



HAL
open science

**Conception et réalisation d'un convertisseur
électro-thermique à grande constante de temps en
technologie microsystème pour un disjoncteur thermique
(Electro-thermal converter with long time constant in
microsystem technology for thermal breaker)**

D. Veychard

► **To cite this version:**

D. Veychard. Conception et réalisation d'un convertisseur électro-thermique à grande constante de temps en technologie microsystème pour un disjoncteur thermique (Electro-thermal converter with long time constant in microsystem technology for thermal breaker). Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1999. Français. NNT : . tel-00002969

HAL Id: tel-00002969

<https://theses.hal.science/tel-00002969>

Submitted on 10 Jun 2003

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

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

**CONCEPTION ET REALISATION D'UN
CONVERTISSEUR ELECTRO-THERMIQUE
A GRANDE CONSTANTE DE TEMPS EN
TECHNOLOGIE MICROSYSTEME POUR
UN DISJONCTEUR THERMIQUE.**

Damien VEYCHARD

December 7, 1999

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à...

Madame Nadine Guillemot, Directrice du Centre Inter Universitaire de Micro-électronique (CIME), pour l'honneur qu'elle m'a fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Madame Marta Rencz de l'Université Technique de Budapest et Messieurs Michel De Labachellerie, Directeur du laboratoire LPMO-Besançon et Philippe Hazard de SCHNEIDER ELECTRIC pour avoir accepté d'être rapporteur et examinateur de ce travail.

Messieurs Bernard Courtois, Directeur du laboratoire TIMA et Jean-Michel Karam ex-responsable du groupe microsystème (MCS), pour m'avoir donné la possibilité de faire cette recherche.

Messieurs Philippe Hazard, ingénieur de recherche pour SCHNEIDER ELECTRIC et Thierry Bouchet, thésard dans la société IBS, pour leur précieuse collaboration.

Membres et ex-membres du groupe MCS-TIMA, notamment Jean-Marc Paret, Renato Perez Ribas, Benoît Charlot, Filipe Vinci Dos Santos, Hicham Boutamin, Salvador Mir avec qui j'ai eu des échanges fructueux.

Messieurs Salvador Mir, Pascal Coste, Benoît Charlot et Fabien Parrain pour leur patience à relire cette thèse.

Au personnel du CIME pour leur support technique au cours des ces années d'étude.

A SCHNEIDER ELECTRIC qui a proposé ce sujet, qui l'a soutenu financièrement et qui a mis a disposition son matériel de mesure.

Aux amis et collègues, Pascal, Vincent, Fabiano, Sergio, Zein, Philippe, Jean-Marc, Pollen, Fabien, Benoît, Filipe, Hicham, Alexandre, Hubert... pour ces bons moments passés ensemble.

Finalement, je suis aussi très reconnaissant à ma famille de m'avoir soutenu pendant ces longues années d'études.

Table des Matières

1	Introduction	3
1.1	Présentation des microsystèmes	3
1.2	Le projet	5
1.3	Structure de la thèse	6
2	DISJONCTEUR THERMIQUE	9
2.1	Principe du disjoncteur thermique	10
2.1.1	Bilame	10
2.1.2	Disjoncteurs numériques	10
2.1.3	Disjoncteurs microsystèmes : l'avenir?	11
2.2	Convertisseurs Electro-Thermiques	12
2.2.1	Historique	13
2.2.2	Géométries disponibles en technologie microsysteme	13
2.2.2.1	Poutres	14
2.2.2.2	Ponts	15
2.2.2.3	Membranes	16
2.2.3	Applications communes aux convertisseurs électro-thermiques	16
2.2.4	Problématique, Conclusion	20
2.3	Que faut-il faire pour avoir une constante de temps de 100 secondes ?	20
2.3.1	Conduction	21
2.3.2	Convection	21
2.3.2.1	Modélisation de la convection dans un boîtier	22
2.3.3	Rayonnement	24
2.3.4	Philosophie pour atteindre 140s	25
2.4	Modélisation des structures: Equivalent électrique-thermique	26
2.5	Technologie Visée	26
2.5.1	Technologie compatible micro-électronique	26
2.5.2	Technologie de micro-usinage en volume	27
2.5.2.1	Le micro-usinage en volume par la face avant	27
2.5.2.2	Le micro-usinage en volume par la face arrière	29
2.5.2.3	Gravure électro-chimique	30
2.5.3	Micro-usinage en surface	30
2.5.4	Technologies spécifiques	32
2.5.5	Conclusion sur les technologies	32

2.6	Autres applications : Convertisseur AC-DC basses fréquences	33
2.7	Conclusion	33
3	Conception du convertisseur	37
3.1	Dispositif de mesure de la température	37
3.1.1	Thermorésistance et thermistance	38
3.1.1.1	Problèmes liés à l'emploi de résistances sur le convertisseur . . .	40
3.1.1.2	Conclusion sur la mesure à base de résistances	40
3.1.2	Transistor, Diodes	41
3.1.2.1	Problèmes liés à leur emploi avec le convertisseur	42
3.1.2.2	Conclusion sur les thermotransistors et thermodiodes	42
3.1.3	Thermopile	42
3.1.3.1	Matériaux utilisés	44
3.1.3.2	Conclusion sur la thermopile	45
3.1.4	Conclusion sur le dispositif de mesure de la température	45
3.2	Résistance de chauffe	46
3.3	Conception de la structure	47
3.3.1	Pont en technologie CMOS	48
3.3.2	Ajout de Polymère	50
3.3.2.1	Pont simple avec du polymère	50
3.3.2.2	Conclusion sur le polymère	51
3.4	Membrane avec masse en silicium	51
3.4.1	Principe de gravure	52
3.4.1.1	Gravure en volume sans masquage face arrière	54
3.4.1.2	Formes et orientation de la structure	54
3.4.1.3	Forme des bras	54
3.4.1.4	Conclusion sur la gravure	55
3.4.2	Position de la jonction chaude	56
3.4.2.1	Calcul de la position de la jonction chaude	56
3.5	Modélisation par la méthode des éléments finis (FEM)	59
3.5.1	Modèle	59
3.5.2	Résultats des simulations FEM	60
3.5.2.1	Discussion sur les propriétés mécaniques de la structure	62
3.5.3	Abaque	63
3.5.3.1	Présentation détaillée des courbes	65
3.5.4	Conclusion sur le comportement mécanique	65
3.5.4.1	Pertes par convection dans l'air	66
3.5.5	Conclusion sur la structure avec masse en silicium	66
3.6	Electronique	68
3.6.1	Simulations	70
3.6.2	Dessin des masques	70
3.7	Conclusion	70
4	Fabrication	75

4.1	Solution de gravure EDP	75
4.1.1	Mécanisme de gravure	75
4.1.2	Problèmes liés au projet	76
4.2	Gravure TMAH	77
4.2.1	Attaque Aluminium	78
4.2.2	Protubérances pyramidales	79
4.2.3	Undercutting	81
4.2.4	Expériences de gravures avec le TMAH	81
4.2.4.1	Bain de Gravure	84
4.2.5	Principaux plans de gravure générés par le TMAH 10%	87
4.2.5.1	Gravure des plans (100)	87
4.2.5.2	Gravure des plans (111)	89
4.2.5.3	Gravure des plans (314)	91
4.2.5.4	Gravure de l'aluminium	93
4.2.5.5	Gravure de l'oxyde intermétallique	94
4.2.6	Conclusion sur la solution de gravure TMAH	94
4.2.7	Gravure du convertisseur avec la solution de TMAH	95
4.2.7.1	Adaptation du layout pour le TMAH	97
4.3	Conclusion sur la fabrication	98
5	Caractérisation	101
5.1	Mesures Thermiques	101
5.1.1	Mise en boîtier	101
5.1.2	Tests sous vide	102
5.1.3	Pertes par radiation	104
5.1.3.1	Simulations	104
5.1.3.2	Rayonnement du boîtier	104
5.1.3.3	Modélisation des pertes par rayonnement dans le boîtier	105
5.1.4	Résistance thermique globale	109
5.1.5	Effet du substrat	109
5.1.6	Effets de la gravure	112
5.1.7	Conductivité thermique	112
5.1.8	Conclusion sur les tests thermiques sous vide	112
5.1.9	Tests à l'ambient	113
5.2	Tests mécaniques	113
5.2.1	Montage	114
5.2.2	Tests en fréquences	114
5.2.3	Tests aux chocs	115
5.2.4	Dommmages mécaniques	115
5.2.4.1	Pointes de Renforts	116
5.2.5	Conclusion Mécanique	118
5.3	Conclusion	120
6	Autre solution : la barrière thermique	123

6.1	Modélisation	124
6.2	Explications physiques de la formule	126
6.3	Micro-convertisseur à barrières	127
6.3.1	Résultats	128
6.3.2	Modélisation de la boucle	128
6.3.3	Instabilité	130
6.3.4	Amplification de la constante de temps	132
6.4	Convertisseur à barrières pour de grandes constantes de temps	133
6.4.1	Abaque	133
6.5	Electronique	136
6.5.1	Etage d'amplification	137
6.5.2	Régulation	137
6.5.3	Simulations	137
6.6	Dessins de masques	139
6.6.1	Résistances	139
6.6.2	Transistors	140
6.6.3	Layout final	140
6.7	Fabrication du convertisseur à 12 bras	140
6.7.1	Tests mécaniques	141
6.8	Conclusion	143
7	Conclusion et perspectives	147
7.1	Conclusion	147
7.2	Perspectives	148
A	REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	153
B	Données thermiques et mécaniques	161
B.1	Propriétés Thermiques et Mécaniques	161
B.2	Propriétés Electriques	161
B.3	Constantes Physiques	162
B.4	Coefficient d'absorption de certain matériaux	162
C	Résultats de simulations FEM	163
C.1	Simulations thermiques	163
C.1.1	Liste des températures	163
C.2	Simulations Mécaniques	167
C.2.1	Simulations modales	167
C.2.2	Simulations mécaniques de la structure	168
C.3	Analyse modale	175
C.3.1	Calcul de K	176
D	Mesure du coefficient de convection	178
D.1	Coefficient Seebeck	178
D.2	Mesure de la conductivité	178

D.3	Mesure de la convection	180
E	Mesures des coefficients de conduction de la technologie AMS	181
E.1	Calcul de la conductivité des oxydes	182
F	CIRCUITS MICROSYSTEMES FABRIQUES PAR AMS	184
F.1	Circuit MICKAMS4	184
F.2	Circuit MICKAMS5	186
F.3	Circuit MICKAMS6	187
F.4	Circuit MICKAMS7	188
F.5	Circuit MEMBRANE	189

Liste des Figures

1.1	Schéma de principe d'un microsysteme.	5
2.1	a) Schéma de principe du disjoncteur. b) Comportement du disjoncteur en fonction du courant qui circule dans le réseau (n=10).	9
2.2	Schéma de principe du disjoncteur électronique.	12
2.3	a) Schéma de principe du disjoncteur microsysteme et vue du composant. b) Vue détaillée du disjoncteur thermique avec sa courbe de réponse en fonction du temps.	13
2.4	Convertisseur électro-thermique de Hermach.	14
2.5	a) Répartition de la température sur des convertisseurs en poutre, avec ou sans masse de silicium. b) et c) Photographies au microscope électronique à balayage (MEB) d'un convertisseur en poutre fabriqués à partir d'une technologie CMOS compatible.	15
2.6	Convertisseurs électro-thermique en pont sous différentes formes.	16
2.7	Convertisseur électro-thermique posé sur une membrane pleine.	17
2.8	Schéma de principe du convertisseur rms.	18
2.9	Vue schématique d'un capteur de flux de gaz.	19
2.10	Dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la pression.	19
2.11	Circuit équivalent et mesure d'une constante de temps	20
2.12	Courbe montrant la dépendance de la constante de temps d'un système en fonction du gaz de remplissage.	22
2.13	Convertisseur en poutre baignant dans un fluide modélisé avec l'équivalence électrique-thermique.	23
2.14	Courbe montrant la dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la pression.	23
2.15	Dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la température (1 atmosphère).	25
2.16	Vue en coupe d'une structure suspendue en technologie CMOS (double poly., double métal).	28
2.17	Vue en coupe d'une structure suspendue en technologie CMOS (double poly., double métal).	29
2.18	Vue de dessus et en coupe d'un convertisseur gravé par la face arrière avec un obélisque pour augmenter la constante de temps.	30
2.19	Vue schématique d'une gravure électro-chimique.	31

2.20 a) Image MEB de structures suspendues par un micro-usinage en surface. Noté les points de collage et les contraintes résiduelles qui bombent les poutres. b) Photographies MEB d'une poutre. Les coins de la poutre sont collés au substrat à cause des contraintes résiduelles.	31
3.1 Effet de la température ambiante sur la température de mesure.	38
3.2 Mode de fonctionnement des thermodiode ou thermotransistor.	41
3.3 Thermocouple	43
3.4 Dépendance du coefficient Seebeck du silicium p pour différente valeur de dopage.	44
3.5 Effets thermoélectriques qui apparaissent lorsqu'on travaille avec un courant.	45
3.6 Différence de montage entre une mesure par thermopile (gauche) et une mesure par transistors (droite)	46
3.7 Arrangement de la résistance pour limiter l'effet Peltier.	47
3.8 Modélisation du pont en circuit électrique-thermique équivalent.	48
3.9 modelisation.	49
3.10 Vue de la structure.	50
3.11 Simulation FEM avec du Perpex. Dispersion de la température à l'équilibre.	51
3.12 Vue de dessus et en coupe du convertisseur avec toutes les dimensions.	52
3.13 Vue en trois dimensions du convertisseur. Cette image a été générée à partir du modèle par éléments finis.	53
3.14 Principe de libération de la masse.	55
3.15 a) Simulation de gravure d'un bras. Chaque trait représente pour un temps donné l'intersection entre la surface et les plans de silicium gravés. b) Simulation de gravure en 3 dimensions. On voit nettement l'influence de la forme du bras sur le coin de la masse. En haut à droite un bras en coude, à coté un bras en diagonale, et pour finir en bas, des bras en diagonale et des plaques en oxyde de dimensions différentes.	56
3.16 Définition des domaines ainsi que du comportement de la température sur ces domaines.	57
3.17 Rapport bruit sur tension de la thermopile en fonction de la position de la jonction chaude. La flèche indique la position du changement de domaine, mais aussi la position optimum pour la jonction chaude.	58
3.18 Fréquence de résonance.	61
3.19 Rotation de la masse lors d'accélération dans son plan.	63
3.20 Constante de temps en fonction de la masse et de la largeur des bras.	65
3.21 Fréquence en fonction de la constante de temps et de la largeur des bras.	66
3.22 Accélération limite en fonction de la constante de temps et de la largeur des bras.	67
3.23 Coefficient de convection en fonction des distances entre le boîtier et la structure. Ces valeurs sont pour l'air.	68
3.24 Schéma du circuit.	69
3.25 simulation du circuit.	70
3.26 Layout du circuit.	71
4.1 Diagramme de gravure de l'EDP en coordonnées polaires.	76

4.2	a) Protubérances pyramidales. b) Apparition de plans inconnus sur le bord de la puce.	77
4.3	a) Masse obtenue après la gravure. b) Photographie au MEB au moment où la masse commence à être libérée.	78
4.4	Vitesse de gravure des plans (100) du Si en fonction de la concentration du TMAH.	79
4.5	Formation de pyramides.	80
4.6	Protubérances pyramidales.	80
4.7	a) Définition de l'undercutting. b) Poutre fissurée par la pointe se déplaçant sous la structure. c) Agrandissement du centre de la poutre. La ligne de polysilicium a été attaquée par le TMAH qui est entré par les fissures.	82
4.8	a) et b) Résidu spongieux au fond des cavités . c) Gravure isotropique.	83
4.9	a) et b) Photographie MEB de structures gravées par du TMAH 20% avec une faible quantité d'acide silicique. La surface est lisse mais les plots sont détruits (b). c) et d) Cavités gravées par du TMAH 20% avec saturation de la solution en acide silicique. Les plots sont protégés mais la surface est rugueuse. d) Agrandissement par 10 de la photographie précédente. La surface est constituée d'une multitude de petites pyramides.	84
4.10	Couche recouvrant la puce.	85
4.11	Vue schématique du support de puce et du bain de gravure.	85
4.12	a) et b) Photographie optique de puces attaquées au point de contact avec la pince.	86
4.13	Vue schématique des principaux plans qui apparaissent sur une plaquette (100).	87
4.14	a) Photographie MEB des plans (100) formés. b) Layout de la structure utilisée pour mesurer la vitesse des plans (100). c) Coupe à travers deux ouvertures; l'ouverture de droite est une pyramide inversée tronquée, à gauche la pyramide est formée donc inutilisable pour mesurer la vitesse de gravure du plan (100).	88
4.15	a) Image MEB d'ouvertures en diagonale. b) Image optique d'un pont. On voit par transparence les plans (100) sous le pont. c) et d) Principes de mesure de la vitesse du plan $(100)_\perp$. En c) on a la première méthode et en d) la deuxième.	89
4.16	Le dessin de gauche est une vue en coupe au niveau du plan (100) pour une solution de TMAH 10%, tandis que le dessin de droite est pour une solution de TMAH 20%.	90
4.17	a) et b) Les deux premières images MEB ont été obtenues après une gravure de TMAH 10% et une dé-oxydation. Le plan (100) est bien visible. Les images c) et d) ont été obtenues avec du TMAH 20%. Le plan (110) est dominant, on aperçoit à peine le plan (100).	90
4.18	Photographie et layout des ouvertures servant à caractériser la gravure des plans (111).	91
4.19	Principe de mesure de la vitesse du plan (111).	91
4.20	a) Image MEB de plans (314) après déoxydation du pont. b) Image optique d'un pont au moment où les plans (314) commencent à se former. c) simulation de gravure d'un pont.	92

4.21	a) Image MEB de poutres gravées pendant 10 minutes. On voit par transparence les 4 plans (314) au bout des poutres. b) Image MEB de la même structure, mais après 30 minutes de gravure. il ne reste plus que 2 plans (314). c) Simulation de gravure d'une poutre avec du TMAH 10%. On voit nettement la fusion des 4 plans (314) en 2 plans.	93
4.22	a) Profil d'un plot protégé et d'un plot normal avant la gravure. b) Vue au profilomètre d'un plot protégé et d'un plot normal après 35 minutes passées dans le TMAH.	94
4.23	Diagramme de gravure du TMAH 10%.	95
4.24	a) Simulation de gravure du convertisseur avec du TMAH 10 % pendant 2h50. b) Photographie optique du convertisseur monté en boîtier. c) Photographie MEB du même convertisseur (2h50 de gravure dans du TMAH).	96
4.25	a) Layout du convertisseur pour une gravure TMAH. b) Simulation de gravure dans du TMAH pendant 2h50min.	97
5.1	Schéma de principe de la mise en boîtier de la puce, ainsi qu'une vue en coupe. .	102
5.2	Réponse du capteur à des échelons de tension.	103
5.3	Tension de sortie du convertisseur (après l'étage d'amplification) en fonction de la tension que l'on injecte dans la résistance de chauffe. On peut aussi distinguer le comportement de la tension de sortie en fonction du type de capot.	103
5.4	a) Modélisation des pertes par rayonnement au moyen d'un simulateur électrique et comportemental. b) Simulation du comportement de la constante de temps lorsque la puissance d'entrée change.	105
5.5	Comportement de la constante de temps en fonction de la tension injectée dans la résistance de chauffe. On peut aussi distinguer le comportement de la constante de temps en fonction du type de capot.	106
5.6	Bilan d'énergie dans le convertisseur.	108
5.7	Constante de temps en fonction du coefficient d'absorption du capot pour le convertisseur fabriqué.	110
5.8	Constante de temps en fonction du coefficient d'absorption du boîtier pour un convertisseur avec une constante de temps de 140 secondes.	110
5.9	Réponse du convertisseur à un créneau de deux volts (mesure). La diminution du signal est visible à partir de 400 secondes.	111
5.10	Simulation FEM pour connaître la dissipation de $100\mu Watt$ dans le substrat. Au-delà de $70\mu m$ la température est uniforme et égale au substrat.	111
5.11	Mesure de la réponse du convertisseur à pression ambiante.	113
5.12	a) Vue d'ensemble du pot vibrant. b) Vue rapprochée de la barre d'aluminium sur laquelle est collée la puce et l'accéléromètre.	114
5.13	a) Réponse en fréquence du pot vibrant. b) Chocs en demi-sinus appliqués au composant.	115
5.14	a) Les cercles donnent la zone où des fractures naissent. b) Solution pour renforcer les bras.	116

5.15	a) Rupture dans le premier coude rentrant. Le stress favorise la rupture. b) La masse a disparu, il reste que les bras. Les différents types de fracture sont présents sur la photo. c) Rupture au niveau de la masse et du deuxième coude. d) Rupture au niveau de la masse, la pointe formée par la masse en silicium doit être à l'origine de la fracture.	117
5.16	Principe de fabrication des pointes. a) masquage, b) gravure, c) assemblage. . .	118
5.17	Type de pointe. A : pointe en silicium pyramidale avec un chapeau d'oxyde de $3.13\mu\text{m}$ d'épaisseur. B : pointe en silicium pyramidale mais avec un chapeau de $10\mu\text{m}$ de coté. C : pointe en quartz de forme conique avec un chapeau d'oxyde.	119
6.1	Convertisseur avec 4 barrières thermiques.	123
6.2	Répartition de l'énergie dans le convertisseur.	125
6.3	Constante de temps en fonction de α	127
6.4	a) Layout. b) Image MEB du convertisseur après 40 minutes dans du TMAH 10%.	128
6.5	Schéma de principe du circuit et de la mesure.	129
6.6	Evolution de la constante de temps par rapport à la tension de sortie.	129
6.7	a) Schéma électrique. b) Simulation de la sortie du convertisseur au point d'instabilité. c) Copie d'écran de l'oscilloscope au moment où le système devient instable.	130
6.8	Diagramme de bloc du convertisseur et de sa boucle de régulation.	131
6.9	Calcul du pôle à partir de 2 découpages. Le premier découpage est grossier tandis que le deuxième est plus fin. Enfin la dernière courbe s'obtient avec un découpage très fin.	132
6.10	Montage racine carrée.	133
6.11	Puissance injectée en fonction de la masse et du nombre de bras.	134
6.12	Différence de température en fonction de la masse et du nombre de bras.	134
6.13	Première fréquence de résonance en fonction de la masse et du nombre de bras.	135
6.14	Accélération limite en fonction de la masse et du nombre de bras.	135
6.15	A) le convertisseur et l'électronique sont connectés à l'extérieur du boîtier. B) Vue schématique des connections.	137
6.16	Schéma du circuit électronique.	138
6.17	Schéma global après extraction du layout.	139
6.18	a) Résultats de simulation: étage d'amplification et comparaison. b) Courant et tension aux bornes d'une résistance de barrière.	140
6.19	Courant total qui circule à travers le circuit.	141
6.20	a) Layout de deux résistances interdigitalisées. b) Layout d'un transistor en peigne.	141
6.21	Layout du circuit.	142
6.22	a) Vue globale du convertisseur. b) Vue rapprochée du convertisseur. c) Photographie optique du convertisseur monté en boîtier.	143
C.1	Réponse du capteur à un échelon de température.	163

C.2	Répartition de la température sur le capteur pour une puissance de chauffe de 0.1mW.	166
C.3	Déplacement de la structure lors d'une accélération de 10g en Z.	168
C.4	Contrainte en X pour une accélération de 10g en Z.	169
C.5	Contrainte en Y pour une accélération de 10g en Z.	170
C.6	Contrainte en Z pour une accélération de 10g en Z.	171
C.7	Critère de Von Mises sur les bras lors d'une accélération de 10 g en Z.	172
C.8	Intensité sur les bras lors d'une accélération de 10 g en Z.	173
C.9	Description des variables.	175
C.10	structure équivalente du système.	176
C.11	Conversion des couches et définition du repère.	176
D.1	Thermographie d'un pont.	179
E.1	a) Image MEB de la poutre de caractérisation. b) Image thermographique de la poutre lorsqu'elle est alimentée par une tension constante.	182
F.1	Dessin des masques du circuit Mickams4	185
F.2	Dessin des masques du circuit Mickams5	186
F.3	Dessin des masques du circuit Mickams6	187
F.4	Dessin des masques du circuit Mickams7	188
F.5	Dessin des masques du circuit Membrane	189

Liste des Tableaux

2.1	Conductivité des gaz à pression ambiante.	24
2.2	Principales propriétés physiques du silicium et de l'arséniure de gallium.	27
3.1	Données sur les polymères.	50
3.2	Valeurs utilisées pour la conception du convertisseur électro-thermique.	53
3.3	Rapport Bruit/Signal en fonction des domaines.	59
3.4	Résultats mécaniques à une accélération de 10g dans la direction X,Y,Z	62
3.5	Contrainte de rupture des différents matériaux qui constitue le convertisseur.	64
3.6	Caractéristique du convertisseur.	67
4.1	Vitesse de gravure des différents plans et matériaux dans de l'EDP. $U_{Si\{123\}}$ est la projection de la vitesse dans le plan de la puce (plan (100)). $V_{Si\{123\}} = U_{Si\{123\}} \times \cos\alpha$	76
4.2	Vitesse de déplacement des principaux plans qui apparaissent lors de la gravure anisotropique du silicium ainsi que des oxydes et métaux.	95
5.1	Occurrence selon le type de fractures.	116
5.2	Constante de temps en fonction du type de pointe	119
C.1	Résultats de simulations thermiques et mécaniques (à une accélération de 10g dans Z)	174
C.2	Cordonnées (μm) de la pointe sous l'oxyde.	175
E.1	Tableau regroupant les conductivité et coefficient Seebeck.	181
E.2	Conductivité thermique des différentes couches.	182

Chapitre 1

INTRODUCTION

Chapitre 1

Introduction

1.1 Présentation des microsystèmes

Les premiers circuits intégrés sont apparus en 1958, quatre ans plus tard le programme APOLLO les impose au monde industriel [57]. Depuis le marché des semi-conducteurs ne cesse d'augmenter. Au début des années 1990 les apports technologiques de la micro-électronique ont permis l'émergence d'une nouvelle branche des semi-conducteurs : les microsystèmes. Cette branche permet d'étendre les capacités des circuits analogiques et numériques en leur ajoutant une fonctionnalité de détection ou d'interaction avec le monde extérieur [78] [75] [11] [35] [98]. Plusieurs définitions des microsystèmes existent, la plus courante est qu'un microsystème est un dispositif alliant un capteur et/ou un actionneur avec l'électronique de traitement. Le microsystème est monolithique si le capteur et/ou l'actionneur sont sur le même substrat que l'électronique, à l'opposé, on le dit hybride si la partie capteur est réalisée sur un autre substrat que l'électronique. Le terme microsystème est très répandu dans la littérature Européenne, par contre les Américains emploie plus facilement le terme MEMS (Micro Electro Mechanical Systems) tandis que les Japonais utilisent le nom micromachines. Quel que soit le terme employé, la finalité est la même, le système doit détecter ou agir sur le monde extérieur avec l'aide de l'électronique.

