passe-bas présent sur l'entrée de l'horloge. Ces deux fonctionnalités peuvent d'ailleurs dès à présent être implémentées en composants discrets.

D'autres points demandent un complément d'étude. Il peut être intéressant, par exemple, d'optimiser le démodulateur afin que celui-ci accepte une plus grande plage de tension sur l'antenne. Cela permettrait de rendre le fonctionnement du circuit moins tributaire de la consommation en sortie et de la position relative des deux antennes. On pourrait alors envisager la commande d'actionneurs thermiques. De plus, la position de l'antenne de réception sera moins critique par rapport à celle de l'émission, ce qui donnera un plus grand champ d'action au robot. Cela permettra aussi d'actionner les sorties avec des tensions allant jusqu'à 100V au lieu des 80 V actuellement possible.

La consommation du circuit, comparée à la puissance disponible en sortie, est importante. Il serait utile d'optimiser chaque étage dans cet objectif, voir de repenser la structure de certaines parties comme le circuit d'horloge. Enfin, l'assemblage final des différents composants doit être étudié de près. La manipulation du robot étant très délicate,

il convient de réunir les actionneurs, l'antenne et le circuit avant l'étape de libération au HF, et donc de prévoir une encapsulation de la face-avant.

Les limitations qui suivent sont celles inhérentes aux choix stratégiques effectués lors de la définition des objectifs de cette thèse. Tout d'abord, le faible déplacement en z des actionneurs nécessite l'utilisation d'un substrat parfaitement lisse. Ce déplacement étant directement lié à la distance entre l'électrode enterrée et l'électrode mobile des actionneurs, il n'est pas envisageable de l'augmenter de façon significative si l'on veut conserver des tensions compatibles avec le circuit intégré. L'utilisation de la télé-alimentation par couplage magnétique ne permet pas de travailler dans un environnement métallique du fait de l'apparition de courants de Foucault. La capacité du réseau d'actionneurs à supporter son propre poids, l'antenne et le circuit peut aussi être un sérieux problème. Une très forte densité d'actionneurs est nécessaire. Elle s'accompagne inévitablement d'une diminution des dimensions des structures et donc d'une augmentation de la tension d'actionnement ainsi que d'une moins bonne adhérence des ancrés.

Aucun des points évoqués n'est susceptible d'empêcher la réalisation du microrobot. Seulement les conditions d'utilisation de ce dernier seront limitées : pas de métal à proximité, pas d'humidité (risque de stiction des électrodes par capillarité), surface de déplacement parfaitement lisse, autonomie spatiale de l'ordre des dimensions de l'antenne d'émission. Certaines étapes de fabrication sont très délicates, comme la photo-lithogravure des couches conductrices. Aucune erreur n'est permise à ce niveau, et ce sur toute la surface du dispositif microsysteme ($\sim 4\text{cm}^2$). Sinon l'existence de court-circuits rendra le robot inopérant. Une puissance importante est nécessaire à l'émission pour obtenir à la fois des tensions de quelques dizaines de volts et des distances de plusieurs centimètres. D'où un risque de perturber le fonctionnement d'appareils électroniques situés à proximité. Enfin, notons la grande fragilité des actionneurs, provenant de la faible épaisseur de l'électrode mobile.

Le couplage inductif pour la télé-alimentation de microsystemes permet simultanément de transmettre une information de commande. Il s'applique particulièrement bien à l'actionnement électrostatique puisque la puissance reçue dépend essentiellement de la consommation du dispositif alimenté. De la même manière, il pourrait s'appliquer à l'actionnement piézoélectrique. Son inconvénient essentiel est la faible distance possible

entre les antennes d'émission et de réception, notamment du fait de la nécessité d'obtenir des tensions d'au moins 20 V pour l'actionnement électrostatique. Il serait peut-être judicieux de séparer la commande de l'alimentation et d'utiliser plusieurs sources d'énergie. On pourrait par exemple utiliser des cellules photo-électriques pour générer la haute-tension et n'utiliser le couplage inductif que pour la télécommande. Il ne serait alors plus possible de travailler dans un milieu confiné, mais la distance d'actionnement serait considérablement accrue.

ANNEXES

- A. Calcul des équations du modèle simplifié des actionneurs.
- B. Programme Matlab pour l'estimation de la tension d'actionnement à partir des fonctions singulières.
- C. Procédé de fabrication pour la connexion face avant - face arrière des actionneurs.