Dans le domaine des microsystèmes, tout comme en micro-électronique, le silicium est le matériau de base. En effet, cette matière est présente en abondance sur la Terre et possède d'excellentes propriétés mécaniques et électriques. Quelques applications spécifiques (optique, micro-ondes) existent en Arséniure de Gallium, mais elles ne représentent qu'une faible part des applications, tout comme en micro-électronique [82]. Enfin, on voit apparaître des capteurs et actionneurs à base de SiC et SiGe, mais se sont des cas marginaux.

Les applications microsystèmes se trouvent dans tous les domaines qui requièrent une réduction des coûts, des dimensions, du poids et une augmentation de la fiabilité et des performances. Les domaines les plus importants en terme de quantité fabriquée sont :

- a. **l'industrie automobile** est certainement à l'heure actuelle la plus grosse consommatrice de microsystèmes avec des applications phares telles que l'AIRBAG¹, les capteurs de pression, l'injection contrôlée², les suspensions actives,...

¹AIRBAG : accéléromètre avec une électronique importante de décision.

²capteur de flux de gaz avec une électronique de traitement des données.

Ce marché va en augmentant au fil des années car les éléments (AIRBAG, ABS) optionnels dans le passé sur une voiture sont maintenant montés de série,

b. **l'industrie informatique** utilise très peu de produits microsystemes, mais les deux principaux produits ont un volume de fabrication très important. Ces produits sont les têtes d'imprimantes et les têtes de lecture des disques durs.

- la tête d'imprimante est une puce parcourue par des micro-canaux remplis d'encre [32]. Le mode d'éjection de l'encre peut être thermique (une bulle d'encre en phase vapeur éjecte de l'encre liquide) ou piézo-électrique (un cristal met en vibration les micro-canaux. La goutte est alors fractionnée et éjectée).
- la tête de lecture des disques durs est un capteur magnétique qui détecte l'orientation magnétique sur une piste.

Ces deux composants ont été fabriqués en 1996 respectivement à 100 millions et 530 millions d'unités [30]. Pour 2002 on prévoit 500 millions de pièces pour les têtes d'imprimante et 1.5 milliards de pièces pour les têtes de disque dur,

c. **l'industrie médicale et biologique** se sert des microsystemes pour miniaturiser les instruments de diagnostic et comme système thérapeutique [40] [26] [17].

- Diagnostic : mesure de pH du sang avec des ISFET, mesure du taux de glucose, de sodium, d'urée, micro-analyse ($\mu - TAS$),...
- Thérapeutique : micro-électrodes de stimulation, injection médicamenteuse par micro-pompes, implants cochléaires pour l'aide à l'audition,...

d. **l'industrie aérospatiale** est certainement le domaine où les microsystemes prennent toute leur signification, car la réduction de taille, de poids, ainsi que l'augmentation de fiabilité sont primordiaux [67] [80]. Cette famille de microsystemes se distingue des autres par les contraintes auxquelles ils sont soumis. Un microsysteme dans un satellite devra avoir une tenue aux radiations importante, alors qu'un microsysteme embarqué dans un avion de ligne ou une fusée devra avoir un taux de fiabilité très élevé,

e. **l'industrie de communication et d'optique** est en pleine expansion [116]. Les principaux projets sont les micro-commutateurs à très hautes fréquences, les multiplexeurs optiques et les matrices de micro-miroirs. Un bel exemple de réussite industrielle de microsysteme est le DLP (Digital Light Processing) de Texas Instrument qui est une matrice de micro-miroirs dédiée à l'affichage vidéo [42].

En résumé, quel que soit le domaine d'application, le microsysteme doit être capable de :

- percevoir un phénomène physique (capteur),
- mettre en forme et interpréter le signal (électronique),
- effectuer une action (actionneur),
- rendre compte de la mesure ou de l'action au milieu extérieur (communication).

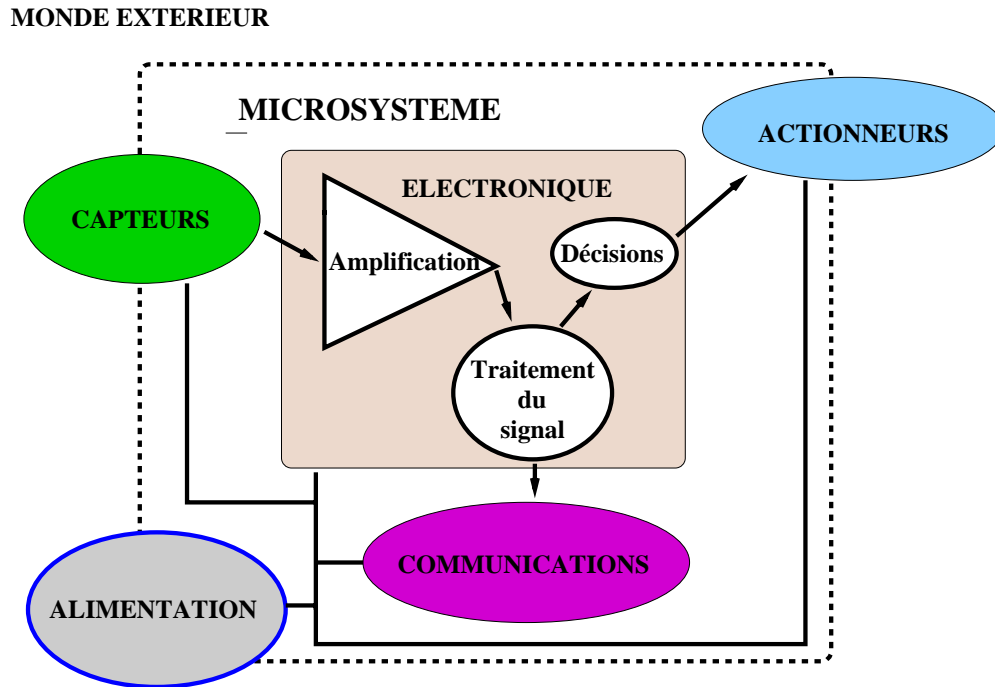


Figure 1.1: Schéma de principe d'un microsystème.

Du point de vue économique [30] les microsystèmes sont en pleine expansion. En 1996 le marché des MEMS représentait 12 milliards de dollars, soit 1.3 milliards de pièces, à l'horizon 2002 on s'attend à un chiffre d'affaire de 34 milliards de dollars pour 5.4 milliards de pièces. Une grande partie de ce marché repose, et reposera, sur des applications phares telles que l'accéléromètre, le capteur de pression, les têtes de lecture des disques durs et les têtes d'imprimantes, mais on estime qu'en 2002, 1.6 milliards de dollars proviendra de nouvelles applications.

1.2 Le projet

Dans le cadre d'une veille technologique Schneider Electric a souhaité étudier la faisabilité d'un disjoncteur thermique³ à base de microsystèmes. Le composant devra avoir des coûts de fabrication réduits et posséder une grande fiabilité. L'objectif de ce travail de thèse est de montrer la faisabilité du principe et de proposer des solutions. La principale difficulté est de réaliser un système avec une constante de temps d'une centaine de secondes alors que la constante de temps typique d'une microstructure est d'une dizaine, voir une centaine de millisecondes.

³Le disjoncteur thermique protège les réseaux électriques contre des surcharges de courant.

1.3 Structure de la thèse

Le disjoncteur thermique ainsi que l'état de l'art dans ce domaine sont présentés dans la première partie du second chapitre. La deuxième partie du chapitre est dédiée à la solution microsysteme du disjoncteur et plus particulièrement au convertisseur électro-thermique, la brique de base du composant. Un tour d'horizon des différentes technologies microsystemes explique les différents choix qui ont été faits.

La conception du disjoncteur commence par un rappel sur les différentes méthodes de mesure de la température, suivi par les essais qui ont abouti à la solution. Les différents résultats concernant la conception du composant sont regroupés dans le troisième chapitre.

Le quatrième chapitre traite de la solution de gravure anisotropique du silicium, solution développée pour le projet ainsi que de la fabrication du microsysteme. Le cinquième chapitre se focalise sur la caractérisation thermique et mécanique du composant.

Enfin les deux derniers chapitres proposent une autre solution à base de barrières thermiques et les perspectives pour les développements futurs.

Chapitre 2

CONVERTISSEUR

Chapitre 2

DISJONCTEUR THERMIQUE

Les disjoncteurs électriques sont des dispositifs destinés à protéger les équipements et les réseaux de distribution électriques contre des surcharges de courant et des courts-circuits. On trouve les disjoncteurs dans tous les réseaux, qu'ils soient industriels ou individuels, ce qui représente un marché important. Du point de vue technique le disjoncteur est composé de deux parties (voir figure 2.1 a) qui sont :

- la protection contre les courts-circuits* : Le circuit mesure constamment la valeur du courant instantané, au-delà de n fois la valeur du courant nominal, le déclencheur ouvre le réseau électrique ($I > n.I_r$). La valeur de n dépend des normes et du type de l'installation. Ce type de protection est appelé disjoncteur de surcharge,
- protection contre les surcharges de courant* : La surcharge de courant est caractérisée par un courant inférieur à $n.I_r$ mais qui dure dans le temps. Si rien n'est fait, les fils du réseau s'échauffent et brûlent, ce qui peut entraîner la destruction complète ou partielle d'un bâtiment. Cette protection est appelée disjoncteur thermique.

La courbe 2.1 b donne le comportement du disjoncteur en fonction du courant qui circule dans le réseau. Dans la suite du document, on oubliera le disjoncteur magnétique pour se concentrer

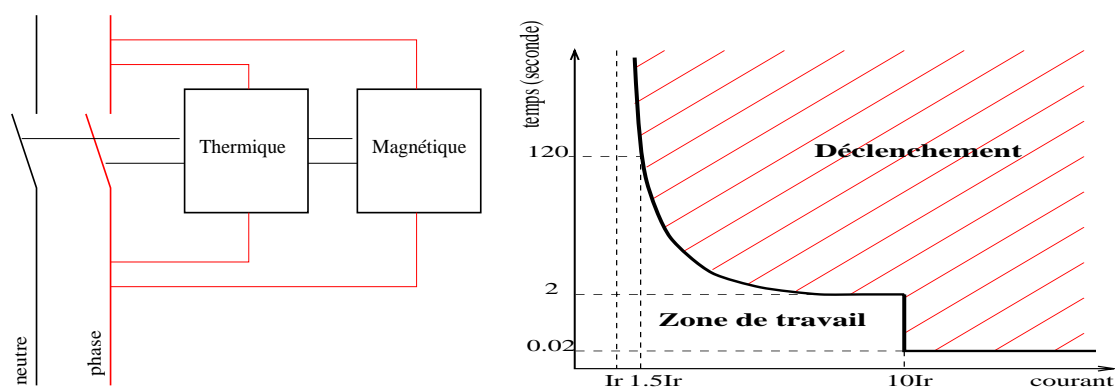


Figure 2.1: a) Schéma de principe du disjoncteur. b) Comportement du disjoncteur en fonction du courant qui circule dans le réseau ($n=10$).

sur le disjoncteur thermique.

2.1 Principe du disjoncteur thermique

Le disjoncteur thermique mesure une valeur correspondant à l'intégration avec une constante de temps τ , du carré du courant efficace (I_{eff}). Cette valeur est notée $\int_0^\tau I_{eff}^2 dt$, et représente à une constante près, l'énergie qui circule dans le réseau pendant une durée τ (voir équation 2.1). Si la valeur obtenue est supérieure à une référence fixée, alors le déclencheur ordonne l'ouverture du réseau. La valeur de τ est une constante de temps spécifique qui est fonction de l'application (moteurs électriques, fours, ordinateurs,...) et des normes.

$$\varepsilon = R \int_0^\tau I_{eff}^2 dt \quad (2.1)$$

avec ε l'énergie en Joule, R la résistance électrique du disjoncteur et I_{eff} le courant efficace. A la différence du disjoncteur magnétique (court-circuit) qui détecte en ligne, le disjoncteur thermique travaille dans le temps.

La fonction d'intégration du carré du courant efficace peut se faire de trois façons : par bilame, électroniquement et par microsysteme.

2.1.1 Bilame

Le disjoncteur à bilame¹ se base sur une technologie électromécanique. La lame est attachée à une extrémité et repose à l'autre extrémité sur un contacteur. Au sein de la lame circule un courant qui va libérer de l'énergie par effet Joule. A courant nominal, un équilibre s'établit entre l'énergie apportée par l'effet Joule et les pertes par conduction et convection, la température du bilame reste constante et, est insuffisante pour mettre en mouvement la lame. Cependant, pour un courant supérieur au courant nominal, l'équilibre est rompu, et la température de la lame se met à augmenter. L'élévation de température induit le flambement du bilame par dilatation et l'ouverture du circuit si la température devient trop importante. Le circuit ouvert entraîne l'ouverture du réseau.

Il est fréquent de trouver des disjoncteurs thermiques à bilame car c'est un système simple et bon marché. Par contre ce dispositif est sensible à la température ambiante. Les caractéristiques du disjoncteur sont données pour un fonctionnement à température ambiante fixée par des normes. Si la température ambiante est supérieure, le bilame commencera à fléchir par le seul fait de la température ambiante. Des déclenchements intempestifs peuvent se produire, car le courant permanent que peut supporter le dispositif sera réduit de 10% par 10 °C par rapport à son calibre. De la même manière, l'emploi de plusieurs disjoncteurs juxtaposés (armoie électrique) peut provoquer une élévation de température.

2.1.2 Disjoncteurs numériques

La nouvelle génération de disjoncteur est basée sur une technologie électronique. En effet aucun organe n'est en mouvement, tout est géré électroniquement. Le principe de fonctionnement est le suivant : un courant proportionnel au courant qui circule dans le réseau est

¹bilame : lame constituée de deux matériaux accolés. Chaque matériau possède un coefficient de dilatation différent ce qui induit un flambement de la lame lorsque la température augmente.

prélevé au secondaire d'un transformateur (voir figure 2.2). Le courant prélevé est échantillonné par un convertisseur analogique-numérique (CAN), qui transmet ses informations à un ASIC numérique. Le circuit numérique calcule le courant efficace ainsi que la valeur $\int_0^T I_{eff}^2 dt$ et décide de l'ouverture ou non du réseau. Ce dispositif intègre aussi la fonction de disjoncteur magnétique (court-circuit) car les données issues du CAN représentent le courant instantané. Il est aisé de comparer cette valeur à une référence de déclenchement.

La mémoire thermique des disjoncteurs électroniques est assurée par une cellule RC. Le disjoncteur fonctionne à propre courant. L'énergie est fournie par le capteur de courant (transformateur de courant). Lors de l'ouverture des pôles, le courant disparaît au primaire, et l'électronique n'est plus alimentée, les informations fournies par le filtre disparaissent. Dans ce cas, l'information du filtre est stockée dans une cellule RC externe via un CNA. Cette information représente l'état thermique de l'équipement ou de la ligne protégée. La constante de temps du RC (30 à 300s) est l'image de la constante de temps thermique de l'équipement. Le RC se décharge dans le temps. Lors de ré-enclenchement du disjoncteur un système vient lire la tension aux bornes du RC pour ré-initialiser le calcul de la protection thermique avec une valeur représentant l'état thermique de l'équipement au ré-enclenchement.

Les disjoncteurs électroniques permettent une grande souplesse dans le réglage des courbes de déclenchement se qui permet à l'utilisateur de les régler au plus près de son besoin. Il n'y a pas de gain en volume sur le disjoncteur l'électronique car le volume est fixé par la taille, par la dimension de la chambre de coupure (fonction du courant de court-circuit max.) et par des contraintes de compatibilité avec le brochage des produits électromécaniques déjà existants. L'électronique ne conduit pas à des produits bons marchés. Au mieux, au même prix que l'électromécanique pour de forts calibres (≥500A) et au pire plus cher pour de petits calibres, mais avec plus de fonctionnalités pour le client. Les principales contraintes sur l'électronique sont :

- fonctionnements en permanence à haute température (composant spécifié 125 C, température mesurée 100 C),
- grande fiabilité requise (durée de vie d'un disjoncteur 10 à 15ans). Pour cette contrainte les capacités sont des composants à risque qu'il serait souhaitable d'éliminer quelle que soit la technologie. Un problème de fiabilité sur la capacité peut conduire à un non-déclenchement ou à des déclenchements intempestifs. Le premier cas est le plus dangereux car il y a risque d'incendie. Dans le deuxième cas, le client n'est pas content en raison des arrêts de son installation.

2.1.3 Disjoncteurs microsystemes : l'avenir?

Dans le cadre d'une veille technologique Schneider Electric souhaite évaluer une solution basée sur un microsysteme en silicium pour réaliser le déclenchement électronique. Les objectifs sont de réduire la consommation, miniaturiser le dispositif et palier aux défaillances du disjoncteur numérique.

Le principe de fonctionnement est le suivant: Le courant issu du secondaire du transformateur est envoyé dans une résistance (R), qui va libérer une puissance thermique. La puissance

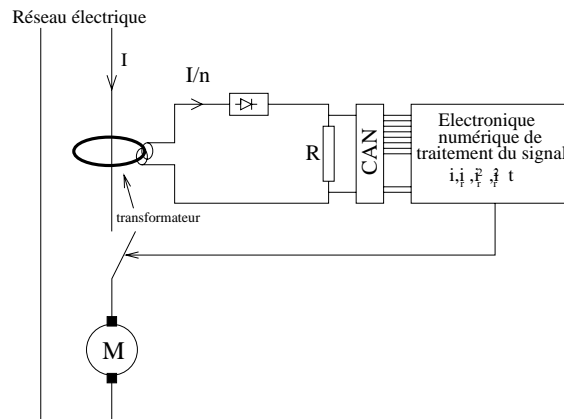


Figure 2.2: Schéma de principe du disjoncteur électronique.

émise par effet Joule est proportionnelle au carré du courant ($P = RI^2$). L'énergie thermique va s'écouler dans une structure suspendue avec une certaine vitesse qui va dépendre de la résistance (R_{th}) et capacité (C_{th}) thermique de cette structure. L'écoulement et le stockage de la chaleur dans la structure revient à intégrer le signal d'entrée avec une constante de temps τ donnée par le produit $\tau = R_{th}.C_{th}$. La valeur $\int_0^\tau I_{eff}^2 dt$ qui a été calculée de façon physique en utilisant les propriétés de l'effet Joule et de l'écoulement de la chaleur est convertie en tension par un capteur de température qui se trouve sur la structure suspendue. Le figure 2.3a présente une vue schématique de la mise en forme de signal $\int_1^\tau I_{eff}^2 dt$, tandis que la figure 2.3b présente une vue simplifiée du disjoncteur bâti sur ce principe.

Ce montage a l'avantage d'être indépendant de toute source d'alimentation car en cas de micro-coupures, l'énergie thermique va s'écouler normalement dans la structure. En d'autres termes : l'information est sauvegardée.

Le dispositif qui assure le passage du courant en tension via la chaleur avec un effet d'intégration est appelé **convertisseur électro-thermique**.

Un tel système permet de faire un dispositif monolithique qui est potentiellement plus fiable. Il permet aussi d'éliminer les capacités du disjoncteur électronique en les remplaçant par une technologie entièrement intégrée. Un gain de coût sur le montage des composants peut être obtenu ainsi, en passant de 3 composants (1 CI + 1 Résistance + 1 Capacité) à 1 composant.

2.2 Convertisseurs Electro-Thermiques

Le convertisseur électro-thermique comme nous venons de le voir est la brique de base de bon nombre de capteurs. Que se soit pour un capteur rms, un capteur de gaz ou un disjoncteur, le convertisseur est le coeur du système, seules les caractéristiques des structures s'adaptent en fonction du signal à traiter, ou à détecter.

Le principe de fonctionnement du convertisseur est toujours le même : un signal électrique est converti en chaleur par effet Joule, la chaleur s'écoule dans une structure puis on convertit la température en tension. Dans cette section, plusieurs exemples vont illustrer ce principe. Nous commencerons par un bref rappel historique, puis nous passerons en revue les différentes formes

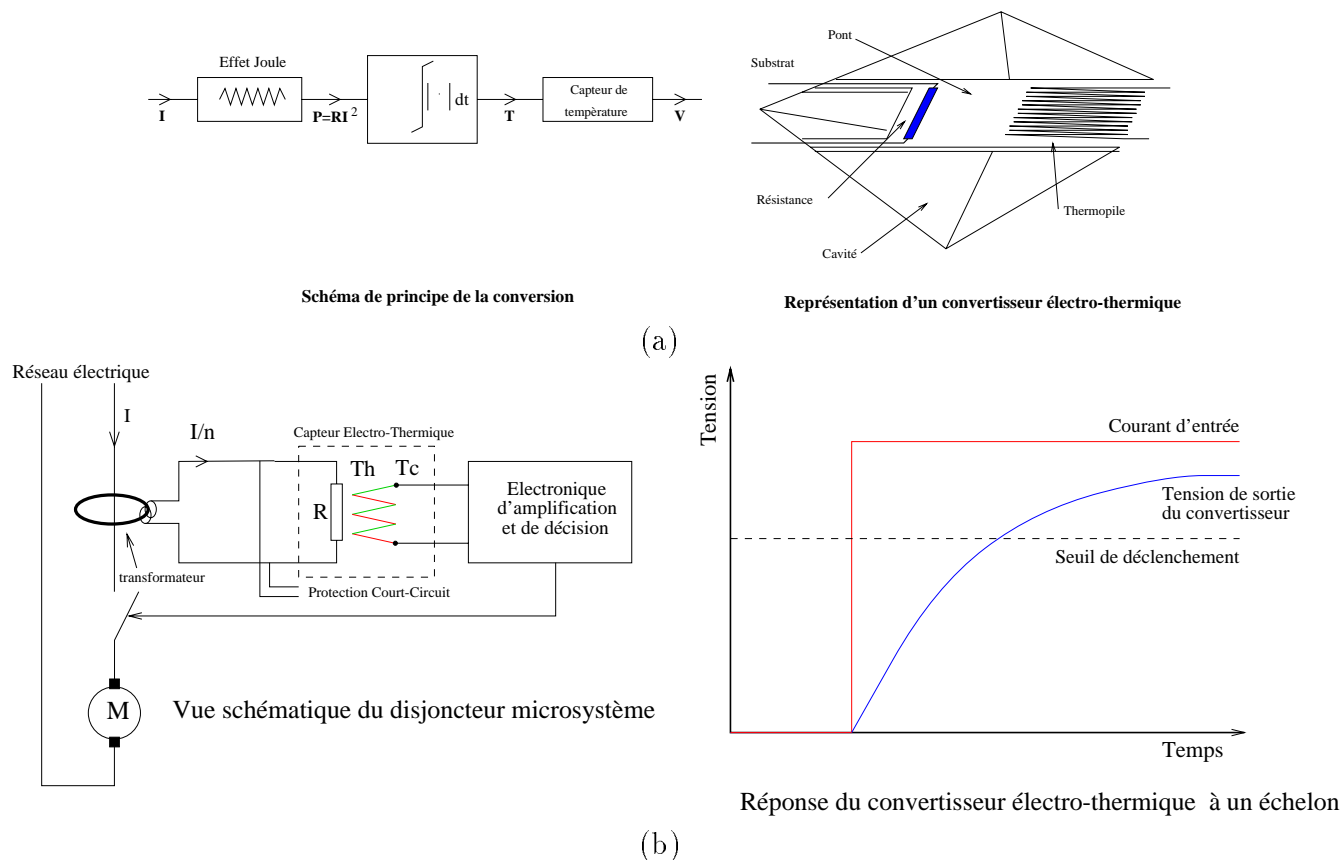


Figure 2.3: a) Schéma de principe du disjoncteur microsysteme et vue du composant. b) Vue détaillée du disjoncteur thermique avec sa courbe de réponse en fonction du temps.

que peut prendre le convertisseur en technologie microsysteme. Une section sera dédiée aux applications les plus connues à base de convertisseur, enfin, nous poserons la problématique liée au convertisseur et au disjoncteur thermique.

2.2.1 Historique

Le premier convertisseur électro-thermique est apparu en 1952 [98] [35], il a été inventé par F. L. Hermach. Le dispositif était constitué d'un fil chaud en nickel-chrome (NiCr) et d'un seul thermocouple cuivre/constantan attaché au fil chaud par une perle en céramique (voir la figure 2.4). L'ensemble était scellé dans une ampoule en verre sous vide. Le système possédait une sensibilité de l'ordre de $3V/W$ et servait à la conversion AC/DC (voir le paragraphe 2.2.3).

2.2.2 Géométries disponibles en technologie microsysteme

Depuis le système de Hermach, les formes des convertisseurs ont évolué, de nos jours, les technologies microsystemes permettent une intégration poussée des composants sans pour autant utiliser un procédé de fabrication compliqué. Les composants sont couchés sur des structures

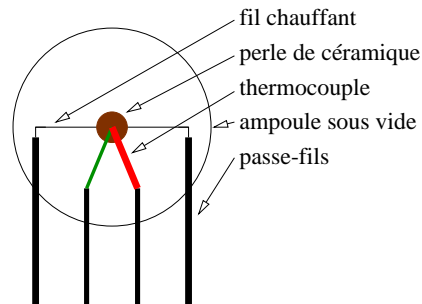


Figure 2.4: Convertisseur électro-thermique de Hermach.

suspendues en oxyde qui assurent une bonne isolation thermique de la résistance de chauffe et du capteur de température [118]. L'utilisation de l'oxyde permet aussi de travailler avec des procédés CMOS (voir paragraphe 2.5.2). Différentes formes (membrane, pont, poutre) sont envisageables, toutes ont leurs avantages et inconvénients que nous allons détailler.

2.2.2.1 Poutres

La poutre est constituée de couches d'oxydes sur lesquelles on dépose le capteur de température et la résistance de chauffe. La position idéale pour la résistance est en bout de poutre comme nous le montre la figure 2.5a, car cette position assure la meilleure isolation et sensibilité² possible. Le capteur de température peut être de différents types, mais les plus courants sont la thermopile³ et la thermodiode⁴. De nombreux travaux utilisent une thermopile en guise de capteur de température [88] [90] [29] car c'est le moyen le plus simple à mettre en oeuvre mais la sensibilité est fortement liée au type de thermocouple utilisé. Quelques travaux utilisent une thermodiode comme capteur de température car la sensibilité est importante, mais ce type de convertisseur requiert des techniques de gravure spéciales pour libérer la couche de silicium nécessaire à l'implantation de la diode (voir figure 2.5a).

Les dimensions des structures varient de $100\mu\text{m}$ à $500\mu\text{m}$ de long sur $20\mu\text{m}$ à $200\mu\text{m}$ de large. Au-delà de ces dimensions, il vaut mieux passer à une structure en pont pour des raisons de solidité mécanique. Il ne faut pas oublier de rajouter tout autour du pont une cinquantaine de microns d'ouverture qui assureront l'isolation thermique par rapport au substrat.

Le très gros avantage du convertisseur en poutre réside dans la faible surface consommée. Il est tout à fait possible de réaliser un convertisseur de la taille d'un ampli analogique ($200 \times 300\mu\text{m}$), voire même plus petit. De telles structures ont des constantes de temps qui se situent dans la plage des quelques millisecondes à une cinquantaine de millisecondes.

²Sensibilité : rapport de la tension de sortie du convertisseur sur la puissance injectée.

³Thermopile : la définition de la thermopile est donnée dans le chapitre sur la conception.

⁴Thermodiode : la définition de la thermodiode est donnée dans le chapitre sur la conception.

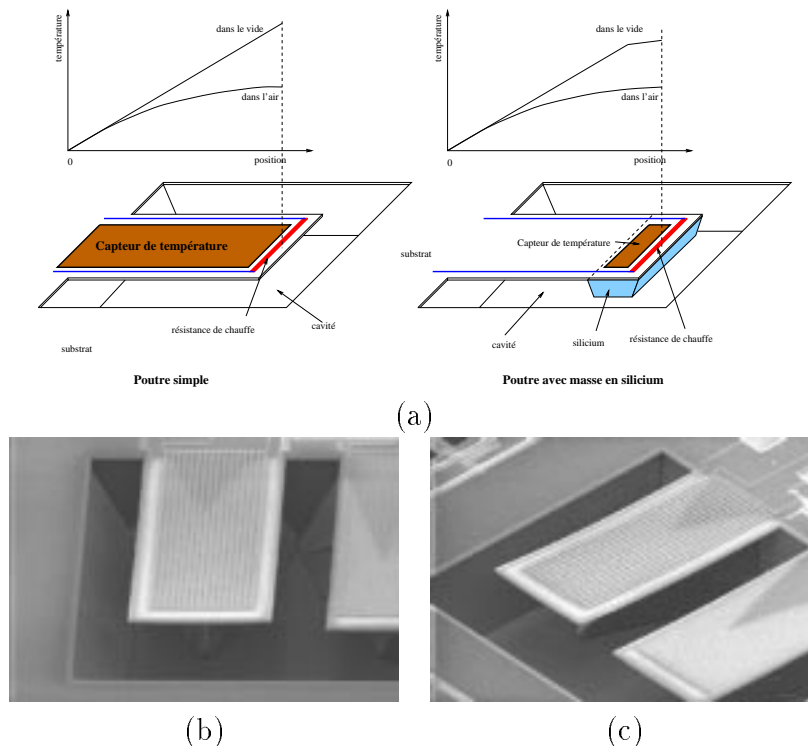


Figure 2.5: a) Répartition de la température sur des convertisseurs en poutre, avec ou sans masse de silicium. b) et c) Photographies au microscope électronique à balayage (MEB) d'un convertisseur en poutre fabriqués à partir d'une technologie CMOS compatible.

2.2.2.2 Ponts

Le pont est construit de la même manière que la poutre. Une résistance de chauffe ainsi qu'un capteur de température sont couchés sur un pont d'oxyde. La meilleure isolation thermique est obtenue au centre du pont, donc la résistance de chauffe ainsi que le capteur de température s'y trouveront. Comme pour la poutre la détection de la chaleur peut se faire au travers d'une thermopile ou d'une thermodiode. Très peu d'exemples de convertisseur en pont existent dans la littérature, cela s'explique peut être par le fait que pour avoir une résistance thermique identique à une poutre, il faut doubler la longueur du pont. De plus pour un même niveau d'énergie la température générée sera deux fois moins importante que pour une poutre, car l'énergie va se répartir à part égale (pour un pont uniforme et symétrique) des deux cotés du pont. Le seul avantage que l'on puisse trouver à la structure en pont est :

- sa solidité mécanique,
- sa possibilité de générer des constantes de temps élevées (centaine de millisecondes).

La figure 2.6 montre quelques exemples de convertisseurs en pont.

Remarque : Les ponts sont très souvent utilisés pour les capteurs infrarouge car ils offrent une grande surface d'absorption. Cette surface peut être augmentée en rajoutant au centre du pont

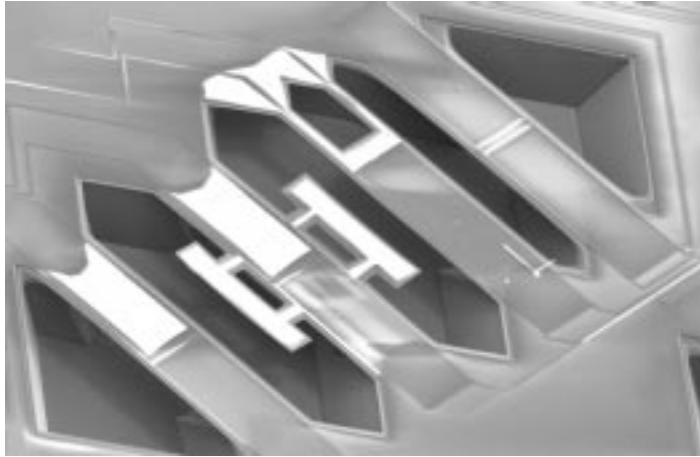


Figure 2.6: *Convertisseurs électro-thermique en pont sous différentes formes.*

une plaque d'oxyde qui servira de collecteur de photons.

2.2.2.3 Membranes

Les convertisseurs en membranes sont très répandus dans la littérature [86] [114] [69] [34]. Ils sont constitués d'un film d'oxyde tendu sur un anneau de silicium. Au centre de la membrane est déposée une résistance chauffante et tout autour sont disposés des capteurs de température (voir figure 2.7). Les convertisseurs électro-thermiques à base de membrane utilisent comme capteurs de températures des thermopiles. Le dispositif résultant possède une épaisseur de quelques microns, pour des surfaces de membrane suspendue de plusieurs millimètre carré. La constante de temps du convertisseur peut être augmentée en suspendant un obélisque de silicium sous la résistance de chauffe. M. Klonz et T. Weimann [51] ont réussi à atteindre 3 secondes dans le vide.

La membrane pleine possède une bonne isolation thermique puisqu'on travaille avec des films minces, mais son principal atout est sa solidité mécanique. La seule difficulté réside dans le contrôle des contraintes résiduelles dans la membrane lorsqu'on la libère.

2.2.3 Applications communes aux convertisseurs électro-thermiques

Le convertisseur électro-thermique n'est pas un capteur en lui-même, mais une fonction de base que l'on vient intégrer dans une chaîne pour former le capteur. Les paragraphes suivants décrivent succinctement les applications les plus connues à base de convertisseur électro-thermique.

- **Convertisseur thermique RMS** : la valeur rms (Root Mean-Square) d'un signal alternatif (AC) est définie comme étant, la tension DC équivalente, qui produit la même quantité d'énergie (moyenne dans le temps) par effet Joule dans une résistance, qu'un signal alternatif (AC). Cette valeur est très utilisée dans le milieu de l'instrumentation au

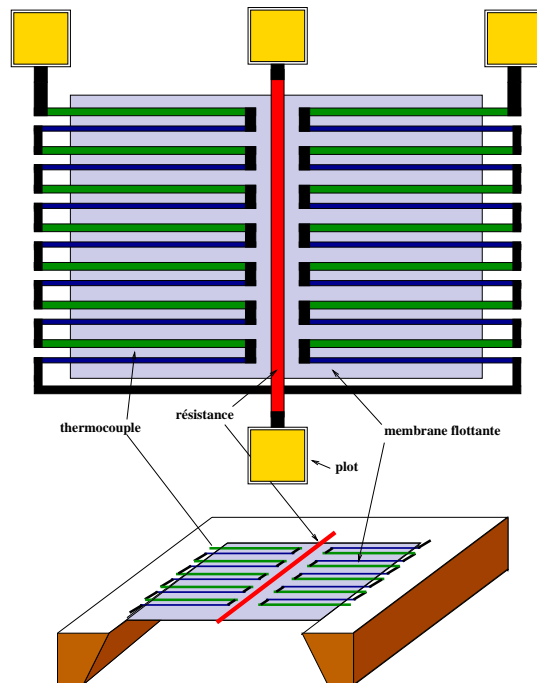


Figure 2.7: Convertisseur électro-thermique posé sur une membrane pleine.

niveau des multimètres, de la calibration, de la mesure de puissance pour les micro-ondes, des wattmètres,... . Plusieurs méthodes autres que thermiques existent pour mesurer la valeur rms (analogique, numérique, électrostatique,...) mais seul la conversion thermique donne de très bons résultats sur une grande plage de fréquences (10Hz-1GHz) [45].

La figure 2.8 donne une vue simplifiée d'un convertisseur rms utilisant un convertisseur électro-thermique. Lors d'une mesure le commutateur relie le signal AC au convertisseur électro-thermique. La tension de sortie du convertisseur est mémorisée, puis on déplace le commutateur sur un signal DC. La tension DC va varier lentement jusqu'à ce que la tension de sortie du convertisseur soit équivalente à la tension mémorisée. Lorsque les deux valeurs sont équivalentes la tension DC est la valeur rms du signal AC. Les dernières versions de convertisseur rms font appel à deux convertisseurs électro-thermiques identiques et à une boucle de régulation. Sur un convertisseur est envoyé le signal AC, tandis que sur l'autre est envoyé le signal DC. La boucle de régulation lit la tension de sortie des convertisseurs à tour de rôle, et ajuste la valeur DC pour que les deux sorties soient identiques. Une fois l'équilibre atteint, la tension DC est envoyée vers la sortie [23] [46].

Le convertisseur RMS est aussi connu sous le nom de convertisseur AC-DC.

- **capteur de flux de gaz** : un grand nombre de systèmes requiert la connaissance de la vitesse, de la direction et de la quantité de gaz (ou liquide) qui s'écoule à travers un canal ou une conduite. Les applications les plus connues sont le contrôle du mélange air/essence dans le moteur, la mesure des quantités de médicaments que l'on injecte à des patients, la mesure du flux d'air qui s'écoule dans les gaines de climatisation,...

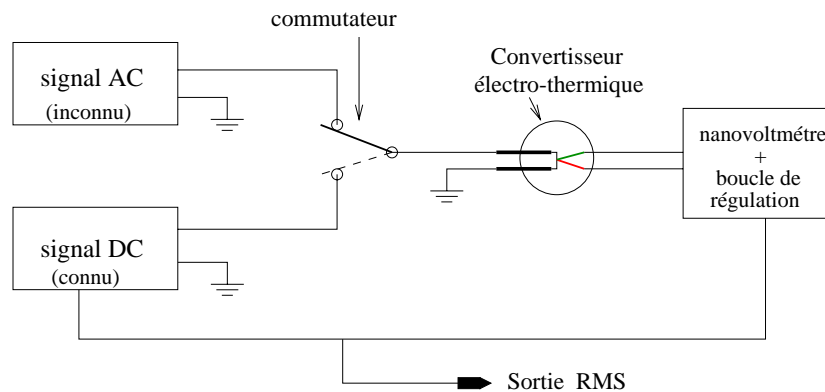


Figure 2.8: Schéma de principe du convertisseur rms.

Quel que soit le type d'application, le principe de fonctionnement est toujours le même: une résistance chauffante est au milieu de deux (voire un) capteur de température. L'ensemble est placé au centre du tube ou sur sa paroi interne. Lorsque le fluide est statique une distribution de température s'établit. Cette distribution en forme de cloche est centrée sur la résistance chauffante, ce qui met les deux capteurs à la même température (voir figure 2.9). Par contre, dès que le fluide se met en mouvement la distribution se décale (dans le sens du fluide) et produit une différence de température entre les deux capteurs. La différence de température et son signe nous renseignent sur la direction du fluide et sa vitesse, cependant le calcul de la quantité de fluide en mouvement se faire à partir de la valeur précise de la section du tube [63] [10] [107].

- **capteur de vide ou de gaz** : un des plus vieux capteurs thermoélectriques est la jauge de Pirani (1906) [98]. Elle mesure le vide dans une enceinte en utilisant le changement de conductivité d'un gaz lorsque la pression varie [18] [100]. En effet, une diminution de la conductivité thermique d'un gaz se traduit par une diminution de la convection, et, par conséquent, par une élévation de la température du système thermique. Marcello Pirani, l'inventeur de la jauge a utilisé le principe précédent et la dépendance d'une résistance électrique avec la température pour avoir une sortie électrique qui reflète la variation de la pression.

De nos jours, le fil chaud de Pirani est remplacé par une membrane en oxyde qui intègre une résistance chauffante et un capteur de température (thermodiodes, thermorésistances ou thermocouples).

Le principe du capteur de vide peut être étendu à la détection des gaz [37]. En effet, chaque gaz possède une conductivité thermique différente, donc l'effet convectif qu'il engendrera sera sa signature.

- **autres capteurs à base de convertisseur** : bien d'autres capteurs intègrent la brique du convertisseur électro-thermique dans leur chaîne de détection ou de conversion, mais ce sont généralement des capteurs issus de la recherche. L'accéléromètre thermique est un bon exemple, il est constitué d'un convertisseur et d'une masse inertielle placée juste au-dessus. Lorsqu'une accélération intervient la masse se rapproche du convertisseur et

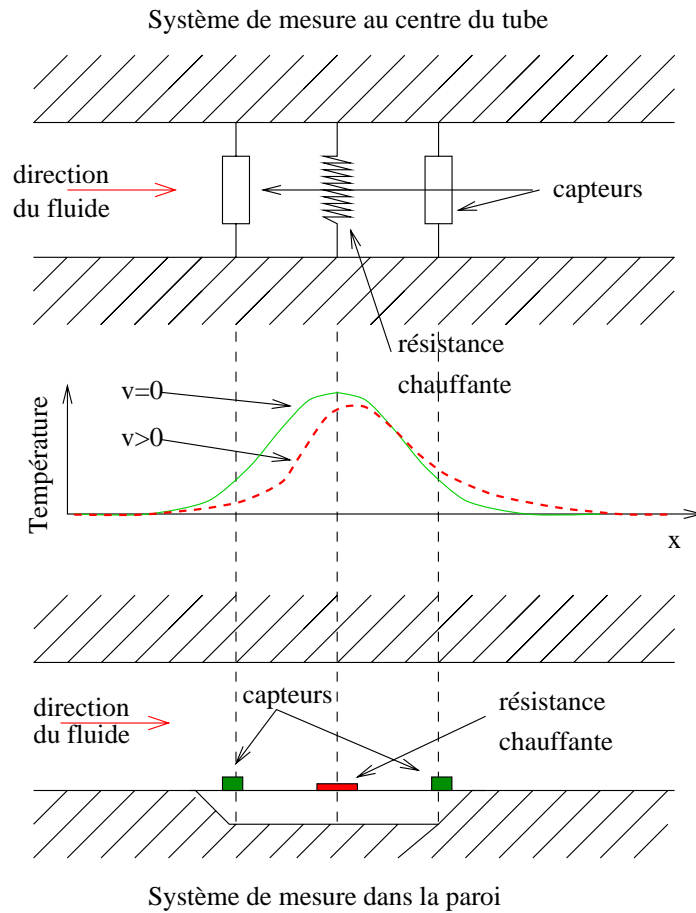


Figure 2.9: Vue schématique d'un capteur de flux de gaz.

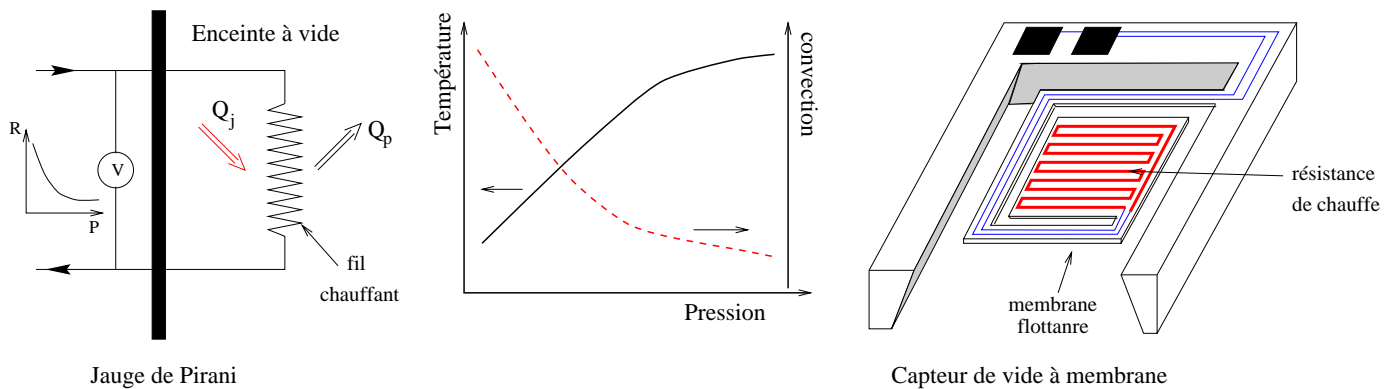


Figure 2.10: Dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la pression.

produit une fuite thermique qui change la réponse statique et dynamique du convertisseur. Bien d'autres capteurs du même style existent dans la littérature.

2.2.4 Problématique, Conclusion

Tous les composants ou capteurs que nous venons de voir dans le paragraphe précédent ont une constante de temps qui varie de quelques millisecondes à une centaine de millisecondes. Un disjoncteur thermique doit être capable de générer une constante de temps d'une centaine de SECONDES. Cette valeur peut atteindre 140 secondes pour un disjoncteur dédié aux moteurs électriques. A l'heure actuelle la plus grande constante de temps d'un convertisseur électrothermique microsysteme qui a été relevée dans la littérature ne dépasse pas 3 secondes [51]. Toute la difficulté de ce travail de thèse va être d'atteindre une telle constante de temps avec une technologie microsysteme.

2.3 Que faut-il faire pour avoir une constante de temps de 100 secondes ?

La réalisation d'un tel capteur thermique nécessite une bonne connaissance des différents modes de transfert de la chaleur. Que se soit la conduction, la convection ou le rayonnement, ces transferts ont une influence sur la constante de temps, mais avant d'aller plus loin dans la description de ces phénomènes nous allons donner une définition précise de la constante de temps.

- **Constante de temps:** C'est le temps que met un système lorsqu'il répond à une excitation en échelon pour atteindre 63.2% ($1 - e^{-1} = 63.2\%$) de sa valeur d'équilibre. Dans le cas d'un circuit RC la constante de temps est obtenue en calculant le produit de la résistance par la capacité (figure 2.11), mais on peut étendre ce calcul à des structures thermiques car il y a une analogie entre les lois électriques et thermiques (voir paragraphe 2.4).

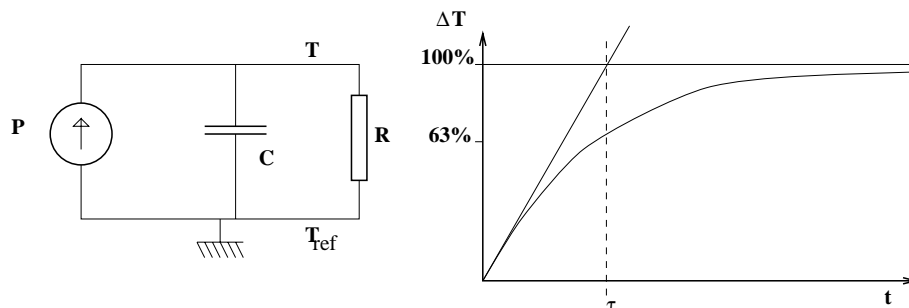


Figure 2.11: Circuit équivalent et mesure d'une constante de temps

2.3.1 Conduction

La conduction est l'écoulement de la chaleur à travers un matériau. Cet écoulement peut être plus ou moins facile en fonction des propriétés thermiques du dit matériau [103]. La loi de conduction s'exprime de la manière suivante:

$$\vec{j} = -\lambda \text{grad}T \quad (2.2)$$

On la connaît généralement sous la forme:

$$\Delta T = R_{th}.N \quad (2.3)$$

R_{th} = résistance thermique (K/W)
 λ = conductivité thermique (W/mK)
 T = température (K)
 \vec{j} = flux de chaleur (W/m^2)
 N = puissance (W)

Suspendre des couches dans le vide ou dans un milieu gazeux permet de générer de très grandes résistances thermiques. Le calcul de la résistance se fait grâce à l'équation 2.4 si on est dans le vide, ou à l'équation 2.5 si on tient compte du milieu gazeux.

$$R_{th} = \frac{l}{\lambda w} \quad (2.4)$$

$$\lambda d \frac{d^2(T(x) - T_0)}{dx^2} - \gamma(T(x) - T_0) = 0 \quad (2.5)$$

d = épaisseur de la structure (m)
 $T(x)$ et T_0 = température à la position x , et température du substrat (K)
 γ = terme symbolisant les pertes par convection et rayonnement

Remarque 1 : L'équation 2.5 ne donne pas directement la résistance thermique, mais la température en fonction de la puissance. On retrouve la valeur de la résistance en utilisant l'équation 2.3.

Remarque 2 : Il est inutile de placer un dispositif thermique sur le substrat, car celui-ci absorbe toute la chaleur. Ce n'est pas sans raison que l'on nomme le substrat le puits thermique.

2.3.2 Convection

Un système thermique qui baigne dans un fluide ou un gaz peut transférer son énergie au milieu qui l'entoure. Ces pertes dépendent en grande partie du type de gaz et de sa vitesse d'écoulement du fluide. Lorsque la vitesse du fluide est nulle, on appelle le phénomène d'échange thermique de la *convection naturelle*, par contre si le fluide est en mouvement on passe à de la *convection forcée* [103].

La fuite thermique due à la convection, va réduire la résistance thermique globale de la structure, et par conséquent réduire sa constante de temps. Pour palier à cet effet, il faut travailler sous vide, ou utiliser des gaz possédant une conductivité thermique très faible. Le graphe 2.12

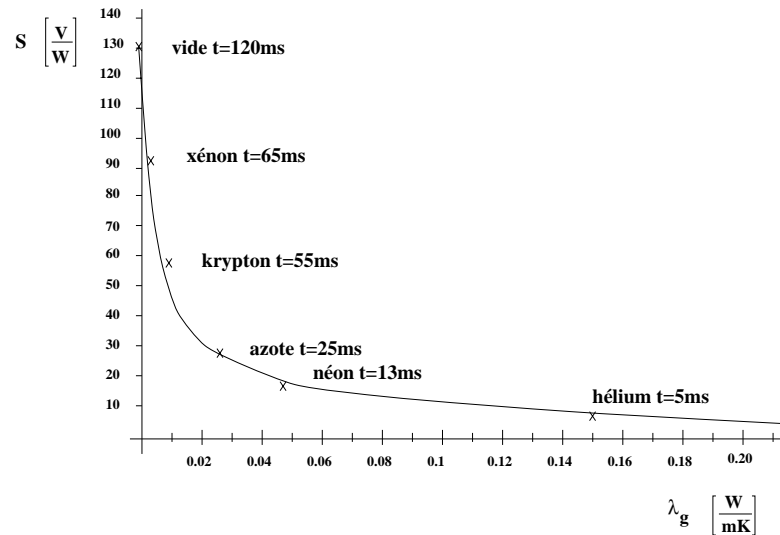


Figure 2.12: Courbe montrant la dépendance de la constante de temps d'un système en fonction du gaz de remplissage.

montre l'influence du gaz de remplissage sur la constante de temps d'une structure suspendue du type convertisseur électro-thermique [27].