A. Calcul des équations du modèle simplifié des actionneurs

A.1 Définition des fonctions de singularités

$$f_n(x) = \langle x-a \rangle^n \quad (\text{EQ. 2})$$

- Si $n < 0$,
 $f_n(x) = \infty$ lorsque $x = a$
 $f_n(x) = 0$ lorsque $x \neq a$
- Si $n \geq 0$,
 $f_n(x) = (x-a)^n$ lorsque $x \geq a$
 $f_n(x) = 0$ lorsque $x < a$

A.2 Règles d'intégration

- Si $n < 0$,
$$\int_{-\infty}^x \langle x-a \rangle^n dx = \langle x-a \rangle^{n+1}$$
- Si $n \geq 0$
$$\int_{-\infty}^x \langle x-a \rangle^n dx = \frac{\langle x-a \rangle^{n+1}}{n+1}$$

A.3 Application à la poutre de la figure 5 du chapitre VII

A.3.1 Expression du chargement de la poutre $q(x)$

Soit q_0 la force électrostatique répartie initiale, q_{max} la force électrostatique correspondant à la flèche maximale v_{max} , d_0 la distance initiale entre les électrodes et ϵ la permittivité du milieu.

$$q_0 = \frac{\epsilon}{2} \cdot \left(\frac{V}{d_0}\right)^2 \cdot w \quad (\text{EQ. 3})$$

$$q_{max} = \frac{\epsilon}{2} \cdot \left(\frac{V}{d_0 - v_{max}}\right)^2 \cdot w \quad (\text{EQ. 4})$$

où w est la largeur de l'électrode mobile. En considérant la force électrostatique $q_{el}(x)$ linéaire entre q_0 et $q_{max}(x_{vmax})$, on obtient les forces ponctuelles statiquement équivalentes $P_1(x_{p1})$ et $P_2(x_{p2})$:

$$P_1(x_{p1}) = \int_0^{x_{vmax}} q_{el}(x) \cdot dx = \int_0^{x_{vmax}} \left(q_0 + \frac{q_{max} - q_0}{x_{vmax}} \cdot x \right) dx = \frac{x_{vmax}}{2} (q_0 + q_{max}) \quad (\text{EQ. 5})$$

$$x_{p1} = \frac{\int_0^{x_{vmax}} q_{el}(x) \cdot x dx}{\int_0^{x_{vmax}} q_{el}(x) dx} = \left(1 + \frac{q_{max}}{q_0 + q_{max}}\right) \cdot \frac{x_{vmax}}{3} \quad (\text{EQ. 6})$$

$$P_2(x_{p2}) = \frac{(L_1 - x_{vmax})}{2} (q_0 + q_{max}) \quad (\text{EQ. 7})$$

$$x_{p2} = L_1 - \left(1 + \frac{q_{max}}{q_0 + q_{max}}\right) \cdot \frac{L_1 - x_{vmax}}{3} \quad (\text{EQ. 8})$$

Le chargement de la poutre s'exprime alors de la façon suivante :

$$q(x) = -P_L \langle x - L_2 \rangle_{-1} + R_a \langle x \rangle_{-1} - P_1 \langle x - x_{p1} \rangle_{-1} - P_2 \langle x - x_{p2} \rangle_{-1} + R_b \langle x - L_1 \rangle_{-1} + M_b \langle x - L_1 \rangle_{-2} \quad (\text{EQ. 9})$$

A.3.2 Calcul de la flèche

L'effort tranchant vaut : $V(x) = -\int q(x)dx$, le moment fléchissant : $M = -\int V(x)dx$, la pente : $EI\varphi(x) = \int M(x)dx$ et la flèche : $EIV(x) = \int EI\varphi(x)dx$ si E et I sont constants. Il suffit donc d'intégrer quatre fois l'expression du chargement pour obtenir l'expression de la flèche de la poutre en tout point.

On obtient, pour x compris entre L_2 et L_1 :

$$EI\varphi(x) = \iint \int q(x)dx = -\frac{P_L}{2} \langle x - L_2 \rangle^2 + \frac{R_a}{2} \langle x \rangle^2 - \frac{P_1}{2} \langle x - x_{p1} \rangle^2 - \frac{P_2}{2} \langle x - x_{p2} \rangle^2 + C_1 \quad (\text{EQ. 10})$$

$$EIV(x) = \int EI\varphi(x)dx = -\frac{P_L}{6} \langle x - L_2 \rangle^3 + \frac{R_a}{6} \langle x \rangle^3 - \frac{P_1}{6} \langle x - x_{p1} \rangle^3 - \frac{P_2}{6} \langle x - x_{p2} \rangle^3 + C_1 \cdot x + C_2 \quad (\text{EQ. 11})$$

Les conditions aux limites permettent de déterminer les constantes d'intégration C_1 et C_2 : en $x=0$, $v=0$ (eq. 12); en $x=L_1$, $\varphi=0$ (eq. 13) et $v=0$ (eq. 14)

$$-\frac{P_L}{6} \cdot (-L_2)^3 + C_2 = 0 \quad (\text{EQ. 12})$$

$$-\frac{P_L}{2} (L_1 - L_2)^2 + \frac{R_a}{2} L_1^2 - \frac{P_1}{2} (L_1 - x_{p1})^2 - \frac{P_2}{2} (L_1 - x_{p2})^2 + C_1 = 0 \quad (\text{EQ. 13})$$

$$-\frac{P_L}{6} (L_1 - L_2)^3 + \frac{R_a}{6} L_1^3 - \frac{P_1}{6} (L_1 - x_{p1})^3 - \frac{P_2}{6} (L_1 - x_{p2})^3 + C_1 \cdot L_1 + C_2 = 0 \quad (\text{EQ. 14})$$

On obtient un système de trois équations à trois inconnues :

$$C_2 = -\frac{P_L}{6} \cdot L_2^3 \quad (\text{EQ. 15})$$

$$C_1 = \frac{P_L}{2} \cdot L^2 + \frac{P_1}{2} \cdot X_1^2 + \frac{P_2}{2} \cdot X_2^2 - \frac{R_a}{2} \cdot L_1^2 \quad (\text{EQ. 16})$$

$$R_a = \frac{6}{L_1^3} \left(\frac{P_L}{6} \cdot L^3 + \frac{P_1}{6} \cdot X_1^3 + \frac{P_2}{6} \cdot X_2^3 - C_1 \cdot L_1 - C_2 \right) \quad (\text{EQ. 17})$$

avec $X_1=L_1-x_{p1}$, $X_2=L_2-x_{p2}$ et $L=L_1-L_2$. D'où

$$R_a = \frac{P_L \cdot L^2}{2L_1^3} (3L_1 - L) + \frac{X_1^2 \cdot P_1}{2L_1^3} (3L_1 - X_1) + \frac{X_2^2 \cdot P_2}{2L_1^3} (3L_1 - X_2) - \left(\frac{P_L \cdot L_2^3}{2L_1^3} \right) \quad (\text{EQ. 18})$$

$$C_1 = -\frac{P_L \cdot L^2 \cdot L_2}{4L_1} - \frac{P_1 \cdot X_1^2 \cdot x_{p1}}{4L_1} - \frac{P_2 \cdot X_2^2 \cdot x_{p2}}{4L_1} + \frac{P_L \cdot L_2^3}{4L_1} \quad (\text{EQ. 19})$$