Remarque 1 : Du point de vue de la modélisation électrique-thermique équivalente, la convection se réduit à une résistance branchée en parallèle à notre système comme le montre la figure 2.13.

Remarque 2 : Dans le cas où l'on ne peut pas travailler sous vide et que l'on doit réduire au maximum les pertes par convection, on peut utiliser une solution intermédiaire qui consiste à diminuer la pression du gaz de remplissage. En effet la conductivité d'un gaz dépend de la pression de celui-ci ($\lambda = f(P)$) (La figure 2.14 montre cette dépendance pour plusieurs gaz). Si on trouve le bon gaz (λ faible à P_0) et la bonne pression on peut réduire le coefficient de convection et limiter ainsi les effets sur la constante de temps.

Remarque 3 : Si on est dans l'incapacité de travailler sous vide, les gaz du tableau 2.1 pourront être de bons candidats comme gaz de remplissage (du point de vue thermique et mais pas forcément financier).

2.3.2.1 Modélisation de la convection dans un boîtier

La convection dans un système encapsulé ne peut être considérée comme une convection naturelle ou forcée. On la modélise de la façon suivante:

$$h = \lambda_g \left(\frac{1}{d_1} + \frac{1}{d_2} \right) \quad (2.6)$$

$$\varphi^{cc} = h(T_p - T_c) \quad (2.7)$$

$$dP_{cc} = \varphi^{cc} . dS \quad (2.8)$$

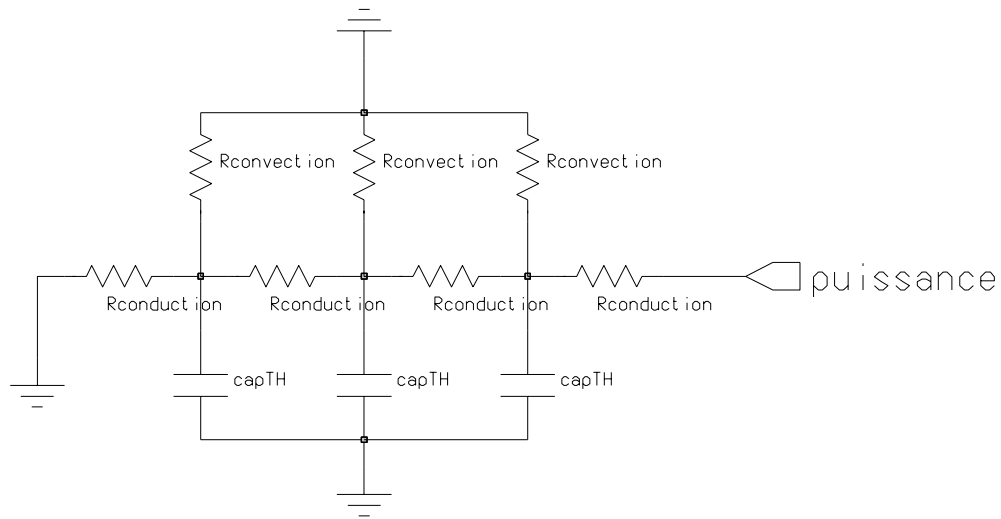


Figure 2.13: Convertisseur en poutre baignant dans un fluide modélisé avec l'équivalence électrique-thermique.

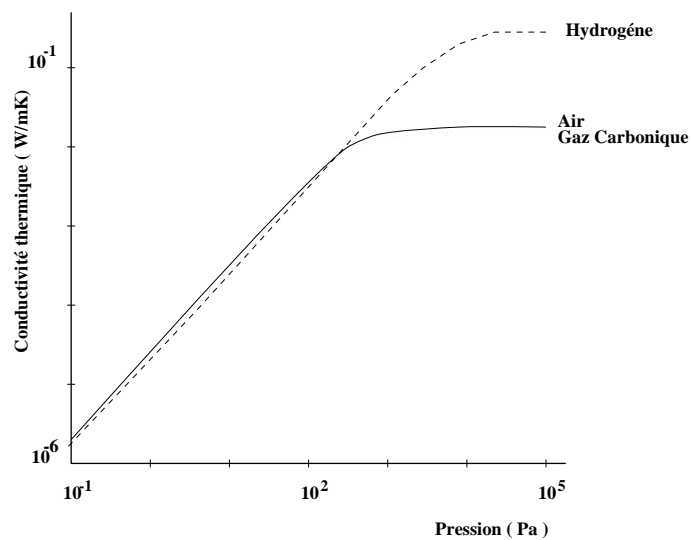


Figure 2.14: Courbe montrant la dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la pression.

Gaz	$\lambda(W/m.K)$
Xénon	0.005
Freon12	0.00935 (20C)
Krypton	0.01
Gaz Carbonique	0.0166
Freon22	0.0118 (40C)
Azote	0.02638
Air	0.02604

Tableau 2.1: Conductivité des gaz à pression ambiante.

- φ^{cc} = flux convectif (W/m^2)
- h = coefficient de transfert convectif ($Wm^{-2}K^{-1}$)
- λ = conductivité thermique du gaz (W/mK)
- d_i = distance entre le système et le fond ou le haut du boîtier (m)
- T_p = température du système (K)
- T_c = température du fluide (K)
- P_r = puissance convective (W)
- dS = surface du système (m^2)

Des mesures sur le coefficient de convection en boîtier ont été faites. Le principe de la mesure ainsi que les résultats se trouvent en annexe D.

2.3.3 Rayonnement

La troisième manière d'échanger de la chaleur avec le milieu extérieur est l'émission ou l'absorption de rayonnement thermique (infrarouge en particulier) [103]. Ce phénomène est négligeable lorsqu'on travaille avec des variations de température faibles et dans un milieu convectif, par contre si on chauffe trop le système, il émet dans l'infrarouge puis dans le visible. Dans ces conditions les pertes par rayonnement ne peuvent plus être négligées. La puissance radiative se modélise de la façon suivante :

$$\varphi^r = \varepsilon\sigma(T^4 - T_a^4) \quad (2.9)$$

$$dP_r = \varphi^r . dS \quad (2.10)$$

- φ^r = flux radiatif (W/m^2)
- ε = émissivité du corps gris $0 \leq \varepsilon \leq 1$
- σ = constante de Stefan-Boltzmann ($Wm^{-2}K^{-4}$)
- T = température du corps gris (K)
- T_a = température du corps noir (K)
- P_r = puissance radiative (W)
- dS = surface du corps gris (m^2)

Pour limiter au maximum les pertes par rayonnement, la puissance de chauffe sera réduite au minimum, la température sur la structure ne devra pas dépasser 300K (27C). Une température

réduite limitera aussi les pertes par convection, car la conductivité thermique des gaz augmente avec la température (voir figure 2.15).

Remarque : La modélisation des fuites thermiques par rayonnement dans un modèle électrique-

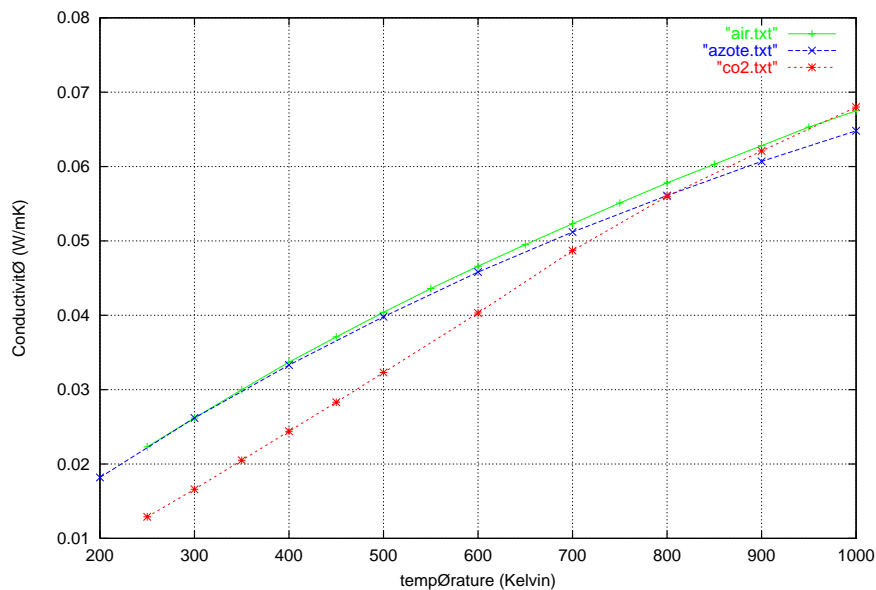


Figure 2.15: Dépendance de la conductivité thermique d'un gaz en fonction de la température (1 atmosphère).

thermique est impossible car les pertes par rayonnement ne sont pas linéaires. La méthode consiste à les modéliser avec un langage comportemental (voir paragraphe 5.1.3.1).

2.3.4 Philosophie pour atteindre 140s

Après avoir énoncé les différents modes de transfert thermique, on peut tracer les grandes lignes de la stratégie que l'on devra adopter pour concevoir un convertisseur à grande constante de temps.

- toute structure devra être suspendue,
- la structure sera en pont ou en membrane,
- on utilisera des matériaux de grande résistance thermique et de grande capacité thermique,
- on travaillera sous vide,
- la puissance de chauffe sera limitée pour minimiser les pertes par rayonnement.

2.4 Modélisation des structures: Equivalent électrique-thermique

Comme nous l'avons vu dans le paragraphe précédent, nous utiliserons l'analogie électrique-thermique pour simuler les écoulements thermiques. Ces simulations nous permettront de déterminer rapidement la constante de temps ainsi que le comportement de la structure en température. Cette approche donne des résultats acceptables mais pour plus de précision nous travaillerons avec la méthode des éléments finis. Le tableau ci-dessous récapitule les correspondances.

Paramètre Thermique	Paramètre électrique
Température: T (K)	Tension: V (Volt)
Puissance: P (W)	Courant: I (A)
Chaleur: Q (Ws)	Charge: Q ($C=As$)
Résistance: R (K/W)	Résistance: R ($\Omega=V/A$)
Capacité: C (J/K)	Capacité: C ($F=As/V$)
Conductivité: λ (W/m.K)	Conductivité: σ ($1/\Omega.m$)
Chaleur spécifique: C_p (J/kg.K)	Permittivité: $\varepsilon(F/m)$
Flux de chaleur: q (W/m^2)	Densité de courant: J (A/m^2)

2.5 Technologie Visée

Il existe deux approches pour fabriquer un microsystème : développer une technologie spécifique au composant, ou utiliser les technologies développées pour la micro-électronique et les adapter en ajoutant des étapes pour former le microsystème.

Dans la suite de cette section, nous allons décrire les différentes technologies microsystèmes et passer en revue leurs avantages et inconvénients pour la fabrication du convertisseur à grande constante de temps.

2.5.1 Technologie compatible micro-électronique

Le principe des technologies compatibles micro-électroniques (CMOS⁵, HEMT⁶ et MESFET⁷) consiste à utiliser des procédés microélectroniques classiques et de les compléter par des étapes de "post-process" pour libérer ou former les microsystèmes. Les capteurs ou les actionneurs sont libérés à la fin des procédés de fabrication micro-électronique par la gravure du substrat ou d'une couche sacrificielle. Les principaux avantages de cette technologie sont les suivants :

- le capteur et l'électronique sont intégrés sur la même puce (montage monolithique),
- les procédés industriels combinés avec des étapes de post-process reviennent beaucoup moins chers que de développer une technologie spécifique pour un capteur ou actionneur.

⁵CMOS : Complementatry Metal Oxide Silicon (silicium).

⁶HEMT : High Electron Mobility Transistor (Arséniure de gallium).

⁷MESFET : MEtal Semiconductor Feild Effect Transistor (arséniure de gallium).

Il n'existe aucune différence dans la façon de procéder entre les technologies CMOS (silicium) compatible ou les technologies HEMT ou MESFET compatibles (AsGa⁸) [82]. Seule l'agent gravant change en fonction de la couche sacrificielle et du substrat à graver. Pour ce qui est des applications, on trouve beaucoup plus de capteurs et d'actionneurs en silicium plutôt qu'en AsGa. Cette différence est essentiellement due aux coûts de fabrication des procédés HEMT et MESFET. Si l'on regarde du point de vue physique, l'AsGa possède de très bonnes propriétés électriques et optiques, mais de moins bonnes propriétés thermiques et mécaniques que le silicium. Il existe quand même des domaines, où seule une solution à base d'arséniure de gallium est envisageable, c'est le cas des micro-ondes ou de l'optique (émission de lumière) [82]. Le tableau 2.2 regroupe les différentes caractéristiques de ces deux matériaux.

Paramètres	Si	AsGa
Structure cristallographique	diamant	zinc blend
Band-gap (eV)	1.12	1.424
Densité (kg/m^3)	2329.0	5316.5
Point de fusion ($^{\circ}C$)	1413	1238
Conductivité thermique (W/mK)	149	44
Capacité thermique (J/m^3K)	1.63e6	1.87e6
Module d'Young (GPa)	190	85

Tableau 2.2: Principales propriétés physiques du silicium et de l'arséniure de gallium.

Remarque : Dans la suite de ce travail, nous négligerons les procédés à base d'arséniure de gallium (AsGa) au profit du silicium, pour des raisons de coût.

La libération du capteur ou de l'actionneur peut se faire de deux façons, selon le type d'applications que l'on recherche. La première méthode est dite de micro-usinage en volume, tandis que la deuxième méthode est dite de micro-usinage en surface. Les paragraphes suivants vont développer en détail ces techniques.

2.5.2 Technologie de micro-usinage en volume

Le micro-usinage en volume consiste à graver le substrat pour libérer une structure suspendue. Cette attaque peut se faire par la face avant, par la face arrière ou par les deux faces de la plaquette (wafer) en même temps.

2.5.2.1 Le micro-usinage en volume par la face avant

le micro-usinage par la face avant consiste à faire des ouvertures dans les couches d'oxydes CMOS pour atteindre le substrat [81]. Avec des ouvertures judicieusement placées, le concepteur peut former des poutres, ponts et membranes, qui sont les briques élémentaires des capteurs et actionneurs. Les ouvertures sont obtenues en empilant lors de la conception des masques (layout), les niveaux d'ouvertures dans les oxydes telque le CONTACT, VIA et la

⁸AsGa : Arséniure de gallium.

PASSIVATION. Tous ces niveaux empêchent la formation ou le dépôt d'oxyde, et laissent le substrat à nu. Aucune étape supplémentaire au procédé CMOS n'est nécessaire pour former les zones de silicium à nu.

Après le procédé CMOS, les puces ou les plaquettes sont plongées dans une solution de gravure anisotrope telle que le TMAH⁹ ou l'EDP¹⁰. L'agent gravant qui possède une bonne sélectivité vis à vis des oxydes, va attaquer le silicium par les ouvertures qui ont été faites durant le process CMOS et libérer les structures. Seul le silicium est attaqué, les autres couches (métal, oxydes) sont inertes ou possèdent une vitesse de gravure insignifiante. C'est à cette seule condition que l'on peut faire des micro-systèmes compatibles avec la micro-électronique. Les structures libérées sont un sandwich des couches CMOS comme le montre la figure 2.16.

Remarque : Lors de la gravure, la face arrière de la puce est attaquée, mais c'est sans impor-

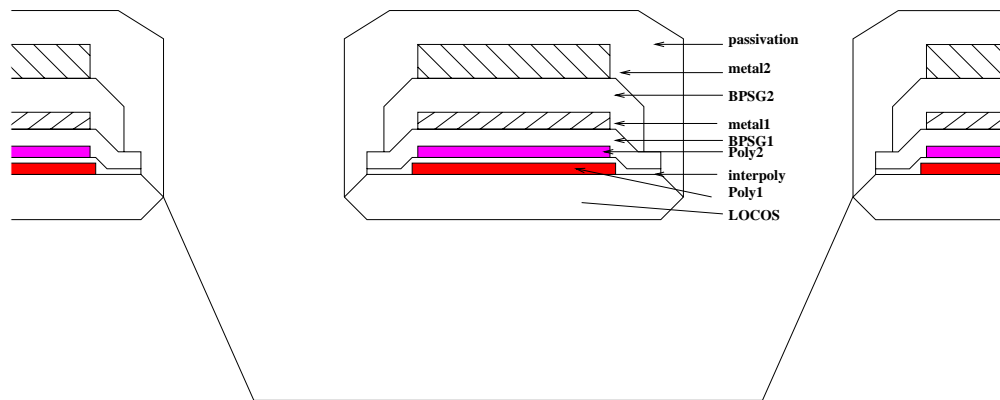


Figure 2.16: Vue en coupe d'une structure suspendue en technologie CMOS (double poly., double métal).

tance car le temps de libération des structures (de la face avant) est bien inférieur au temps nécessaire pour faire disparaître tout le substrat.

Cette technologie est essentiellement dédiée aux capteurs thermiques (convertisseur électrothermique, capteur infrarouge, capteur de flux de gaz,...) à cause de l'excellente isolation thermique obtenue par le retrait du substrat sous la structure, et par la faible conductivité des couches d'oxydes du procédé CMOS. Quelques applications mécaniques sont possibles (capteur de force, capteur d'empreinte,...) grâce à la piezorésistivité du polysilicium, mais la plage des capteurs que l'on peut concevoir est assez réduite. En effet, le micro-usinage par la face avant est incapable de libérer une masse en silicium, ce qui est indispensable pour augmenter la sensibilité des capteurs inertiels.

Le micro-usinage en volume par la face avant est un moyen simple et peu onéreux pour fabriquer des capteurs thermiques. Cependant les faibles inerties thermiques et mécaniques des structures réduisent le champ des applications que l'on peut concevoir avec une telle technique. Seul le micro-usinage par la face arrière peu combler ce vide.

⁹TMAH : Tétraméthyle d'Ammonium Hydroxyde, voir le chapitre 4.

¹⁰EDP : Ethylamine Diamine Pyrocathécol, voir le chapitre 4.

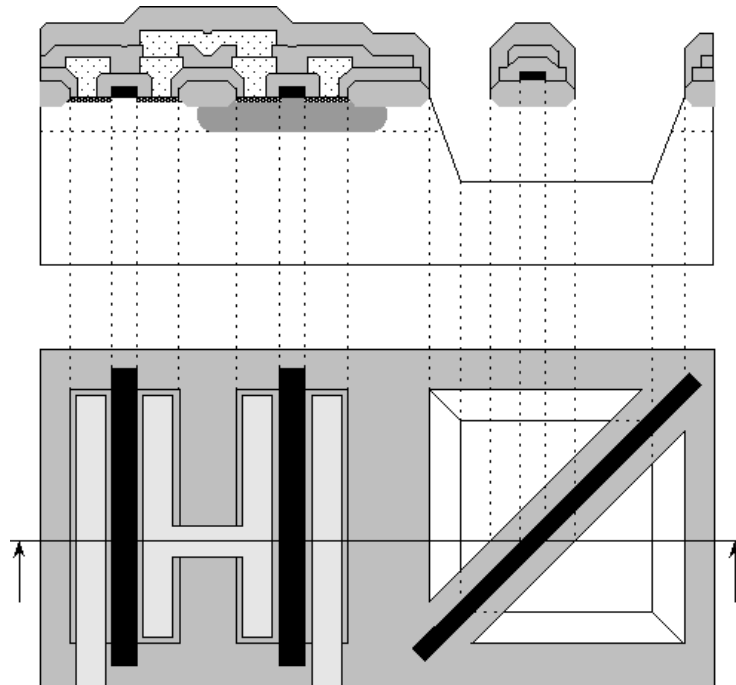


Figure 2.17: Vue en coupe d'une structure suspendue en technologie CMOS (double poly., double métal).

2.5.2.2 Le micro-usinage en volume par la face arrière

Le micro-usinage en volume par la face arrière consiste à graver le substrat à partir de la face arrière ou par les deux faces (avant et arrière) simultanément. Cette technique permet de libérer des membranes pleines (attaque face arrière uniquement) ou des masses inertielles en silicium (attaque par les deux faces simultanément). Le principe consiste à déposer sur la face arrière d'un wafer, un masque d'oxyde ou nitrure que l'on ouvre à certain endroit pour faire apparaître le silicium. Les ouvertures de la face arrières doivent correspondre aux motifs ou aux ouvertures de la face avant, donc une lithographie double face est obligatoire pour aligner les 2 faces. La figure 2.18 donne un exemple de réalisation d'une membrane suspendue et d'un obélisque.

Les applications sont essentiellement mécaniques (capteur de pression, accéléromètre,...) mais on peut aussi faire des capteurs thermiques (capteur IR, convertisseur électro-thermiques, capteur de flux de gaz...).

En conclusion le micro-usinage par la face arrière autorise plus de liberté dans la conception des capteurs, mais cette liberté coûte relativement cher. En effet, le travail au niveau d'une plaquette, le dépôt d'un masque sur la face arrière, l'amincissement du wafer à $300\ \mu\text{m}$ et les volumes d'agent gravant nécessaire, rendent son utilisation plus chère qu'un procédé de gravure par la face avant. Par conséquent on réservera cette technique pour des applications où le micro-usinage par la face avant n'est pas possible.

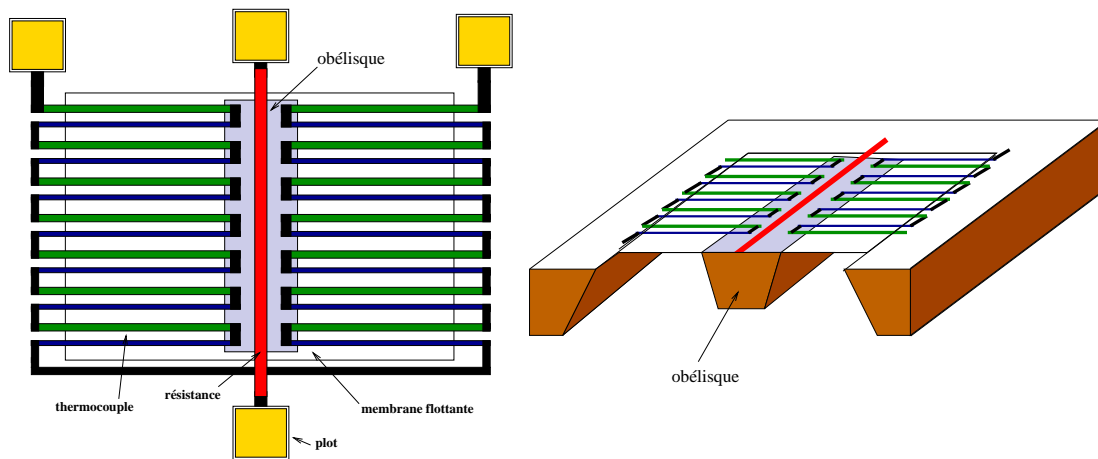


Figure 2.18: Vue de dessus et en coupe d'un convertisseur gravé par la face arrière avec un obélisque pour augmenter la constante de temps.

2.5.2.3 Gravure électro-chimique

Le micro-usinage en volume classique peut être complété par une gravure électro-chimique [31] [50]. Le principe est de polariser une zone dopée n (par rapport à une électrode plongée dans la solution) pour empêcher son attaque. Cette technique permet de suspendre des petits blocs de quelques microns d'épaisseur en silicium sans avoir recourt à une technique de micro-usinage face arrière. Les principaux intérêts sont :

- de suspendre de l'électronique, soit pour l'isoler thermiquement ou électriquement du reste de la puce (band-gap reference¹¹ par exemple),
- de former une petite masse inertielle.

Cette technique est aussi utilisée pour former une couche d'arrêt lors des gravures face arrière. On obtient ainsi une membrane plus épaisse et donc plus rigide (voir figure 2.19).

La gravure électro-chimique est intéressante, mais difficile à mettre en oeuvre car elle nécessite des moyens de gravure adaptés. La couche libérée en silicium ne peut être que de type n ce qui limite les possibilités de l'électronique suspendue.

2.5.3 Micro-usinage en surface

Le micro-usinage en surface consiste à graver une couche sacrificielle pour libérer une structure suspendue. La couche sacrificielle possède une épaisseur relativement faible qui varie de quelques dixième de microns à une dizaine de microns. On trouve peut de travaux liant cette technique de gravure au procédé CMOS ou AsGa, car les épaisseurs des couches déposées en micro-électronique sont trop faibles pour être utilisées. Plusieurs essais de micro-usinages en surface ont été réalisés au sein du laboratoire avec une technologie CMOS $1.2\mu\text{m}$ d'AMS. Les premiers essais ont été conduit avec une couche sacrificielle en polysilicium sans grand succès.

¹¹Band-gap reference : composant délivrant une tension de référence stable.