B. Programme Matlab pour l'estimation de la tension d'actionnement à partir des fonctions singulières

```
clear
format short e
%%%%%%%%%%%% constantes
epsilon_air=1;
epsilon_si3n4=7;
epsilon_sio2=4;
epsilon_0=1/(36*3.1416*1e9);
Epoly=180e9; % module de Young
Mpullin=[0,0,0];
%%%%%%%%%%%% Process %%%%%%%%%%%%%
d1=1.5e-6;          % épaisseur de l'oxyde sacrificiel
d2=.55e-6;         % épaisseur du nitrure
d3=.2e-6;          % épaisseur du SiO2
b=1.5e-6;          % taille du stoppeur %
h=1e-6;            % épaisseur du polysilicium
%%%%%%%%%%%% Géometrie de la structure
%%%%%%%%%%%%
% Partie capacitive
L=120e-6;          % longueur (L1 dans le modèle)
w=60e-6;           % largeur
s=(L-15e-6)*w;    % surface de la capacité
I=w*h^3/12;        % moment d'inertie de la section de la poutre
EI=Epoly*I;
% Patte mécanique
L2=-30e-6;
P=62.5e-16;
x=L2:(L-L2)/100:L; % vecteur des abscisses
%%%%%%%%%%%% Conditions initiales %%%%%%%%%%%%%
ymax0=-(d1-b);
ymax=ymax0;        % flèche maximale
xmax=0;            % abscisse de la flèche maximale
flag=0;            % drapeau indiquant si l'on a touché le substrat
%%%%%%%%%%%% Balayage en tension %%%%%%%%%%%%%
V0=0.000001;
Vmax=200;
N=2000;
Vt=V0:(Vmax-V0)/N:Vmax;
```

```

%%%%%%%%%% simulation %%%%%%%%%%%
for n=Vt
    V=n;
    % charge au niveau du stoppeur :
    epsilon_eff01=epsilon_air*epsilon_sio2*epsilon_si3n4*(b+d2+d3)/
    (epsilon_air*epsilon_sio2*d2+epsilon_air*epsilon_si3n4*d3+epsilon_sio2*epsilon_si3n4*b);
    q01=(V/(b+d2+d3))^2*epsilon_0*epsilon_eff01*w/2;
    % charge au niveau de l'ancre :
    epsilon_eff02=epsilon_air*epsilon_sio2*epsilon_si3n4*(d1+d2+d3)/
    (epsilon_air*epsilon_sio2*d2+epsilon_air*epsilon_si3n4*d3+epsilon_sio2*epsilon_si3n4*d1);
    q02=(V/(d1+d2+d3))^2*epsilon_0*epsilon_eff02*w/2;
    % charge au niveau de la pente maximale :
    epsilon_effmax=epsilon_air*epsilon_sio2*epsilon_si3n4*(d1+ymax+d2+d3)/
    (epsilon_air*epsilon_sio2*d2+epsilon_air*epsilon_si3n4*d3+epsilon_sio2*epsilon_si3n4*(d1+ymax));
    qmax=(V/(d1+ymax+d2+d3))^2*epsilon_0*epsilon_effmax*w/2;
    % forces ponctuelles equivalentes :
    P1=xmax/2*(q01+qmax); % force équivalente entre le stoppeur et la flèche max
    P2=(L-xmax)/2*(qmax+q02); % force équivalente entre la flèche max et l'ancre
    % abscisses de P1 et P2 :
    x1=(1+qmax/(q01+qmax))*xmax/3;% abscisse de P1
    x2=L-(1+qmax/(q02+qmax))*(L-xmax)/3;% abscisse de P2
    X1=L-x1;
    X2=L-x2;
    Lt=L-L2;
    Ra=P*Lt^2*(3*L-Lt)/(2*L^3)+P1*X1^2*(3*L-X1)/(2*L^3)+P2*X2^2*(3*L-X2)/(2*L^3)-P*L2^3/(2*L^3); % réaction au niveau du stoppeur
    C1=-P*Lt^2*L2/(4*L)-P1*X1^2*x1/(4*L)-P2*X2^2*x2/(4*L)+P*L2^3/(4*L);
    C2=P*(-L2)^3/6;
    theta=asin((d1-b)/L);
    y4=(-P/6.*(x-L2).^3+C1.*x+C2)/EI-(d1-b-x*sin(theta));
    y1=(-P/6.*(x-L2).^3+Ra/6.*x.^3+C1.*x+C2)/EI-(L-x)*sin(theta);
    y2=(-P/6.*(x-L2).^3+Ra/6.*x.^3+C1.*x+C2-P1/6.*(x-x1).^3)/EI-(L-x)*sin(theta);
    y3=(-P/6.*(x-L2).^3+Ra/6.*x.^3+C1.*x+C2-P1/6.*(x-x1).^3-P2/6.*(x-x2).^3)/EI-(L-x)*sin(theta);
    ycap=(y1.*((0<=x)&(x<=x1))+y2.*((x1<x)&(x<x2))+y3.*(x>x2)); % flèche de la partie capacitive
    y=(y4.*(x<=0)+y1.*((0<x)&(x<=x1))+y2.*((x1<x)&(x<x2))+y3.*(x>x2));
    % recherche de la flèche maximale :
    ymax=min(ycap); % flèche maximale de la partie capacitive
    if ymax<-d1 % si on touche le substrat
        flag=1;
    end
    if flag==0 % on n'a pas encore touché le substrat => on remplit la matrice du pull-in
        Mfleche=[x;y]; % matrice contenant la flèche et son abscisse
    end
end

```

```

j=[0];
for i=x %pour déterminer l'abscisse de la flèche max
    if i>=0 % on cherche la flèche max uniquement sur la partie capacitive
        if Mfleche(2,j)==ymax
            xmax=Mfleche(1,j);
        end
    end
j=j+1;
end
Mmax=[V,xmax,ymax];
Mpullin=[Mpullin;Mmax];
Vfin=V; % tension à partir de laquelle on touche le substrat
yfin=(y4.*(x<=0)+y1.*((0<x)&(x<=x1))+y2.*((x1<x)&(x<x2))+y3.*(x>x2));
end
end

```

C. Réalisation de la connexion face avant / face arrière.

Avant la libération des actionneurs, lors du procédé de fabrication décrit au §4.1 du chapitre VII, il est prévu de processor la face arrière du substrat de la façon suivante :

- Gravure RIE de l'ensemble des couches à l'exception des deux dernières (oxyde sec/nitruire)
- Dépôt LPCVD de 100 nm de nitruire enrichi en silicium pour protéger la face avant et réaliser un masque sur la face arrière pour la gravure au KOH qui va suivre.
- Photolithographie/gravure RIE du nitruire et de l'oxyde pour la définition des ouvertures face arrière.
- Bain de KOH à 40%, T=80°C, t~6h30.
- Attaque au BE7-1 de la couche d'oxyde face avant pour accéder au nitruire.
- Attaque isotrope du silicium (HNO₃/HF/H₂O=25/1/25), T=25°C, ~3 min, pour supprimer les angles issus de la sous gravure de l'oxyde.
- Oxydation humide (500 nm) pour isoler électriquement les flancs des trous.
- Bain rapide au BE7-1 (15s) pour retirer toutes traces d'oxyde sur le nitruire.
- Attaque du nitruire au H₃PO₄ pur à 170°C, t~20min, pour accéder à la couche enterrée de polysilicium.
- Dépôt de polysilicium dopé in-situ (1µm, LPCVD), pour obtenir le contact électrique face avant/face arrière.
- Photolithographie/gravure RIE du polysilicium.
- Libération des structures au HF.

Titre : Conception, réalisation et test d'un microsysteme de transport alimenté à distance.

Résumé : Ce document présente l'étude, la réalisation et le test des trois composants nécessaires pour l'obtention d'un microrobot alimenté à distance par couplage électromagnétique à 13,56 MHz : à savoir une antenne à fort coefficient de qualité; un circuit intégré de commande; et un réseau d'actionneurs électrostatiques distribués.

L'antenne est obtenue à l'aide d'une électrolyse d'or de 30 μm sur un substrat isolant constitué de résine SU8 afin de s'affranchir des pertes par insertion et d'alléger la charge supportée par le robot.

Les actionneurs électrostatiques, sont réalisés en polysilicium et réalise un système de déplacement à cils.

Le circuit intégré a été réalisé dans la technologie I²T100 de chez AMI Semiconductor. Il permet d'actionner de façon asynchrone quatre sorties avec des tensions pouvant aller jusqu'à 100 V, grâce à une information transmise par modulation d'amplitude de la porteuse. Spécialement dédié pour un actionnement électrostatique, il permet d'alterner chaque commande sur deux électrodes afin d'éviter la stiction des dispositifs par accumulation de charges électriques.

Mots clés : microrobot, actionneur électrostatique, microtransport, microtechnologie, couplage inductif, commande à distance, antenne spirale, circuit intégré haute tension, circuit mixte, microconvoyeur, déplacement ciliaire, téléalimentation

Title : Design, realization and test of a remote controled microsystem for motion applications.

Abstract : This document presents the study, realization and test of all components necessary to obtain an autonomous microrobot remotely powered by electromagnetic coupling at 13,56 MHz: an antenna with a high Q-factor; an integrated circuit; and an array of distributed electrostatic actuators.

The antenna is fabricated using 30 μm of electroplated gold on an insulating substrate made of SU8 resist in order to avoid insertion losses and to reduce the load supported by the robot.

The electrostatic actuators are realized in polysilicon and carry out a ciliary motion system.

The integrated circuit was processed in the I²T100 technology of AMI-Semiconductor. It allows to actuate four asynchronous outputs with DC voltages up to 100 V, thanks to data transmitted by amplitude modulation of the carrier. Specially designed for electrostatic actuation, the IC alternate the polarity of the output in order to avoid the electrostatic hysteresis of the actuators.

Key-words : microrobot, electrostatic actuator, micromotion, microtechnologie, inductive coupling, remote control, coil antenna, high voltage circuit, mixte circuit, microconveyer, ciliary motion, wireless powering

Discipline : électronique - microsysteme

Adresse : ISEN-IEMN UMR CNRS 8520 - 41, bvd Vauban, 59046 Lille Cedex, France