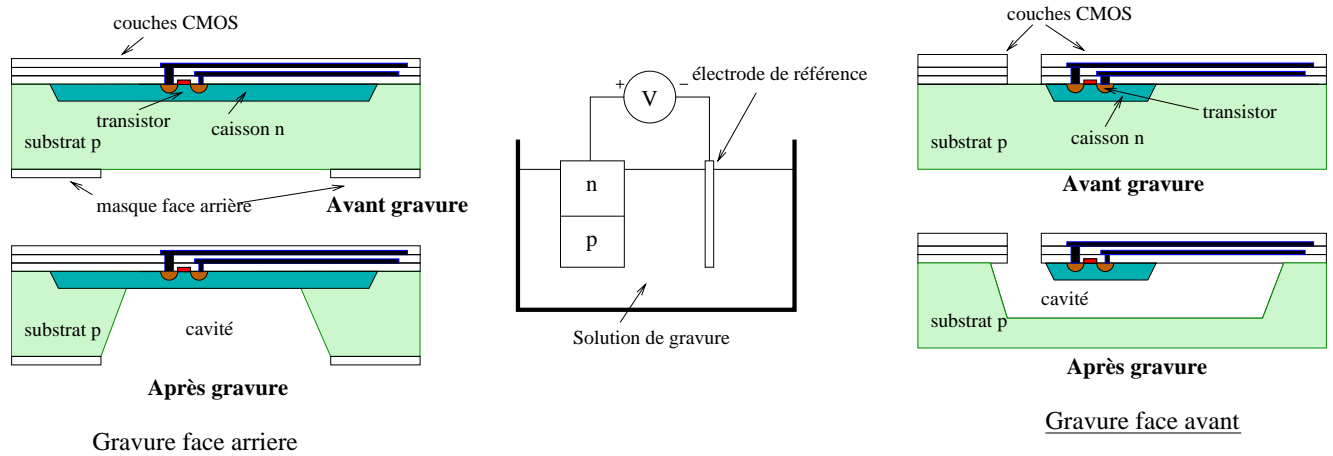


Figure 2.19: Vue schématique d'une gravure électro-chimique.

Un deuxième essai a été tenté. La couche sacrificielle était le premier niveau de métal et les couches mécaniques les niveaux d'oxyde et de métal supérieurs. Les résultats étaient mitigés, certaines structures (voir figure 2.20) étaient libérées tandis que d'autres étaient collées. De plus certaines parties des structures collent au substrat à cause des contraintes résiduelles (voir figure 2.20b).

Le micro-usinage en surface est très employé dans les technologies spécifiques, car il permet

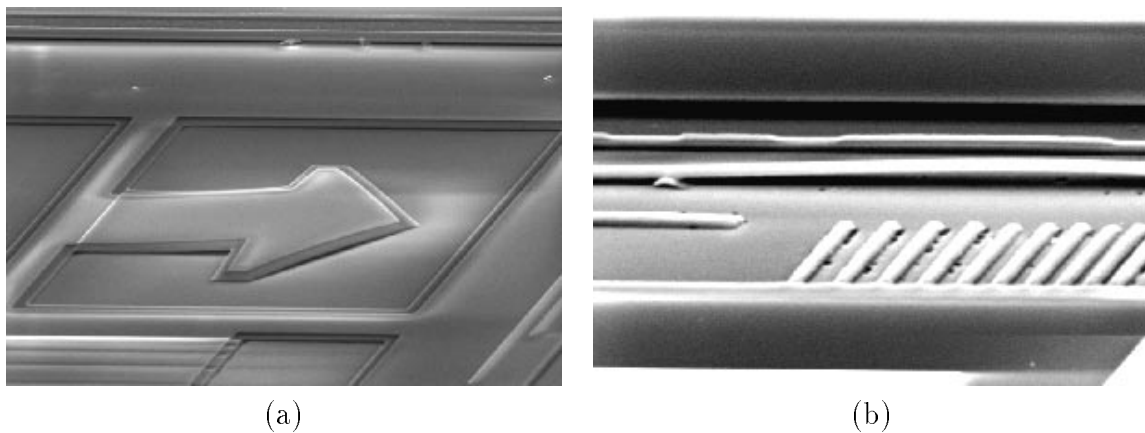


Figure 2.20: a) Image MEB de structures suspendues par un micro-usinage en surface. Noté les points de collage et les contraintes résiduelles qui bombent les poutres. b) Photographies MEB d'une poutre. Les coins de la poutre sont collés au substrat à cause des contraintes résiduelles.

la fabrication de capteurs à détections capacitives (accéléromètre, microphone...). Par contre, l'espace entre le substrat et les couches suspendues n'est pas suffisamment important et provoque des fuites thermiques importantes, limitant ainsi les applications thermiques. Dans le cadre de notre projet, cette technique de gravure sera abandonnée.

2.5.4 Technologies spécifiques

En dehors des technologies compatibles avec la micro-électronique, on trouve de nombreuses technologies dédiées aux microsystemes. La plus part de ces technologies ont été développées dans des laboratoires universitaires se qui représente un handicap si l'on veut industrialiser un composant. A coté des salles blanches universitaires se trouvent quelques fonderies industrielles qui proposent leur procédés microsystemes. Ces fondeurs sont MCNC (MUMPs¹²), Sandia National Laboratory (SUMMiT¹³), Sensoror, Bosch, Analog Devices....

Parmi tous ces procédés, aucun ne pourrait convenir à notre projet. MUMPS, SUMMiT, Bosch sont des technologies en surface qui sont inadaptées pour des capteurs thermiques. Quant à Sensoror, elle utilise une technologie en volume idéale pour former la capacité thermique, mais inadaptée pour des applications thermiques. En effet, les matériaux (silicium, métal) utilisés pour la construction du capteur sont de trop bons conducteurs thermiques.

En résumé, les technologies spécifiques sont plus orientées vers des applications mécaniques (accéléromètre, capteur de pression,...) que thermiques. Ce phénomène s'explique par un marché porteur dans le domaine mécanique.

2.5.5 Conclusion sur les technologies

Les technologies compatibles microélectroniques présentent de nombreux avantages tels que:

- d'intégrer sur la même puce, le capteur et l'électronique de traitement,
- d'assurer une très bonne isolation thermique du composant grâce aux couches d'oxydes qui le composent,
- le micro-usinage en volume par la face arrière permet de libérer une masse en silicium pour former la capacité thermique.

Cependant cette technique de gravure nécessite de travailler au niveau de la plaquette, ce qui est très onéreux.

Le micro-usinage en surface, qu'il soit compatible ou non avec la micro-électronique, n'est pas intéressant car :

- on ne peut pas générer de forte résistance thermique,
- la structure suspendue possède une capacité thermique faible,
- les fuites thermiques liées au faible espace entre le substrat et la structure sont trop importantes.

Le micro-usinage en surface n'est pas une solution viable pour réaliser le convertisseur électro-thermique à grande constante de temps.

Les technologies spécifiques industrielles que nous avons regardé ne conviennent pas au cahier des charges que nous nous sommes fixé. Il reste la solution qui consiste à développer sa propre technologie, mais cette opération est longue et onéreuse. De plus il est difficile de porter une technologie universitaire vers l'industrie.

¹²MUMPs : Multi Users MEMS Process

¹³SUMMiT : Sandia Ultra-planar Multi-level MEMS Technology

2.6 Autres applications : Convertisseur AC-DC basses fréquences

La fabrication d'un convertisseur électro-thermique à grande constante de temps peut avoir une autre application que le disjoncteur thermique. En effet, les convertisseurs AC-DC à basses fréquences ($< 100Hz$) ne peuvent fonctionner avec des convertisseurs électro-thermiques classiques [52]. La constante de temps (qq. millisecondes) de la structure est trop rapide donc le convertisseur ne peut plus mesurer la valeur rms, mais il suit le signal d'entrée. Pour remédier à ce problème, il faut augmenter la constante de temps du convertisseur. Dans cette optique le convertisseur que nous allons concevoir pour le disjoncteur thermique, pourrait aussi servir à un convertisseur AC-DC.

2.7 Conclusion

Tous les réseaux électriques (industriels ou individuels) sont protégés contre les surcharges de courant par un disjoncteur thermique. Différentes solutions existent, mais dans un objectif de réduction des coûts et de la consommation, une solution à base de microsystème est étudiée. Le microsystème serait construit autour d'un convertisseur électro-thermique à grande constante de temps. La forte valeur de constante de temps ($100s$) est la principale difficulté à surmonter. Il faut pour cela connaître tous les modes de transferts thermiques ainsi que les avantages et inconvénients des techniques et technologies utilisées pour la fabrication. Une technologie microsystème compatible avec la micro-électronique et gravée en volume semble être la meilleure solution. On utiliserait les propriétés thermiques des couches d'oxydes pour former la grande résistance thermique tandis qu'une masse suspendue en silicium formerait la capacité thermique. Le système sous vide permettrait d'atteindre la constante de temps voulue.

Chapitre 3

CONCEPTION

Chapitre 3

Conception du convertisseur

La conception d'un convertisseur à grande constante de temps repose sur trois domaines de la physique, qui sont la mécanique, les échanges thermiques et l'électricité. Tous ces domaines sont étroitement liés entre eux ce qui rend la conception encore plus difficile. En effet, il est impossible de changer une caractéristique mécanique sans induire une variation de la réponse thermique et vice versa. Dans ces conditions la recherche d'une solution se fait par essais successifs comme le montrera la lecture de ce chapitre.

Une solution acceptable du point de vue des performances, du coût, de la surface utilisée et à base de technologie CMOS a été trouvée. Elle a été modélisée par la méthode des éléments finis, puis simulée pour confirmer et optimiser la réponse thermique et mécanique du convertisseur. La géométrie finale de la structure a ensuite été retranscrite aux niveaux des masques pour former le "layout". Lors de cette étape nous avons ajouté une électronique d'amplification simple qui sera utile lors de la caractérisation.

Avant de rentrer en détail dans la conception du composant, nous allons parcourir les différentes méthodes de mesure de la température. Rappelons que la température est le signal clef à détecter, le système de mesure ne doit perturber, ni la mesure, ni le comportement du convertisseur.

3.1 Dispositif de mesure de la température

Le convertisseur électro-thermique repose sur deux conversions : la transformation du courant en chaleur par effet Joule et la transformation de la chaleur en tension. Dans ce début de chapitre nous allons nous intéresser à cette deuxième conversion, et plus exactement à la conversion de la température en tension. Il est en effet plus intéressant de mesurer la température que la chaleur, car un grand nombre de principes et moyens ont déjà été étudiés et caractérisés. Le passage de la chaleur à la température est possible car la température est proportionnelle à la chaleur comme nous le montre l'équation de la chaleur (3.1).

$$\vec{j} = -\lambda \text{grad}T \quad (3.1)$$

Avec \vec{j} le flux de chaleur surfacique (W/m^2), λ la conductivité thermique (W/mK) et T la température.

Le choix de la température comme grandeur à mesurer introduit un problème qui n'existe pas

avec la chaleur. En effet la température sur la structure varie avec la température ambiante (voir la figure 3.1) ce qui pose un problème car la tension issue de la conversion doit être comparée à une tension de déclenchement (disjoncteur). Une variation de la température ambiante introduira un "offset" positif ou négatif qui risque d'avancer ou de retarder l'ouverture du disjoncteur. Dans ces conditions il faut trouver une parade pour s'affranchir de cet "offset" sous peine d'avoir un déclenchement aléatoire du disjoncteur selon la température ambiante et l'état du circuit électrique. La parade consiste à ne plus mesurer une température, mais une différence de température entre la structure et le substrat ($\Delta T = T_{\text{ambient}} + \Delta T(V) - T_{\text{ambient}}$). Cet artifice de mesure n'est valable que si la température du substrat est l'image de la température ambiante. Pour cela le boîtier doit évacuer la chaleur de manière efficace ou de faibles puissances doivent être mises en jeux.

La philosophie de la mesure étant définie, il faut donc maintenant trouver parmi les ther-

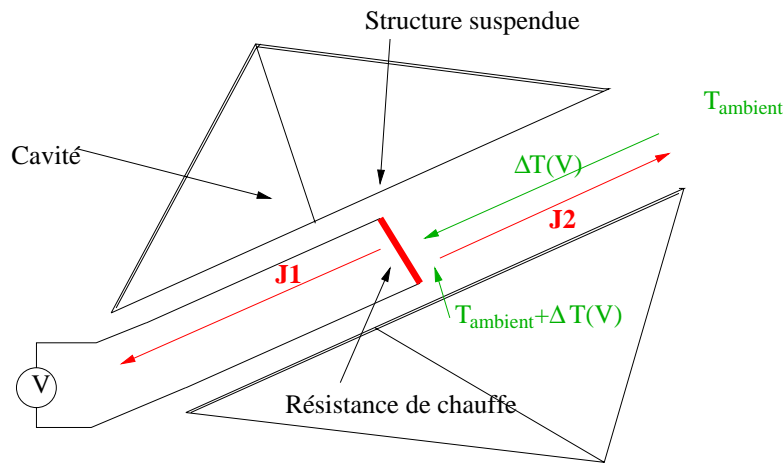


Figure 3.1: Effet de la température ambiante sur la température de mesure.

morésistances, thermotransistors et thermocouples le système de mesure de la température le mieux adapté à notre projet.

3.1.1 Thermorésistance et thermistance

Le principe de mesure est basé sur la variation de la résistance électrique avec la température. Il existe deux grandes familles de mesure à base de résistances qui se différencient par la nature du matériau utilisé et par leur comportement vis à vis de la température [98] [35] [47] [96]. Ces deux familles sont :

- **les thermorésistances** : ces éléments sont fabriqués à partir de métaux et leur comportement varie linéairement sur une plage de température étendue (-200 °C à 1000 °C). On peut modéliser leur comportement de la façon suivante :

$$\rho(T) = \rho_0(1 + \alpha T + \beta T^2) \quad (3.2)$$

avec $\rho(T)$ la résistivité électrique, ρ_0 la résistivité électrique à la température de référence T_0 et T la température. Les coefficients α et β dépendent du matériau utilisé et leurs

ordres de grandeur sont respectivement de $qq.10^{-3} 1/C$ et de $qq.10^{-7} 1/C$. Le rapport entre α et β est d'environ 10000 ce qui explique que l'on puisse considérer le comportement de la thermorésistance comme linéaire. En pratique l'équation 3.2 est réduite à sa plus simple expression qui est : $\Delta R = R_0(1 + TCR.T)$, où le TCR (Temperature Coefficient Resistor) correspond à α .

les thermorésistances les plus répandues sont à base de platine, malheureusement le platine ne fait pas parti des métaux employés dans le process CMOS. Par contre on peut utiliser les niveaux métalliques ($\alpha = 3.10^{-3}/K$) ou de polysilicium ($\alpha = 0.75.10^{-3}/K$) pour former la résistance.

Les principaux avantages de la thermorésistance sont :

- a. le faible coût,
- b. la compatibilité avec le process CMOS si on utilise les niveaux de métaux ou de polysilicium,
- c. la grande plage de travail,
- d. la grande linéarité.

Les principaux inconvénients sont :

- a. la faible sensibilité,
- b. la dépendance la valeur de la résistance aux contraintes résiduelles de la technologie,
- c. la calibration du composant pour des mesures précises.

– **les thermistances** sont fabriquées à partir de semi-conducteurs et leur comportement est hautement non-linéaire. La plage de travail de ces composants est assez réduite ($-80^{\circ}C$ à $200^{\circ}C$) au regard des thermorésistances. De très nombreux modèles mathématiques existent pour définir leur comportement mais ce n'est pas le sujet de cette thèse donc le lecteur ne trouvera ici que le modèle le plus répandu :

$$R(T) = R_g e^{\beta(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}})} \quad (3.3)$$

avec R_g la résistance à la température de référence, T la température et T_{ref} la température de référence.

L'avantage de la thermistance est :

- a. la bonne sensibilité.

Les inconvénients sont :

- a. la très forte non-linéarité,
- b. la sensibilité aux contraintes résiduelles de la technologie,
- c. la calibration du composant pour des mesures précises,
- d. la nécessité d'avoir du silicium sous les structures suspendues.

3.1.1.1 Problèmes liés à l'emploi de résistances sur le convertisseur

L'emploi des résistances pour la mesure de température dans le convertisseur électro-thermique pose plusieurs problèmes. Ces problèmes sont l'auto-échauffement, la fuite thermique générée par les fils d'alimentation et la différence de résistance.

Auto-échauffement : lors de la mesure de la valeur d'une résistance, on utilise un courant I_s qui va créer une élévation indésirable de la température due à l'effet Joule ($P = R.I_s^2$). Pour limiter cet effet on essaie d'avoir une résistance thermique faible entre le milieu à mesurer et le milieu ambiant (fils épais par exemple). Cette faible valeur permet de dissiper la chaleur créée par l'effet Joule, malheureusement, dans notre cas, on doit mesurer une température sur une structure qui possède une très forte résistance thermique. Dans ces conditions on va introduire une erreur de mesure. L'erreur pourrait être sans importance si elle était constante, mais la valeur de la résistance change avec la température et par conséquent la puissance dissipée par effet Joule aussi ($P = R(T).I_s^2$).

Influence des fils : le courant I_s qui traverse la résistance est acheminé par deux fils métalliques qui possèdent une très grande conductivité thermique ($W_{m\acute{e}tal} = 237W/m.K$). Ces deux fils, suivant leur largeur (l'épaisseur étant fixée par le process) risquent de réduire considérablement la résistance thermique globale de la structure et par conséquent la constante de temps.

Différence de résistance : la résistance mesure une température absolue, or on veut une différence. Il faudra donc avoir une autre résistance sur le substrat et faire la différence des deux valeurs. L'implantation d'une deuxième résistance très éloignée de la première va introduire une erreur de mesure due au mauvais appareillage des résistances. L'erreur générée est d'autant plus embarrassante qu'elle dépend de la température ambiante (substrat) comme nous le montre l'équation 3.6.

$$R_{structure} - R_{substrat} = R_0(1 + \alpha T_{structure}) - (R_0 + \Delta R)(1 + \alpha T_{substrat}) \quad (3.4)$$

$$R_{structure} - R_{substrat} = R_0\alpha(T_{structure} - T_{substrat}) - \Delta R(1 + \alpha T_{substrat}) \quad (3.5)$$

$$\epsilon_{erreur} = \Delta R(1 + \alpha T_{substrat}) \quad (3.6)$$

Remarque : l'erreur dépend de la température ambiante (substrat) si on prend la résistance de référence sur la structure ($R_{ref} = R_{substrat}$). Dans le cas contraire l'erreur dépend de la température de la structure ($R_{ref} = R_{structure}$).

3.1.1.2 Conclusion sur la mesure à base de résistances

La faible sensibilité, les fuites thermiques induites, les problèmes d'appareillage et d'auto-échauffement rendent ce type de mesure inadapté à notre projet.

3.1.2 Transistor, Diodes

La capacité de mesure de la température par des transistors bipolaires dépend essentiellement du comportement de la jonction pn du silicium [98] [35]. Donc on considérera en première approche qu'il n'y a pas de différence entre la diode et le transistor, à condition que ce dernier ait la base et le collecteur court-circuités. La diode et le transistor ont deux modes de fonctionnement qui sont :

- **Fonctionnement à tension fixe.** Dans cette configuration (voir figure 3.2) le courant varie exponentiellement avec la température (voir l'équation 3.7).

$$i = I_s \left[\exp\left(\frac{qV_{BE}}{kT} - 1\right) \right] \quad (3.7)$$

avec i le courant du collecteur, I_s est le courant de saturation (constant), V_{BE} est la tension base-émetteur, q est la charge électrique, k est la constante de Boltzmann et T la température.

- **Fonctionnement à courant constant.** La tension varie linéairement avec la température (voir l'équation 3.8). Voir figure 3.2.

$$V_{BE} = \left(\frac{kT}{q}\right) \ln\left(\frac{i}{I_s} + 1\right) \quad (3.8)$$

Pour un transistor on peut écrire que $V_{BE} = V_{BE0} - \lambda T$ où λ est une constante qui dépend de la densité de courant et du procédé de fabrication tandis que V_{BE0} est une constante indépendante des caractéristiques du transistor.

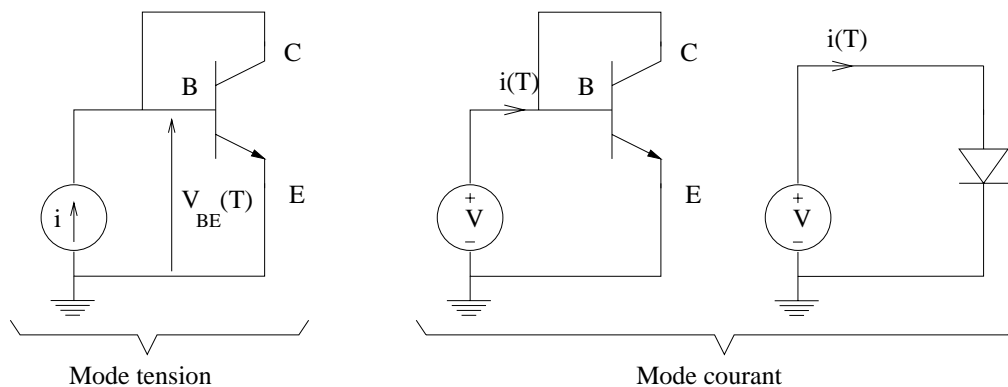


Figure 3.2: Mode de fonctionnement des thermodiode ou thermotransistor.

Dans la suite de ce paragraphe nous abandonnerons la diode et le mode en courant car la première possède de nombreuses non-idéalités qui la rendent moins précise que le transistor, quant au mode en courant, son comportement non-linéaire est difficile à utiliser.

Quel que soit le dispositif que l'on utilise, il faut toujours le calibrer pour obtenir des mesures précises. Le calibrage consiste pour le mode tension à changer le courant de biais pour coller

aux caractéristiques. Une fois calibré, le composant a une bonne sensibilité et stabilité sur une plage de travail de -55°C à 200°C . En dessous de -55°C le comportement est non-linéaire à cause de la dés-ionisation des impuretés, tandis qu'au-delà de 200°C la mobilité des particules est trop élevée, et dégrade la jonction [98] .

3.1.2.1 Problèmes liés à leur emploi avec le convertisseur

L'utilisation de transistors ou de diodes dans un convertisseur électro-thermique pose les mêmes problèmes que la résistance (voir paragraphe 3.1.1.1). Ces problèmes sont :

- **Auto-échauffement** : le courant qui circule dans la diode crée un échauffement par effet Joule qui fausse la mesure et perturbe le fonctionnement du convertisseur (injection de puissance parasite). Les effets peuvent être minimisés en choisissant une plage de courant allant de $10\mu\text{A}$ à $100\mu\text{A}$.
- **Lignes d'alimentation** : le transistor a besoin d'au moins deux lignes en métal pour l'alimenter ce qui va créer une fuite thermique importante.
- **Différence de température** : là encore le transistor mesure une température absolue, donc on en a besoin d'un deuxième sur le substrat ainsi qu'un circuit soustracteur de tension. Comme pour la résistance, on rencontre le problème de l'appareillement des transistors (ou diodes) qui paraît ici moins critique car on peut facilement calibrer un transistor par rapport à l'autre en changeant le courant de biais.
- **Substrat en silicium** : L'implantation d'un transistor requiert la présence de silicium sous la structure .

3.1.2.2 Conclusion sur les thermotransistors et thermodiodes

Le transistor est très intéressant car il est totalement compatible avec les procédés CMOS et possède une bonne sensibilité et linéarité (en mode tension). Par contre la calibration et les lignes de métal réduisent l'intérêt. Ces problèmes qui ne sont pas critiques nous poussent à explorer d'autres solutions pour trouver mieux.

3.1.3 Thermopile

La thermopile ne mesure pas une température, mais une différence de température entre deux points, ce qui nous convient parfaitement. Ce système est indépendant de toute source d'alimentation car la thermopile est une source électromotrice qui est basée sur l'effet Seebeck [33] [38] [39] [94] [55] [58] [15] dont voici le principe : lorsqu'une différence de température (ΔT) apparaît entre les extrémités d'un matériau, il se produit une différence de potentiel (ΔV). Cette différence de potentiel est directement liée au matériau utilisé (α_i). En connectant 2 matériaux différents au point chaud on forme un thermocouple dont la tension de sortie est la différence des tensions générées par les matériaux (voir figure 3.3). La sensibilité du système est accrue en branchant en série plusieurs thermocouples (N), on obtient ainsi une thermopile.

Ce phénomène qui a été découvert par T.J. Seebeck (1770-1831) s'exprime mathématiquement

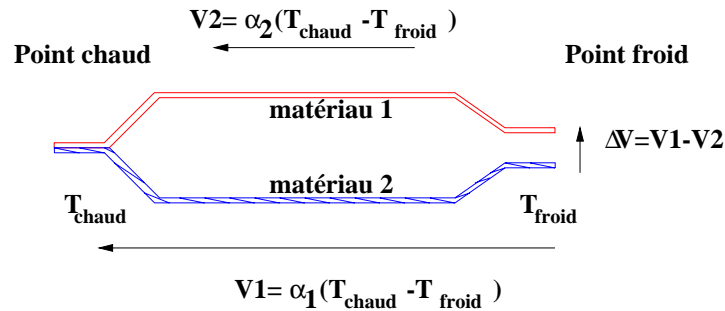


Figure 3.3: Thermocouple

de la façon suivante:

$$\Delta V = N(\alpha_1 - \alpha_2)\Delta T \quad (3.9)$$

avec α_i le coefficient Seebeck du matériau i en V/K, N le nombre de thermocouples, ΔV la tension de sortie de la thermopile (Volt) et ΔT la différence de température entre le point chaud et froid de la thermopile (Kelvin).

Du point de vue physique, l'effet Seebeck est dû à une dépendance du niveau de Fermi par rapport à la température. Une augmentation de la température dans un métal tel que le nickel va faire chuter le niveau de Fermi. La diminution du niveau de Fermi à la jonction chaude d'une ligne de métal va concentrer les électrons vers le point chaud et les trous vers le point froid ce qui crée une tension (Seebeck). Cependant, le gradient de température va aussi modifier la vitesse moyenne des électrons et des phonons du métal. Cette modification entraîne la formation d'une force électromotrice contraire au potentiel généré par le changement du niveau de Fermi [35]. La somme de ces deux tensions donnent l'effet Seebeck que l'on modélise par l'équation 3.10 :

$$\alpha = \frac{1}{q} \frac{dE_F}{dT} \quad (3.10)$$

Les avantages de la thermopile sont les suivants :

- a. aucune alimentation extérieure n'est nécessaire. La tension fournie par l'effet Seebeck est indépendante de la géométrie des thermocouples,
- b. la sortie de la thermopile est sans "offset",
- c. la thermopile ne dissipe pas de chaleur,
- d. la reproductibilité est grande,
- e. il n'y a pas de calibration à faire.

Les inconvénients sont les suivants:

- a. la thermopile ne délivre pas de courant,
- b. la résolution est médiocre,
- c. le bruit thermique des thermocouples cache les faibles écarts de température.

3.1.3.1 Matériaux utilisés

Les semi-conducteurs montrent un effet thermoélectrique bien plus important que les métaux surtout s'ils sont faiblement dopés. En effet les semi-conducteurs ont un coefficient Seebeck qui dépend du dopage comme le montre la courbe 3.4, toute fois leur implantation requiert absolument du silicium sous la structure. Dans le cadre de notre projet un thermocouple ou une thermopile en semi-conducteur/métal n'est pas intéressant car le silicium et le métal possèdent une conductivité thermique très élevée ($W_{m\acute{e}tal} = 237W/m.K$ et $W_{silicium} = 149W/m.K$). Il existe un autre inconvénient à utiliser une telle thermopile, le bruit thermique induit par la grande résistance électrique dégraderait la résolution du convertisseur.

Le polysilicium est une bonne alternative, il a l'avantage de posséder un coefficient Seebeck

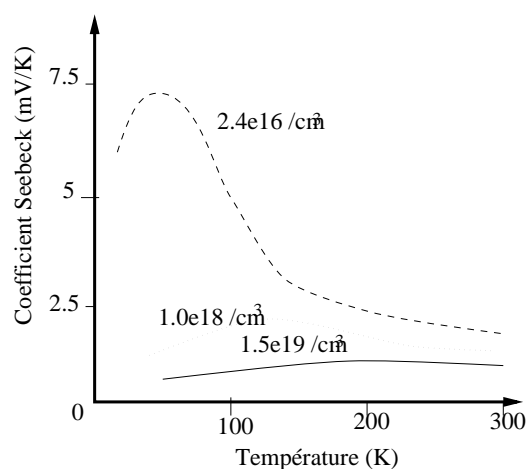


Figure 3.4: Dépendance du coefficient Seebeck du silicium p pour différentes valeurs de dopage.

élevé ($\alpha_{poly-p} = 50$ à $500\mu V/K$ et $\alpha_{poly-n} = -50$ à $-500\mu V/K$) et une faible conductivité thermique ($W_{polysilicium} = 29W/m.K$). Différents types de thermocouples sont réalisables à partir du polysilicium et des couches conductrices d'une technologie CMOS. Ces thermocouples sont :

- **Poly1 ou Poly2/Métal** : thermocouple compatible avec un procédé de gravure face avant, car les lignes de métal et de polysilicium sont à l'intérieur d'un sandwich de couches d'oxydes qui les protège de l'agent gravant. Ce thermocouple ne peut être utilisé dans notre application à cause des lignes de métal,
- **Poly1/Poly2** : Le poly1 est un polysilicium dopé n tandis que le poly2 est dopé p , donc on forme bien un thermocouple et non pas une simple ligne en U qui n'aurait aucun effet thermoélectrique. Les propriétés et avantages sont identiques au thermocouple Poly/Métal mais sans avoir l'inconvénient de la grande conductivité thermique des lignes de métal.

3.1.3.2 Conclusion sur la thermopile

Un thermocouple à base de semi-conducteur aurait été intéressant car les coefficients Seebeck sont très importants, malheureusement un tel thermocouple nécessite du silicium sous la structure ce qui est d'une part difficile à réaliser (à moins de faire une gravure électrochimique) et d'autre part, le silicium est un très bon conducteur thermique. Par conséquent, le thermocouple Poly1/Poly2 s'impose de lui-même grâce à sa compatibilité avec notre procédé microsysteme et par sa faible conductivité thermique.

Remarque : Deux autres effets thermoélectriques [98] [35] existent mais ils ont moins d'importance (voir figure 3.5). Le premier est l'effet Peltier qui apparaît lorsqu'un courant traverse une jonction. Il y a dégagement ou absorption de chaleur selon le type de la jonction. Dans un thermocouple l'effet Peltier est négligeable car le courant généré par le thermocouple est insignifiant (qq. nanoAmpère). Le deuxième effet thermoélectrique est l'effet Thomson. Il apparaît sous forme de dégagement ou absorption de chaleur lorsqu'un courant circule dans une ligne soumise à un gradient de température. Là encore cet effet est inexistant dans la thermopile pour les mêmes raisons que l'effet Peltier.

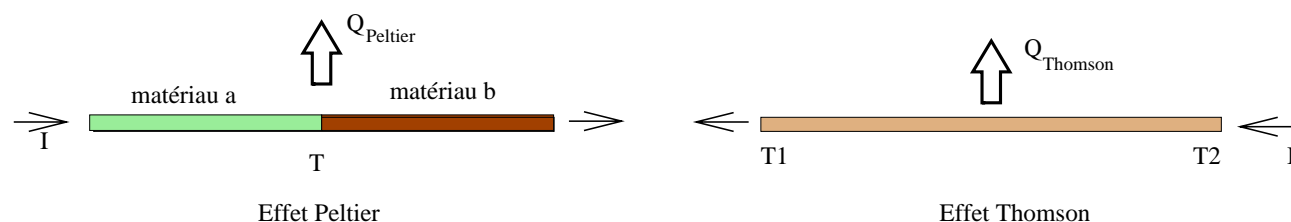


Figure 3.5: Effets thermoélectriques qui apparaissent lorsqu'on travaille avec un courant.

3.1.4 Conclusion sur le dispositif de mesure de la température

La thermopile semble être le système de mesure le mieux adapté à notre projet. En effet on mesure directement la différence de température entre le substrat et le capteur. L'utilisation du thermocouple Poly1/Poly2 nous permet d'avoir un système compatible avec les procédés des circuits intégrés et microsystemes, de plus la grande résistance thermique induite par l'utilisation du polysilicium à l'intérieur d'un sandwich de couches d'oxyde sera utile pour atteindre la constante de temps demandée. Les deux autres types de mesures (transistor et résistance) n'ont pas la souplesse d'emploi (calibration, circuit électronique de soustraction, auto-échauffement,...) de la thermopile, bien qu'ils aient des avantages indéniables (sensibilité, linéarité). Il existe un dernier point qui fait pencher la balance en faveur de la thermopile, c'est qu'une thermopile en polysilicium armera mécaniquement le bras d'oxyde, ce qui n'est pas le cas des lignes de métal (Module d'Young Métal = $7e10$ Pa, module d'Young du Polysilicium = $17e10$ Pa).

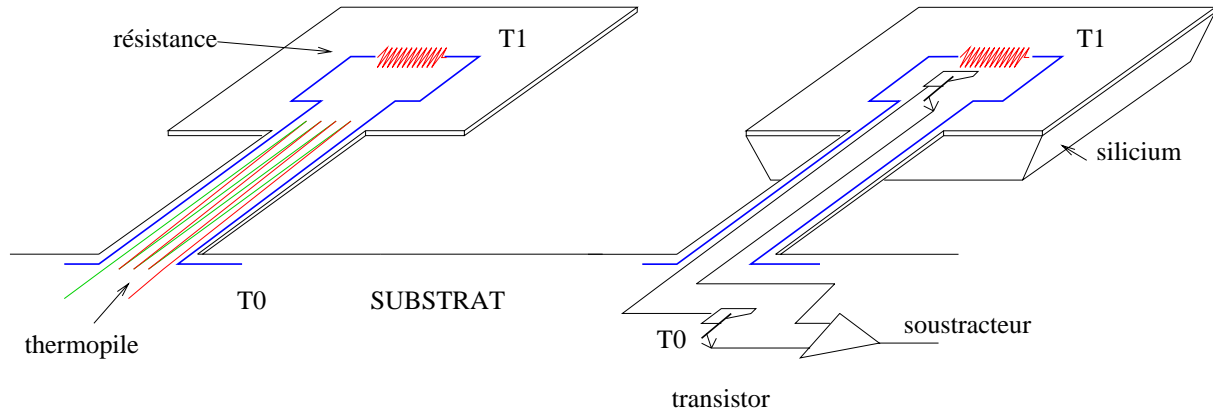


Figure 3.6: Différence de montage entre une mesure par thermopile (gauche) et une mesure par transistors (droite)

3.2 Résistance de chauffe

L'effet Joule est utilisé pour assurer la première conversion du convertisseur, c'est à dire la transformation du courant en chaleur. La résistance utilisée doit avoir un très faible TCR (Temperature Coefficient Resistor) ou α (voir le paragraphe sur la thermorésistance) pour limiter au maximum les non-linéarités. Une résistance en aluminium ne pourra être employée car l'aluminium possède une faible résistivité électrique ($\rho = 0.08\Omega_{car}$) et un fort TCR ($TCR = 3.10^{-3}/K$), par contre la couche de polysilicium pourrait former cette résistance ($\rho = 30\Omega_{car}$, $TCR = 3.10^{-3}/K$).

La résistance de conversion en polysilicium aura une valeur de $10k\Omega$. Cette valeur permet de dissiper $0.1mW$ avec une tension de 1 Volt soit un courant de $100 \mu Ampères$. La courbe de transformation du courant en puissance est quadratique ($P_{uissance} = Ri^2 = u^2/R$) donc la sortie du convertisseur sera elle aussi quadratique car la deuxième conversion (Chaleur \rightarrow Tension) est linéaire.

Les connexions électriques de la résistance sont en aluminium, donc on peut s'attendre à voir un effet thermoélectrique de type Peltier [98] [35] dans les jonctions polysilicium/métal. L'effet Peltier se décrit mathématiquement par les équations suivantes :

$$Q_{ab} = -\Pi_{ab}I_{ab} \quad (3.11)$$

Avec Q_{ab} la puissance absorbée ou émise au niveau de la jonction des matériaux a et b , I_{ab} est le courant qui circule dans la jonction et Π_{ab} est le coefficient Peltier que l'on peut exprimer en fonction du coefficient Seebeck de la façon suivante :

$$\Pi_{ab} = \alpha_{ab}T \quad (3.12)$$

Avec α_{ab} le coefficient Seebeck et T la température au niveau de la jonction.

Cet effet thermoélectrique peut poser des problèmes si les connexions de la résistance sont

éloignées les unes des autres, car la première jonction va absorber de la chaleur tandis que la deuxième va en émettre, ou vice versa. Des connexions proches annuleront l'effet car l'énergie émise par la première est absorbée par la seconde. Dans le cas contraire (connexions éloignées) on va destabiliser la mesure surtout si le point chaud de la thermopile est proche d'une de ces jonctions (voir figure 3.7). Le calcul suivant permet de juger de l'importance de ce phénomène; lorsqu'un courant de $100 \mu\text{A}$ circule dans une jonction polysilicium/métal ($\alpha = 180 \mu\text{V}/\text{K}$) à une température de 320K , la puissance émise ou absorbée est de $5.7 \mu\text{Joule}/\text{jonction}$ ce qui représente environ 5.7% de la puissance émise par effet Joule dans une résistance de $10\text{k}\Omega$. Dans ces conditions il faut attacher une certaine attention au dessin de la résistance si on ne veut pas introduire d'erreurs dans le convertisseur.

De la même façon, de la puissance va être émise ou consommée dans les lignes de métal

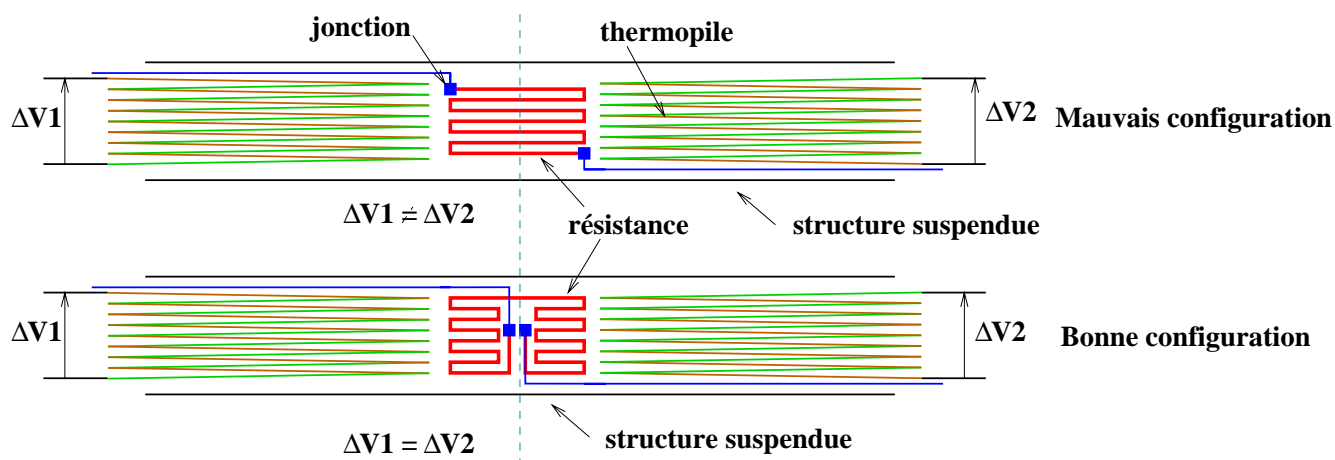


Figure 3.7: Arrangement de la résistance pour limiter l'effet Peltier.

qui alimentent la résistance. Cette fois-ci ce n'est plus l'effet Peltier qui est en cause mais l'effet Thomson (voir le paragraphe 3.1.3.2). La quantité de chaleur créée (consommée) par ce phénomène ne peut être quantifiée car le coefficient Thomson de l'aluminium est mal connu. Pour mémoire l'effet Thomson est décrit par:

$$Q_{Thomson} = \gamma_{Aluminium} I \nabla T \quad (3.13)$$

Avec $Q_{Thomson}$ la chaleur émise ou absorbée, $\gamma_{Aluminium}$ le coefficient Thomson et ∇T le gradient de température auquel le fil est soumis.

3.3 Conception de la structure

Le cahier des charges nous impose de travailler avec une technologie CMOS pour avoir un système monolithique, par contre on est libre de la méthode pour réaliser la structure. Seules des contraintes de coût nous imposent de limiter les étapes de post-process. Plusieurs formes et façons de réaliser la structure ont été simulées, parmi ces essais on a regardé la longueur que

devrait avoir la structure si elle n'était constituée que de couches CMOS suspendues, ensuite nous nous sommes penchés sur des structures avec du polymère pour augmenter la capacité thermique. Enfin pour finir, on a étudié une structure avec une masse en silicium.

3.3.1 Pont en technologie CMOS

Nous avons cherché à connaître la longueur que devrait avoir un pont suspendu pour que la constante de temps atteigne environ 100s dans le vide. Le pont serait constitué des tous les oxydes du procédé CMOS et serait libéré grâce à une gravure par la face avant.

Les premiers calculs donnent une longueur de 9.6cm pour une largeur de $50 \mu m$, ce qui a été vérifié par simulation.

Le modèle électrique-thermique est assez simple puisqu'il s'agit d'une suite de résistances

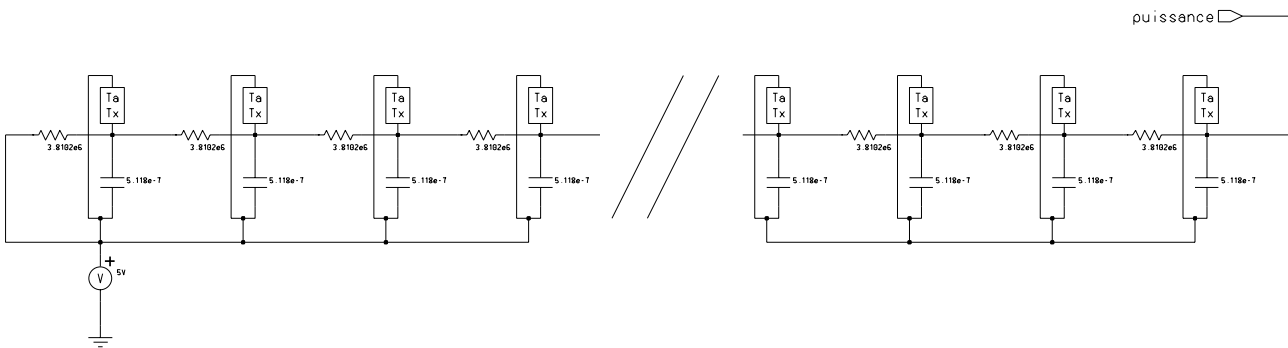


Figure 3.8: Modélisation du pont en circuit électrique-thermique équivalent.

montées en série, intercalées par des capacités reliées à la masse (voir figure 3.8). Les pertes par convection sont inexistantes car on travaille sous vide par contre les pertes par rayonnement existent. On les a donc modélisées par un bloc comportemental que l'on intercale en parallèle avec les capacités. La simulation de ce modèle par un échelon de $0.01 mW$ nous donne une constante de temps de 114s (voir figure 3.9), une température maximum sur le pont de $T_{ambient} + 171.3K$ et une température au niveau des points chauds des thermopiles de $T_{ambient} + 1.2K$.

Ce convertisseur en pont est irréalisable car le moindre choc le détruira, par contre, cette petite étude nous a montré le fort pouvoir résistif (thermique) de la technologie CMOS gravée par la face avant. La capacité thermique du pont (faible) a joué un rôle négligeable dans l'obtention des 100 secondes, en l'augmentant on pourrait réduire l'importance de la résistance et ainsi réduire la longueur du pont.

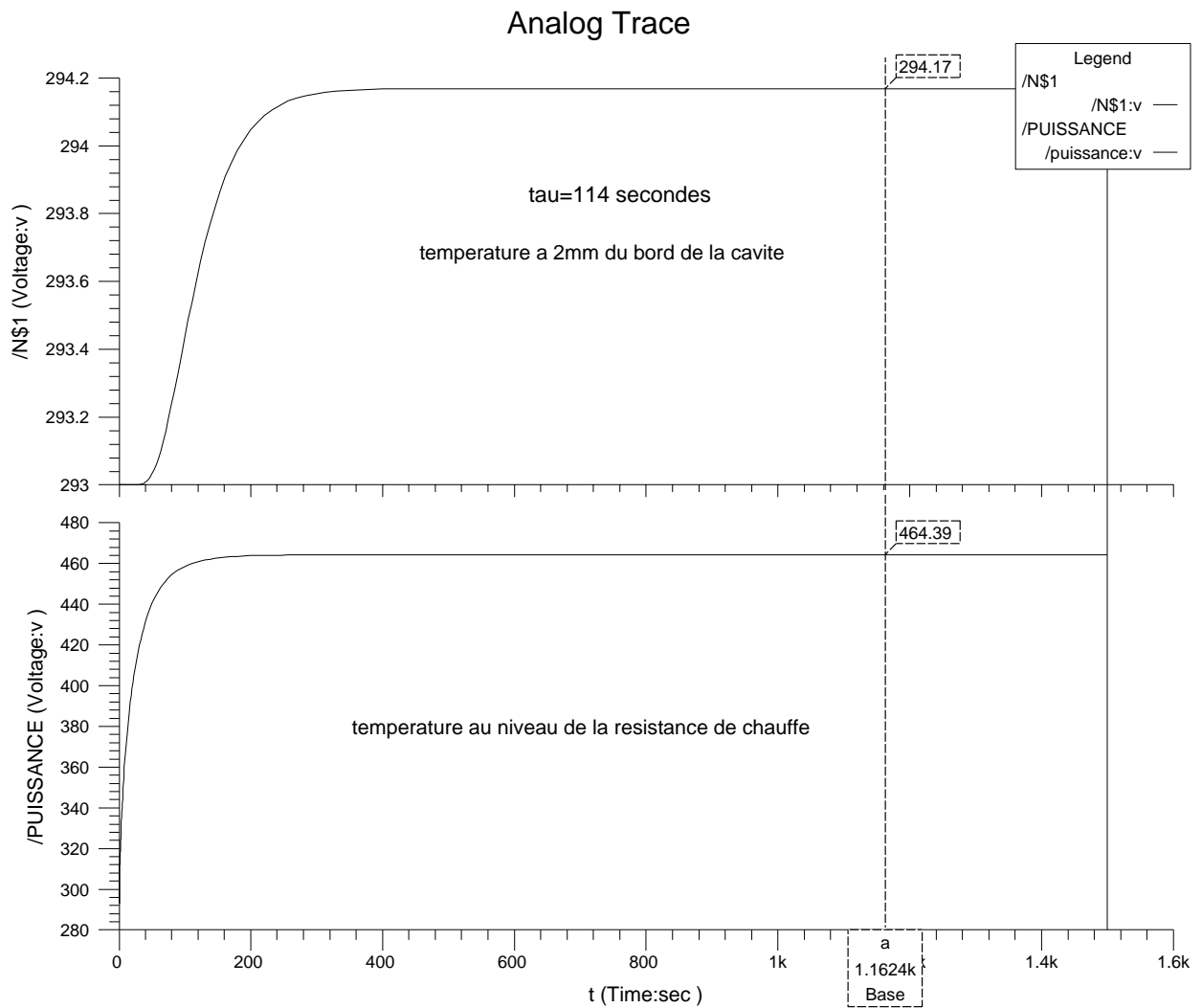


Figure 3.9: modelisation.

3.3.2 Ajout de Polymère

Dans le paragraphe précédent la structure possédait une grande résistance thermique mais une faible capacité thermique. Pour palier ce manque, on a rempli les cavités sous-jacentes de polymère (à grande résistance thermique). On espère ainsi dégrader au minimum la résistance thermique de la structure, tout en augmentant la capacité du système. Les polymères qui vont jouer le rôle de capacité doivent être facilement applicables (grande fluidité) mais ils ne doivent surtout pas fondre pour des températures inférieures à 350 °C. Le tableau 3.1 contient les principaux polymères utilisés dans le milieu des microsystemes.

polymère	$\rho(kg/m^3)$	$C (J/Km^3)$	$\lambda(W/Km)$	T_{fusion}
polythène	950	1.78e6	-	-
polypropène	920	1.77e6	0.22	-
PVC	1390	1.39e6	0.16	-
Nylon	1130	2.14e6	0.27	-
PVDF	1780	1.49e6	1.28	-
Polymide	1600	1.6e6	0.15	-
VDF/TrFE copolymère	2707	2.29e6	0.1287	260
Perpex	1190	1.78e6	0.2	350
poly(pyrôle)	1500	1.5e6	1-100	200

Tableau 3.1: Données sur les polymères.

3.3.2.1 Pont simple avec du polymère

La structure de base est un pont de 1mm de long et de 100 μm de large, la cavité sous-jacente de 400 μm de profondeur a été remplie avec du perpex (voir figure 3.10). Ce système a été modélisé par la méthode des éléments finis car une modélisation en circuit électrique-thermique n'est pas suffisamment précise.

Les résultats de la simulation sont décevants ; la constante de temps n'est pas très élevée

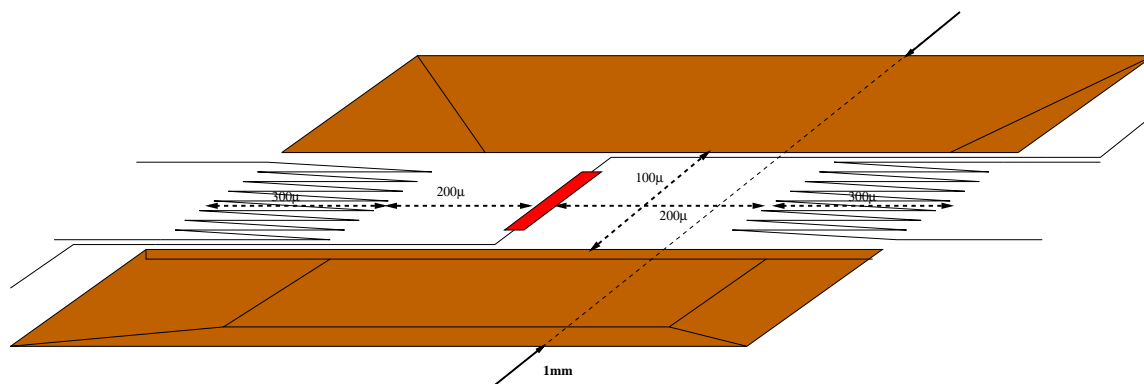


Figure 3.10: Vue de la structure.

(0.75s), quant à la température au niveau des thermocouples elle est trop faible ($T_{ambient} + 0,4$) pour être exploitée (voir figure 3.11). Ces résultats sont dus au fait que la résistance thermique du polymère n'est pas suffisamment grande pour que la chaleur préfère s'écouler dans le pont plutôt qu'en son sein. L'effet capacitif espéré du polymère est réduit car la température reste cloisonnée près de la résistance de chauffe donc on chauffe très peu de matière.

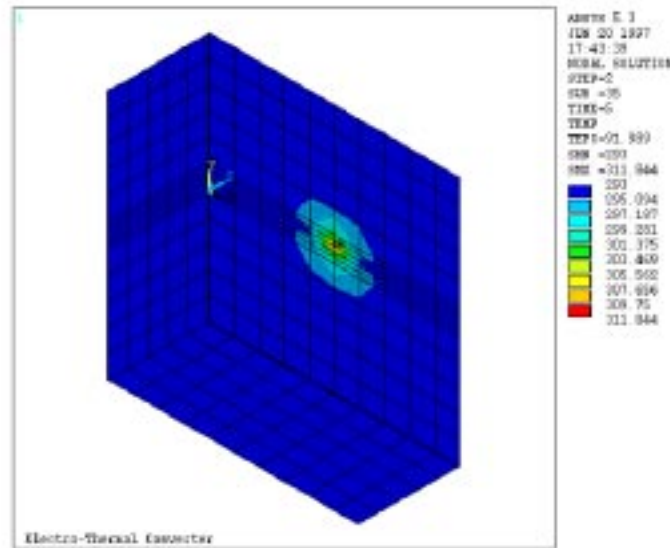


Figure 3.11: Simulation FEM avec du Perpex. Dispersion de la température à l'équilibre.

3.3.2.2 Conclusion sur le polymère

La solution de mettre du polymère dans la cavité sous le pont n'est pas à retenir car on obtient pas l'effet escompté qui est l'augmentation de la capacité thermique.

3.4 Membrane avec masse en silicium

On a montré que le fait de rajouter de la masse n'était pas suffisant pour augmenter la constante de temps. Il faut aussi que cette masse soit isolée thermiquement. On a donc étudié le comportement d'un convertisseur avec une masse en silicium suspendue. Le silicium a été choisi car il est plus facile et moins onéreux avec notre technologie de libérer une masse de silicium (avec une gravure anisotropique) que de faire des dépôts de matériaux.

La structure que l'on a conçue est constituée d'une masse flottante en silicium et de 4 bras en oxyde qui la maintiennent au substrat. Sur deux bras courent les fils d'alimentation de la résistance de chauffe, tandis que sur les deux autres, sont couchées des thermopiles Poly1/Poly2 (14 thermocouples). Les lignes d'alimentation et les thermopiles sont réparties sur les bras de façon symétrique (voir figure 3.12) pour avoir une température uniforme sur la masse, quant à la résistance de chauffe elle est au centre de la masse. Les dimensions du convertisseur ont été

calculées puis vérifiées par simulation pour que l'on ait une constante de temps dans le vide d'environ 140 secondes.

Le nombre de bras ainsi que les autres dimensions ont été choisies pour que l'on ait un composant viable et de dimensions raisonnables. Les dimensions de cette structure sont :

- longueur des bras: $705 \mu m$,
- largeur des bras: $100 \mu m$,
- largeur de la masse: $820 \mu m$,
- longueur de la masse: $1150 \mu m$,
- épaisseur de silicium: $288 \mu m$,
- épaisseur des bras: entre $3,25 \mu m$ et $3,95 \mu m$.

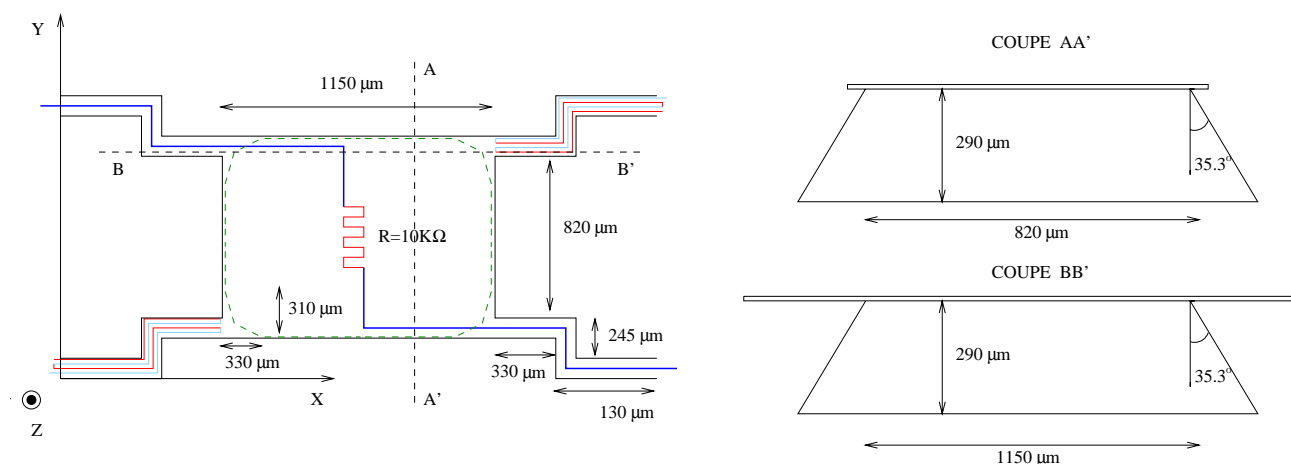


Figure 3.12: Vue de dessus et en coupe du convertisseur avec toutes les dimensions.

Nous avons eu la chance puis le malheur (voir le chapitre 5) de trouver les valeurs de conductivité et capacité thermique de la technologie AMS CAE dans la littérature. Tous les calculs et simulations que nous avons faits sont basés sur ces valeurs. Le tableau 3.2 regroupe toutes les valeurs que nous avons employées.

3.4.1 Principe de gravure

Avant de se lancer dans l'étude du convertisseur nous allons nous pencher sur la façon de libérer la masse. Cela nous permettra de mieux comprendre les différents choix qui ont été fait sur la forme, l'orientation et les dimensions de la structure. Une mauvaise orientation de la masse et on libère une membrane d'oxyde au lieu d'une masse en silicium. Il en va de même pour la position des bras et leur forme, c'est ce que nous allons voir dans les sections suivantes.

Technologie AMS 1.2 μ m DLP/DLM			
matériau	Conductivité thermique (W/m.K)	Capacité thermique (J/m^3K)	Référence Bibliographique
Oxyde	1.38	1.65e6	[77] [43] [9]
Polysilicium	28	1.6e6	[104] [9]
Métal	237	2.42e6	[43]
Passivation	1.48	2.7e6	[9] [43]

Tableau 3.2: Valeurs utilisées pour la conception du convertisseur électro-thermique.

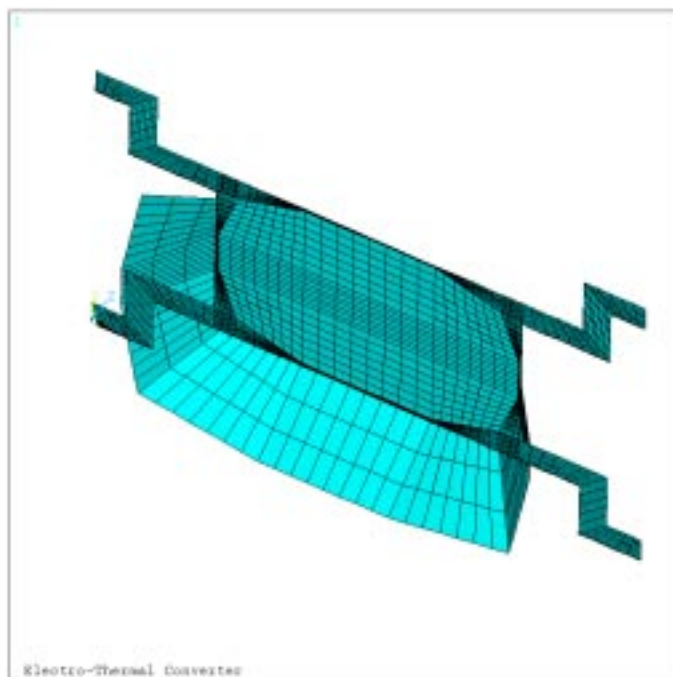


Figure 3.13: Vue en trois dimensions du convertisseur. Cette image a été générée à partir du modèle par éléments finis.

3.4.1.1 Gravure en volume sans masquage face arrière

Cette structure sera gravée par une technique face avant, de cette façon on n'est pas obligé d'utiliser un masque pour la face arrière. La méthode permet de réduire le coût de fabrication car on élimine une étape de dépôt d'oxyde et de lithographie de la face arrière, mais surtout on peut travailler avec un service de prototypage (comme le CMP¹ ou MOSIS²,...) qui va nous fournir des puces nues. L'utilisation d'un masquage face arrière nous oblige à travailler au niveau de la plaquette ce qui est beaucoup plus cher.

Le principe de gravure est le suivant : on plonge la puce entière dans une base forte qui va attaquer la puce sur les deux faces (avant et arrière). Au bout de quelques heures les ouvertures de la face avant vont déboucher sur la face arrière et créer un trou qui traverse la plaquette. En dessinant les masques d'ouverture de la face avant de façon appropriée, on peut libérer une masse en silicium, mais la géométrie des bras et l'orientation de la masse ont une grande importance. La structure créée devra respecter des dimensions minimum et avoir une orientation adéquate pour que la masse libérée soit le moins possible dépendante du temps de gravure. De plus les bras devront avoir une forme bien précise pour limiter au maximum les contraintes qui s'exercent sur eux.

3.4.1.2 Formes et orientation de la structure

Avant de définir la forme et l'orientation de la masse nous allons faire un petit rappel sur la gravure anisotropique du silicium. Lorsqu'on plonge du silicium dans une base forte la vitesse de gravure va être différente selon les plans cristallographiques (anisotropie). Le plan $\{110\}$ a une vitesse de gravure élevée, par contre le plan $\{111\}$ est un plan d'arrêt virtuel car sa vitesse est très faible. Pour s'assurer une bonne reproductibilité du système (donc pour limiter l'influence du temps de gravure sur le volume de silicium libéré) on placera la masse selon les axes $\langle 110 \rangle$ (où axes de CAO) car on génère automatiquement des plans $\{111\}$.

La gravure se fera avec de l'EDP (Ethylène Diamine Pyrocathécol) qui est une solution alcaline très utilisée pour le micro-usinage en volume du silicium. La vitesse de gravure des plans $\{100\}$ (orientation de la surface des wafer) est suffisamment rapide pour traverser une plaquette de 500μ en 420 minutes. L'épaisseur finale de la masse sera de $290\mu m$ (figure 3.14).

3.4.1.3 Forme des bras

Les bras qui soutiennent la masse doivent respecter 2 conditions, qui sont :

- Dans le paragraphe précédent nous avons vu que la masse était constituée de plans $\{111\}$, qui font un angle de 54.7 degrés par rapport à la surface. Il faudra donc éloigner le bord de la masse par rapport au bord de la cavité d'une distance supérieure à $410\mu m$ ($2 \times 290 \times \tan 54.7$). La longueur minimum des bras sera donc $420\mu m$,
- La masse est constituée de 4 plans $\{111\}$, or l'intersection de ces plans lorsqu'elle est convexe donne naissance à des plans intermédiaires qui ont une grande vitesse de gravure.

¹CMP: Circuits Multi-Projets, Grenoble France

²MOSIS: centre de prototypage semblable aux CMP mais basé aux USA.

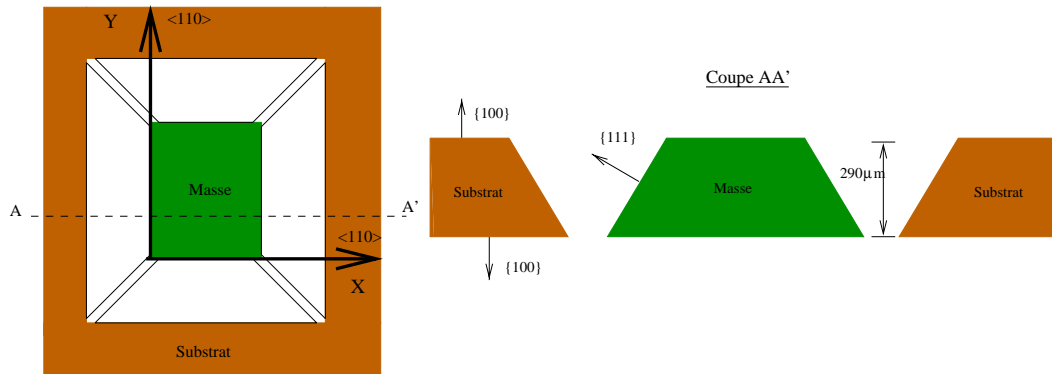


Figure 3.14: Principe de libération de la masse.

Pour retarder au maximum l'apparition de ces plans, les bras doivent être placés dans les coins et doivent être orientés selon l'axe $\langle 110 \rangle$ (figure 3.15). Comme nous l'avons vu cette direction forme des plans $\{111\}$ qui arrêtent la gravure donc il sera impossible de libérer les bras du silicium. La solution consiste à former un coude le long du bras pour faire apparaître un angle convexe de plans $\{111\}$ qui débouchera sur des plans de gravure rapide. Avec cette méthode on libère les bras lentement et on limite l'apparition de plans intermédiaires au niveau de la masse (figure 3.15a). La longueur du bras entre la masse et le coude détermine le retard, donc cette longueur devra être suffisamment importante pour permettre à la solution de traverser la plaquette sans attaquer le coin de la masse. Des simulations de gravure nous ont permis de trouver cette longueur qui est de $330\mu\text{m}$. La figure 3.15b montre l'apparition de ces plans lorsque l'orientation des bras est différente.

Remarque 1: Des plaques d'oxyde au niveau de la jonction entre le bras et la masse seraient une autre solution pour ralentir la gravure (voir figure 3.15 b). Cette technique réduit malheureusement par la même occasion la résistance thermique des bras puisque les bras se trouvent réduits. Pour cette raison nous n'avons pas poursuivi dans cette direction.

Remarque 2: Tous les résultats sur la gravure ont été obtenus grâce au simulateur 2D de gravure anisotropique (ACESIM) qui a été développé dans le groupe microsystème du TIMA. Le diagramme de gravure de l'EDP a lui aussi été mis au point par un ancien membre du groupe microsystème avec la collaboration de l'ESIEE³ Paris.

3.4.1.4 Conclusion sur la gravure

La masse et les bras seront obligatoirement orientés selon la direction $\langle 110 \rangle$. Cette direction assurera la formation de la masse en silicium ainsi qu'une bonne reproductibilité du composant. Les dimensions de la masse et des bras sont données en détail sur la figure 3.12. D'après le simulateur de gravure cette forme sera libérée au bout de 8h dans de l'EDP.

³Ecole Supérieur d'Ingénieurs en Electrotechnique et Electronique

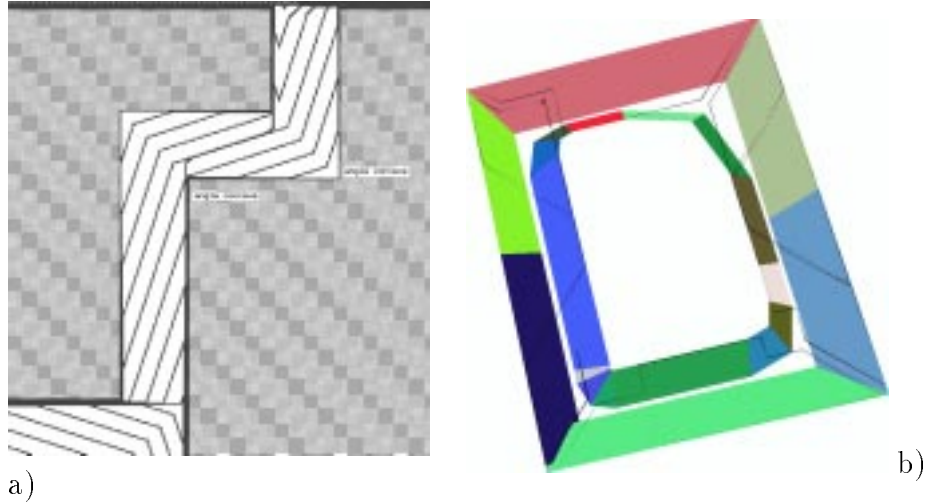


Figure 3.15: a) Simulation de gravure d'un bras. Chaque trait représente pour un temps donné l'intersection entre la surface et les plans de silicium gravés. b) Simulation de gravure en 3 dimensions. On voit nettement l'influence de la forme du bras sur le coin de la masse. En haut à droite un bras en coude, à côté un bras en diagonale, et pour finir en bas, des bras en diagonale et des plaques en oxyde de dimensions différentes.

3.4.2 Position de la jonction chaude

La jonction chaude de la thermopile peut être aussi bien à $100\mu\text{m}$ du bord de la cavité, qu'à $10\mu\text{m}$ de la résistance de chauffe. Ce qui va déterminer sa position est le rapport bruit/signal de la thermopile. En effet la résistance électrique de la thermopile ainsi que son bruit thermique augmente lorsque celle-ci s'allonge, mais il n'en est pas de même pour son comportement thermoélectrique. Ce comportement n'est pas linéaire avec la position car la température (donc la tension) augmente sur le bras en oxyde lorsqu'on se déplace en direction de la masse, mais une fois que l'on est sur la masse la température est pratiquement constante (voir figure 3.16). Dans ces conditions on voit bien qu'il est inutile de placer la jonction chaude près de la résistance de chauffe car on dégradera la résolution de la thermopile sans pour autant augmenter sa sensibilité. La bonne position est en bout de bras comme nous allons le voir par le calcul.

3.4.2.1 Calcul de la position de la jonction chaude

La jonction chaude sera placée à l'endroit où le rapport Bruit/Signal est le plus faible. Il nous faut donc dans un premier temps exprimer le bruit thermique de la thermopile en fonction de la position (x) :

$$V_{bruit}(x) = \sqrt{4k_b T N \left(\frac{\rho_{poly1} x}{w_{poly1}} + \frac{\rho_{poly2} x}{w_{poly2}} \right) \Delta f} \quad (3.14)$$

avec $V_{bruit}(x)$ le bruit thermique de la thermopile en fonction de la position (x). k_b est la constante de Boltzmann, ρ_{poly} est la résistance carrée des lignes de la thermopile, tandis que N est le nombre de thermocouples. w_{poly1} est la largeur des lignes de thermocouples et Δf est la

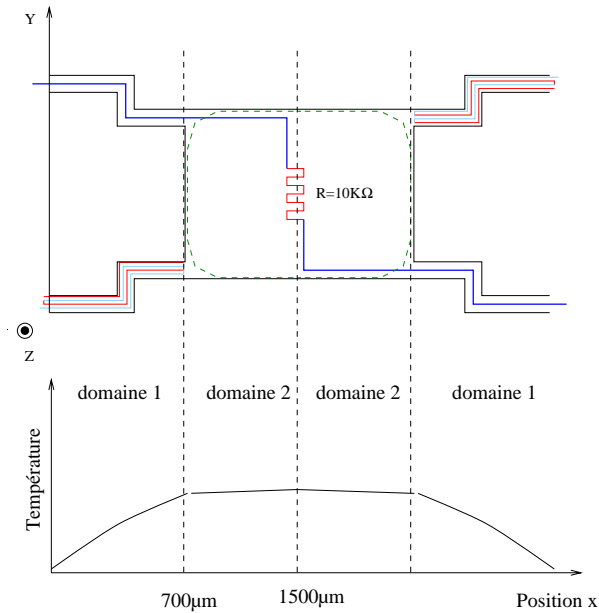


Figure 3.16: Définition des domaines ainsi que du comportement de la température sur ces domaines.

plage de travail en fréquence du système. En règle générale Δf est fixé par l'électronique qui suit la thermopile ce qui peut être un amplificateur de tension ou un voltmètre. Dans le cas d'un ampli simple bouclé $\Delta f = \pi/2f_c$, où f_c est la fréquence de coupure de l'ampli. La température T représente la température moyenne à laquelle la thermopile est soumise, cette valeur dépend de x mais pour simplifier le calcul on va considérer la valeur de T comme constante. Dans le cas où on veut refaire le calcul avec $T(x)$, il faut utiliser l'expression de la température qui sera définie dans le paragraphe concernant le boîtier.

Comme nous l'avons dit dans le paragraphe précédent il va falloir exprimer la tension de sortie de la thermopile ($V(x)$) sur deux domaines; le premier domaine part du substrat jusqu'au début de la masse, ce qui couvre tout le bras en oxyde, tandis que le deuxième domaine s'étend du début de la masse jusqu'à la résistance de chauffe.

Premier domaine : Le point de départ de la modélisation est l'équation de Seebeck (3.9) dans laquelle on remplace ΔT par l'expression mathématique de la température sur le bras en fonction de la position (x). $\Delta T(x)$ est obtenu à partir de l'équation de Fourier de la Chaleur (voir chapitre 6.1).

$$\Delta V(x) = \frac{N\alpha \tanh(\beta x)P}{\lambda db\beta} \quad (3.15)$$

avec

$$\beta = \sqrt{\frac{4\sigma(\epsilon_1 + \epsilon_2)T_{ambient}^3}{\lambda d}} \quad (3.16)$$

α est le coefficient Seebeck de la thermopile, P représente un quart de la puissance injectée dans le convertisseur car on a utilisé les symétries du composant pour réduire les calculs. λd

est la conductivité thermique globale du bras multipliée par son épaisseur, tandis que b et la largeur du bras. ϵ_i est le coefficient d'absorption du convertisseur, σ est la constante de Stefan, enfin $T_{ambient}$ représente la température ambiante dans laquelle baigne le composant.

Deuxième domaine : La modélisation de la tension de sortie de la thermopile est plus facile lorsque la jonction chaude est sur la masse car on fait l'approximation que la température est uniforme sur celle-ci. Cette approximation est correcte car le silicium réduit énormément la résistance thermique entre la résistance de chauffe et les bras de maintien, donc le gradient de température est faible sur la masse. Cette approximation se vérifiera lors des simulations par la méthode des éléments finis.

$$\Delta V(l_{bras}) = \frac{N\alpha \tanh(\beta l_{bras})P}{\lambda db\beta} \quad (3.17)$$

avec l_{bras} la longueur du bras d'oxyde et $\Delta V(l_{bras})$ par conséquent la température en bout de bras, mais aussi la température de la masse.

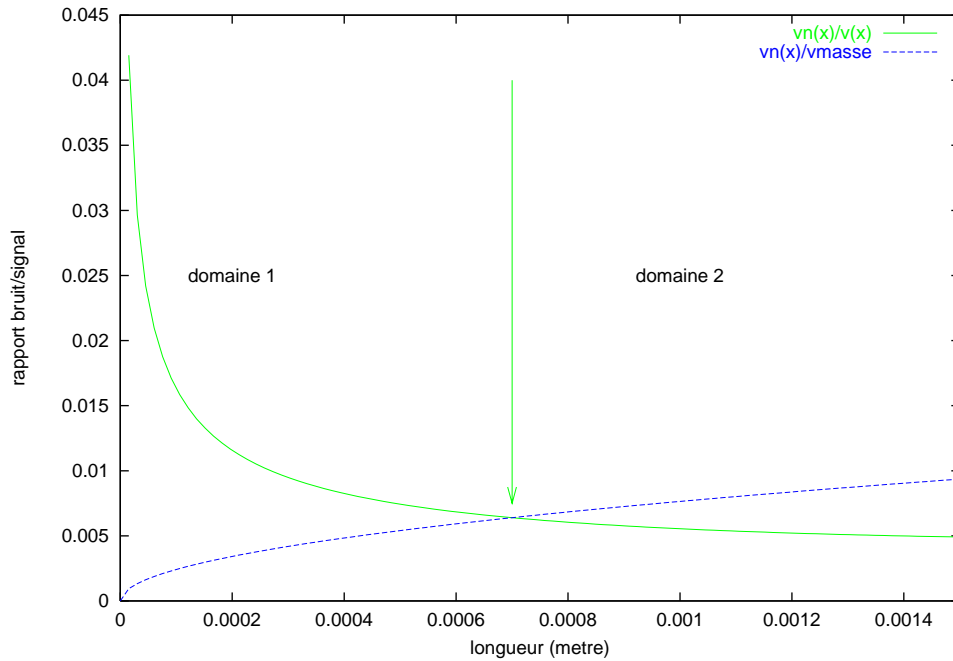


Figure 3.17: Rapport bruit sur tension de la thermopile en fonction de la position de la jonction chaude. La flèche indique la position du changement de domaine, mais aussi la position optimum pour la jonction chaude.

Le rapport Bruit/Signal dans le premier domaine est obtenu en divisant l'équation 3.14 par l'équation 3.15. Le deuxième domaine s'obtient en divisant 3.14 par l'équation 3.17. Le tableau 3.3 donne les formules littérales des rapports dans les deux domaines.

Domaine 1	Domaine 2
$\frac{V_{bruit}(x)}{V(x)} = \frac{\sqrt{4k_b T N \left(\frac{\rho_{poly1} x}{w_{poly1}} + \frac{\rho_{poly2} x}{w_{poly2}} \right) \Delta f}}{\frac{N \alpha \tanh(\beta x) P}{\lambda d b \beta}}$	$\frac{V_{bruit}(x)}{V(x)} = \frac{\sqrt{4k_b T N \left(\frac{\rho_{poly1} x}{w_{poly1}} + \frac{\rho_{poly2} x}{w_{poly2}} \right) \Delta f}}{\frac{N \alpha \tanh(\beta l_{bras}) P}{\lambda d b \beta}}$

Tableau 3.3: Rapport Bruit/Signal en fonction des domaines.

La figure 3.17 donne le comportement⁴ du rapport Bruit/Signal (V_{bruit}/V) lorsque la position de la jonction chaude se promène sur la structure. En $x=0$ le rapport bruit/signal est infini car on est sur le substrat donc la différence de température est nulle. De $x=0$ à $x=700\mu\text{m}$ le rapport diminue exponentiellement pour atteindre son minimum à $x=700\mu\text{m}$. La position $x=700\mu\text{m}$ correspond à la jonction entre le bras et la masse. Pour x allant de $700\mu\text{m}$ à $1500\mu\text{m}$ on est sur la masse et le rapport augmente de nouveau. Donc la position optimum de la jonction chaude de la thermopile est bien au bout du bras d'oxyde où la masse commence.

Si on garde cette position et cette longueur de bras, la résistance électrique de la thermopile sera de $369,5k\Omega$. On ne tient pas compte dans cette valeur la résistance électrique qui relie les deux demi-thermopile entre elles. On rappelle que les thermocouples se répartissent sur deux bras pour former la thermopile.

3.5 Modélisation par la méthode des éléments finis (FEM)

La géométrie du convertisseur ainsi que les éléments qui le constituent (thermopile, résistance de chauffe) sont maintenant définis. On va donc modéliser et simuler le composant par la méthode des éléments finis pour vérifier que l'on atteint toujours les 140 secondes. On profitera par la même occasion de connaître le comportement mécanique de la structure.

3.5.1 Modèle

La mise au point d'un modèle pour les éléments finis est longue, on a donc écrit dès le départ un modèle paramétrable qui tient compte des dimensions et des plans de silicium qui constituent la masse [7] [68]. Ce modèle utilise des briques du type SOLID45 pour les simulations mécaniques et SOLID70 pour les simulations thermiques. Le maillage est adaptable, ce qui permet une plus grande souplesse et un gain en temps lorsqu'on fait varier des dimensions. Tous les thermocouples n'ont pas été modélisés car le nombre de noeuds d'ANSYS Université (16000) ne nous le permet pas, on a donc regroupé toutes les lignes en polysilicium présentes sur un bras en une seule. Du point de vue thermique, il n'y a pas de problème, par contre du côté mécanique on risque d'introduire une légère erreur. Toutefois, cette erreur n'est pas importante car le modèle n'intègre pas les contraintes résiduelles de la technologie. Ces contraintes résiduelles sont propres à chaque technologie et ne sont pas disponibles, donc le modèle mécanique que l'on va simuler nous donnera seulement une idée du comportement du convertis-

⁴Cette courbe a été obtenue à partir des valeurs suivantes: $\Delta f = 3.6\text{Mhz}$, $N=14$ thermocouples, $P=100\mu\text{Watt}$, $\alpha = 66e - 6\mu\text{V/K}$, $\rho_{poly1} = 25\Omega_{carr}$, $\rho_{poly2} = 27\Omega_{carr}$, $w_{poly1} = 1.2\mu\text{m}$, $w_{poly2} = 1.6\mu\text{m}$ et $\lambda d b = 12.36 * 3.25\mu\text{m} * 100\mu\text{m}$

seur. Le modèle possède une limitation au niveau thermique puisque l'on n'a pas introduit les pertes par rayonnement. Il est plus facile de les introduire dans un modèle électrique/thermique que dans ANSYS.

Le convertisseur du point de vue thermique possède un plan de symétrie que nous avons exploité pour augmenter virtuellement le nombre de noeuds. Ce plan de symétrie passe par le centre de la masse et, est parallèle à un de ses bords (peut importe lequel).

3.5.2 Résultats des simulations FEM

Les principaux résultats sont les suivants :

- constante de temps : 144.5s dans le vide,
- température au niveau des thermocouples : 314.16 K ($T_{substrat} = 293$),
- fréquences de résonance (figure 3.18) :
 - a. 519 Hz déplacement de la structure selon l'axe Z,
 - b. 748 Hz rotation de la structure en son centre autour de l'axe X,
 - c. 1012 Hz rotation de la structure en son centre autour de l'axe Y,
 - d. 27338 Hz rotation de la structure en son centre autour de l'axe Z.
- intensité maximum des contraintes dans la structure lorsqu'elle est soumise à une accélération de 10g selon les directions :
 - direction X : 15.67 MPa,
 - direction Y : 8.51 MPa,
 - direction Z : 25.6 MPa.

Les contraintes augmentent linéairement avec l'accélération, on a pu le vérifier par les simulations FEM mais aussi par le calcul, car les contraintes se calculent de la manière suivante:

$$\sigma = \frac{My}{I}$$

avec M = moment de flexion ($M = m\gamma l$),

y = distance entre la fibre neutre et la fibre à mesurer,

I = moment d'inertie.

Toutes les simulations et les fichiers de simulations se trouvent dans l'annexe C.

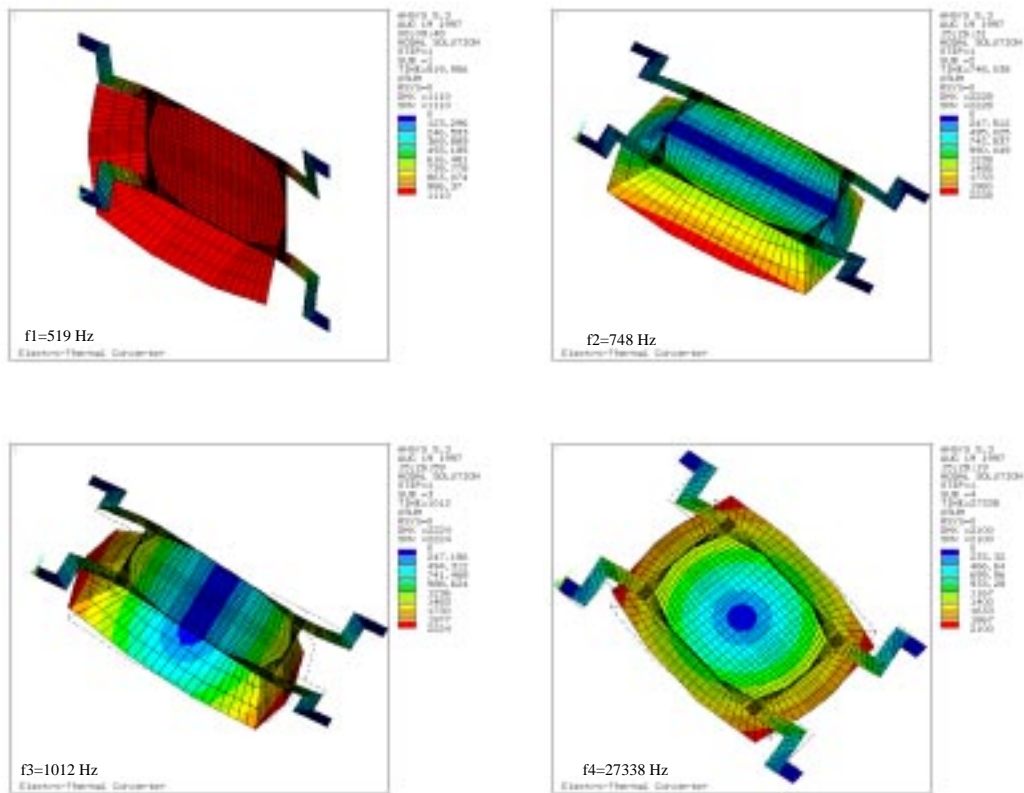


Figure 3.18: Fréquence de résonance.

3.5.2.1 Discussion sur les propriétés mécaniques de la structure

Les simulations avec ANSYS nous donnent les fréquences de résonance ainsi que les contraintes que la structure subit, par contre on ne sait rien sur la tenue aux chocs. Il existe bien un module d'ANSYS dit de fracture, mais il permet seulement d'étudier l'évolution d'une fissure sous la contrainte, ce qui ne nous intéresse pas. On a donc soumis la structure à 3 accélérations différentes (selon X,Y et Z) dont l'amplitude est constante dans le temps ($98.1ms^{-2}$). A partir des caractéristiques que l'on a relevées sur les trois accélérations on a quantifié la tenue aux chocs de la structure. Les caractéristiques relevées sont les suivantes :

- déplacement maximum dans le sens de l'accélération,
- les contraintes maximum $\sigma_X, \sigma_Y, \sigma_Z, \sigma_{XY}, \sigma_{XZ}$ et σ_{YZ} ,
- l'intensité maximum ainsi que l'intensité de Von Mises.

On retrouve toutes les valeurs dans le tableau 3.4.

Direction l'accélération	X	Y	Z
δ_{max} en μm	0.679	1.92	9.2
$\sigma_{X_{max}}$ en MPa	± 4.33	± 6.76	22.9
$\sigma_{Y_{max}}$ en MPa	± 2.79	± 5.49	13.4
$\sigma_{Z_{max}}$ en MPa	± 1.51	± 2.18	-8.33
$\sigma_{XY_{max}}$ en MPa	± 2.05	± 3.4	± 10.1
$\sigma_{YZ_{max}}$ en MPa	1.67	-2.19	± 9.06
$\sigma_{XZ_{max}}$ en MPa	0.937	1.56	± 4.76
Intensité en Pa	15.6 \rightarrow 5.16 M	1.22 \rightarrow 8.51 M	52.84 \rightarrow 25.6 M
Von Mises en Pa	13.7 \rightarrow 4.86 M	1.05 \rightarrow 7.37 M	45.8 \rightarrow 23.5 M
Accélération max. en ms^{-2}	96.9	58.7	19.5

Tableau 3.4: Résultats mécaniques à une accélération de 10g dans la direction X,Y,Z

Les déplacements sont de 5 à 13 fois plus importants lorsque l'accélération est normale à la surface de la masse (Z) par rapport aux autres directions (X,Y). La différence se justifie par le fait que dans la direction Z, les bras se comportent comme une poutre qui flambe sous la charge, tandis que dans les directions X et Y (accélération dans le plan de la masse) les bras se comportent comme des colonnes en traction ou compression. L'écart de déplacement entre X et Y s'explique par le fait que la masse se met en rotation⁵ donc les bras sont aussi soumis à du flambement. Ces flambements sont plus ou moins important selon que la masse tourne sur elle-même en longueur ou largeur (voir figure 3.19). Les contraintes et intensités suivent la même loi que les déplacements ce qui est normal puisque la contrainte (σ) est proportionnelle à l'élongation (ε) ($\sigma = E\varepsilon$)⁶ qui est, elle même proportionnelle aux déplacements de la masse.

⁵La rotation est du au fait que les bras ne passent pas par le centre de gravité de la masse.

⁶Formule de Hook avec E le module d'Young

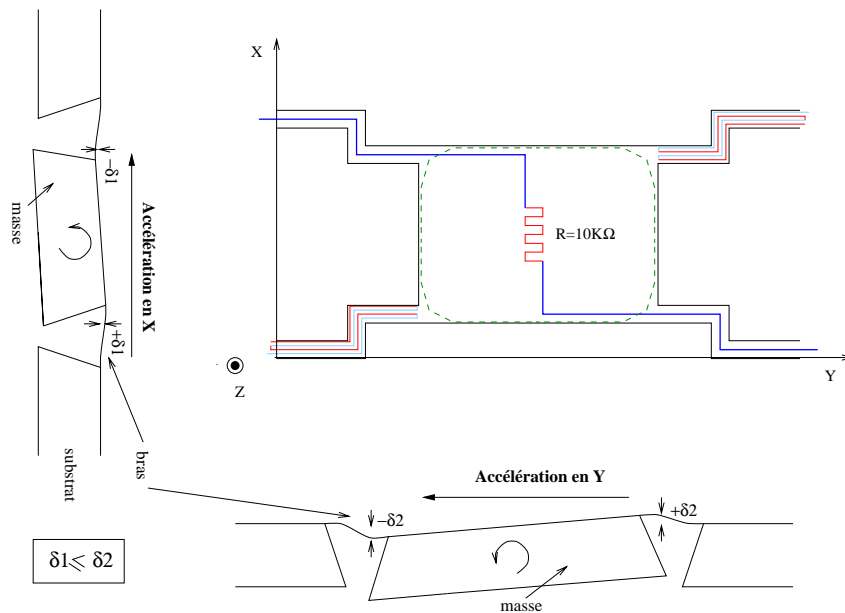


Figure 3.19: Rotation de la masse lors d'accélération dans son plan.

Les contraintes et déplacements ne sont pas exploitables en première approche, par contre si on parle d'accélération limite avant rupture, on cerne mieux le problème. L'accélération limite avant la destruction est donnée par le rapport suivant :

$$\gamma_{limite} = \frac{\sigma_{rupture\text{SiO}_2} \times 10}{Intensite_{max}} \quad (3.18)$$

La formule se base sur la contrainte de rupture de l'oxyde et sur l'intensité maximum que l'on a relevée sur la structure pour une accélération de 10g. La contrainte de rupture de l'oxyde est utilisée car les bras sont essentiellement constitués d'oxyde, de plus c'est la plus petite contrainte de rupture parmi tous les matériaux qui constituent les bras (voir tableau 3.5). La grandeur que nous avons définie n'est pas très représentative d'un choc car un choc est un événement ponctuel tandis que notre grandeur est **statique**. Un choc destructif interviendra pour des valeurs d'accélération beaucoup plus grandes que ce que nous avons défini. Cette grandeur présente donc le pire cas, mais elle nous permettra quand même de quantifier l'effort maximum que peut subir la structure.

La formule a été appliquée sur les valeurs du tableau 3.4 ce qui nous donne une accélération limite de 96.9g pour la direction X, 58.7g pour la direction Y et 19.5g pour Z. Là encore on suit bien le comportement qui a été décrit précédemment. On peut conclure que la structure doit être essentiellement renforcée dans la direction Z, soit par un procédé mécanique, soit en changeant les dimensions des bras.

3.5.3 Abaque

Le paragraphe précédent a mis l'accent sur la fragilité de la structure lorsqu'elle est soumise à une accélération dans la direction Z. On va donc regarder son comportement thermique

Matériau	$\sigma_{rupture}$
SiPoly	760 Mpa
Si_3N_4	300 \rightarrow 850 Mpa
SiO_2	50 \rightarrow 55 Mpa

Tableau 3.5: Contrainte de rupture des différents matériaux qui constitue le convertisseur.

et mécanique lorsqu'on fait varier un ou plusieurs paramètres. Les paramètres choisis sont la masse (à travers la longueur et la largeur de masse) et la largeur des bras. Toutes les valeurs qui suivent ont été obtenues à partir des simulations par éléments finis, on peut d'ailleurs retrouver l'intégralité des données dans l'annexe C. Pour une facilité de lecture, les résultats (constante de temps, fréquences de résonance,...) ont été regroupés sous trois figures qui forment en quelque sorte une abaque dont la lecture se fait de la manière suivante :

- pour une constante de temps (τ) et largeur de bras fixées, on obtient la masse, la fréquence de résonance et l'accélération limite en utilisant les courbes 3.20, 3.21 et 3.22,
- pour une accélération limite et une largeur de bras fixées, on obtient sur le graphe 3.22 la valeur de τ correspondante, puis à partir de τ et des deux autres figures (3.20 et 3.21) on trouve la masse et la fréquence de résonance qui leur sont liées,
- pour une fréquence de résonance et une largeur de bras fixées, on obtient sur le graphe 3.21 la valeur de τ correspondante, puis à partir de τ et des deux autres figures (3.20 et 3.22) on trouve la masse et l'accélération limite qui leur sont liées,
- enfin, pour une masse et une largeur de bras fixées, on obtient sur le graphe 3.20 la valeur de τ correspondante, puis à partir de τ et des deux autres figures (3.21 et 3.22) on trouve la fréquence de résonance et l'accélération limite qui leur sont liées,

Cet abaque met en évidence le cercle vicieux auquel est attaché la conception du convertisseur. En effet, si on prend un capteur avec des bras de 100 μm de large et une constante de temps de 140s, on va trouver des fréquences de résonance basses. En augmentant la largeur des bras on va rehausser cette fréquence, mais pour garder τ à 140s il faudra par la même occasion augmenter la masse d'où un gain réduit sur la fréquence de résonance. On pourrait penser qu'élargir les bras soit la solution à nos problèmes, mais c'est sans compter sur l'accélération limite qui dans le même temps a diminué d'environ 10g pour un gain en fréquence de 50Hz. Donc on est dans un cercle vicieux car pour rehausser l'accélération limite, on va diminuer la masse, donc diminuer aussi la largeur des bras pour garder la constante de temps et ainsi de suite...

Les équations et courbes ne nous donnent pas de solutions optimum donc on est obligé de faire des compromis entre la fréquence de résonance et l'accélération limite.

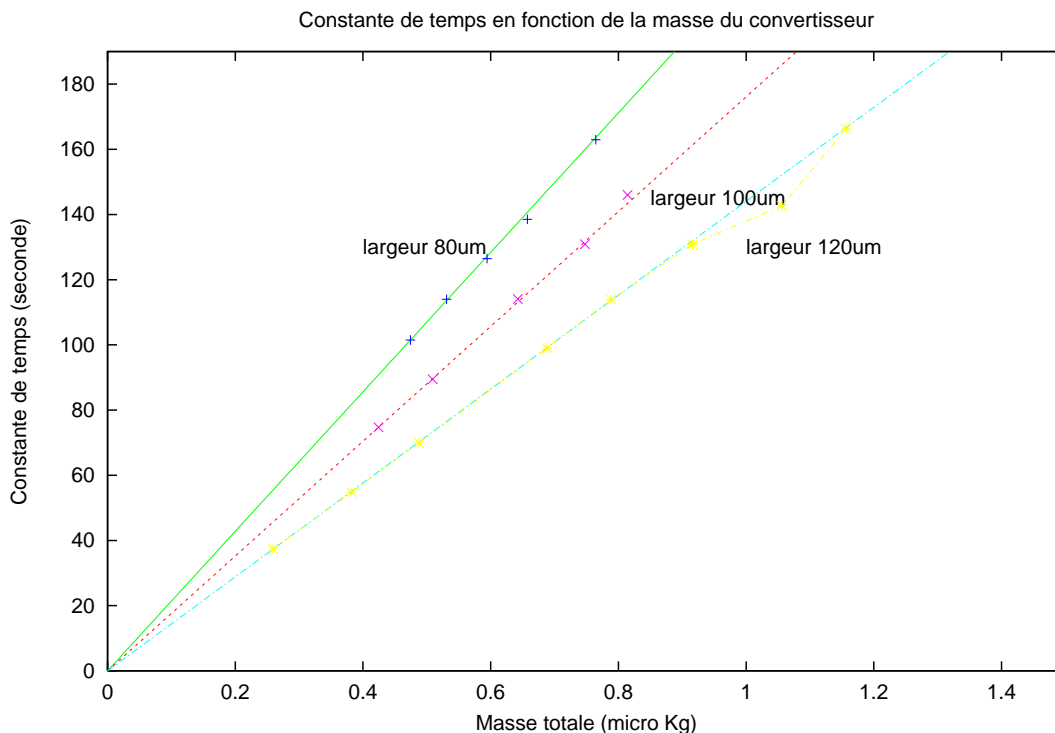


Figure 3.20: Constante de temps en fonction de la masse et de la largeur des bras.

3.5.3.1 Présentation détaillée des courbes

Les courbes 3.20 montrent un comportement linéaire entre la constante de temps (τ) et la masse quelque soit la largeur des bras. Chaque courbe représente la fonction $\tau = f(\text{masse})$ pour une largeur de bras fixe. Il est intéressant de remarquer que la masse doit augmenter lorsque la largeur des bras augmente si on veut garder la valeur de τ fixe.

La figure 3.21 donne le comportement de τ en fonction de la fréquence de résonance et de la largeur des bras. Ce comportement varie en $1/X$. La première fréquence de résonance augmente lorsqu'on élargit les bras.

Comme pour la courbe précédente l'accélération limite varie en $1/X$ avec la constante de temps (voir figure 3.22). Toute fois, pour une constante de temps fixe, on aura l'accélération limite la plus élevée pour un bras de $100 \mu m$ de large, puis pour 80 et enfin pour $120 \mu m$.

3.5.4 Conclusion sur le comportement mécanique

L'abaque à mis en évidence la difficulté de concevoir une structure solide tout en respectant la contrainte sur la constante de temps. Plusieurs géométries ont été testées avec l'abaque mais on revient toujours à la solution proposée dans le paragraphe 3.4. Cette solution semble être la meilleure, ou la moins pire car si on respecte la constante de temps la solidité mécanique est insuffisante pour convenir au milieu industriel.

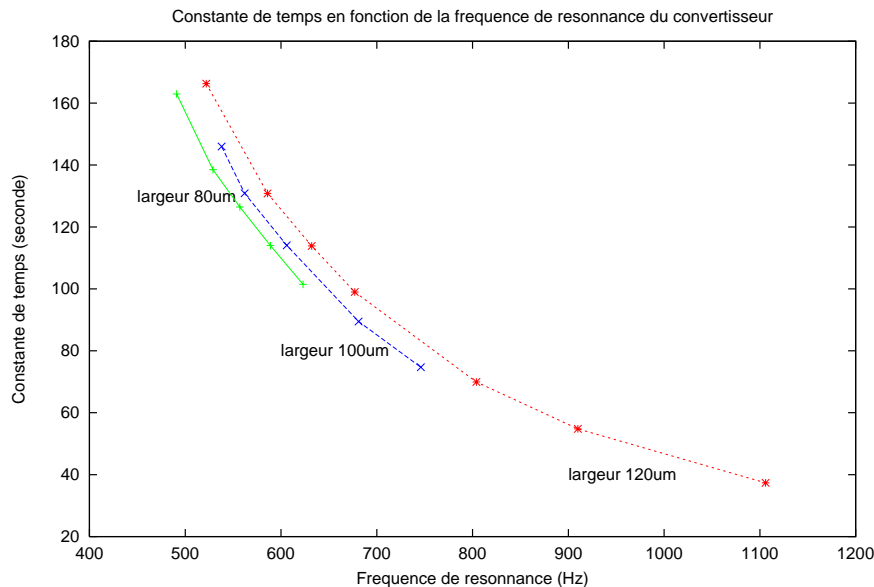


Figure 3.21: Fréquence en fonction de la constante de temps et de la largeur des bras.

3.5.4.1 Pertes par convection dans l'air

Toutes les simulations que nous avons faites jusqu'à maintenant étaient sous vide, cependant la mise en boîtier sous vide est relativement chère. Nous avons donc simulé le comportement thermique du capteur lorsqu'il est soumis à une convection naturelle ($h=4 \text{ W/m}^2\text{K}$) pour quantifier précisément l'influence de la convection. La constante de temps passe de 140 s à 31.9 s or on est dans le meilleur des cas. En effet la convection dans un boîtier ne peut être considérée comme naturelle, mais elle est régie par une loi que nous avons détaillée dans le paragraphe sur la convection. Le graphique 3.23 donne la valeur du coefficient de convection en fonction de l'espacement entre le bas du boîtier (hauteur 1), la structure, le haut du boîtier et la structure (hauteur 2). On voit facilement que pour des distances assez grandes le coefficient de convection dans l'air ne descend pas en dessous de $50 \text{ W/m}^2\text{K}$. Pour $50 \text{ W/m}^2\text{K}$ la constante de temps est de 3,3s. La valeur du coefficient de convection peut être diminuée si on prend un autre gaz que l'air⁷, mais on arrivera difficilement au niveau de la valeur de la convection naturelle.

Pour conclure, si une fuite intervient dans le boîtier on perdra très vite la propriété sur la constante de temps. Par contre le bon côté des choses est que du point de vue de la sécurité il n'y a rien à craindre car le disjoncteur ouvrira le circuit constamment donc on a aucune chance de détruire l'installation électrique.

3.5.5 Conclusion sur la structure avec masse en silicium

Un convertisseur électro-thermique avec une constante de temps de 140 secondes est tout à fait réalisable avec une technologie CMOS compatible microsysteme. Les différents calculs

⁷ Conductivité de l'air à 30 °: $0.0262 \text{ W/m}^2\text{K}$

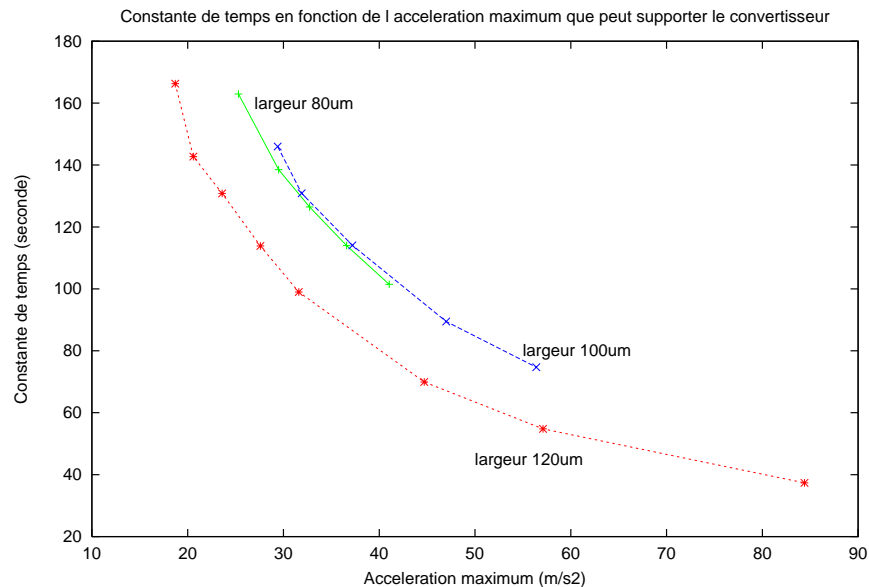


Figure 3.22: Accélération limite en fonction de la constante de temps et de la largeur des bras.

et simulations que nous avons faits aboutissent à une structure dont les dimensions et caractéristique se trouvent dans le tableau 3.6. Du point de vue physique les bras en oxydes formeront la grande résistance thermique, tandis que la masse en silicium assurera la capacité thermique. Ce composant ne pourra fonctionner que sous vide ce qui n'est pas pratique ni bon marché mais c'est la seule solution. La tenue mécanique n'est pas excellente, mais la solution retenue est un compromis entre la constante de temps et la première fréquence de résonance.

longueur des bras	705 μm
largeur des bras	100 μm
largeur de la masse	820 μm
longueur de la masse	1150 μm
épaisseur de silicium	288 μm
épaisseur des bras	entre 3,25 μm et 3,95 μm
longueur de la thermopile	705 μm
nombre de thermocouples	14 sur 2 bras (7+7)
thermocouple	Poly1/Poly2
résistance de la thermopile	369,5k Ω
résistance de chauffe	10k Ω

Tableau 3.6: Caractéristique du convertisseur.

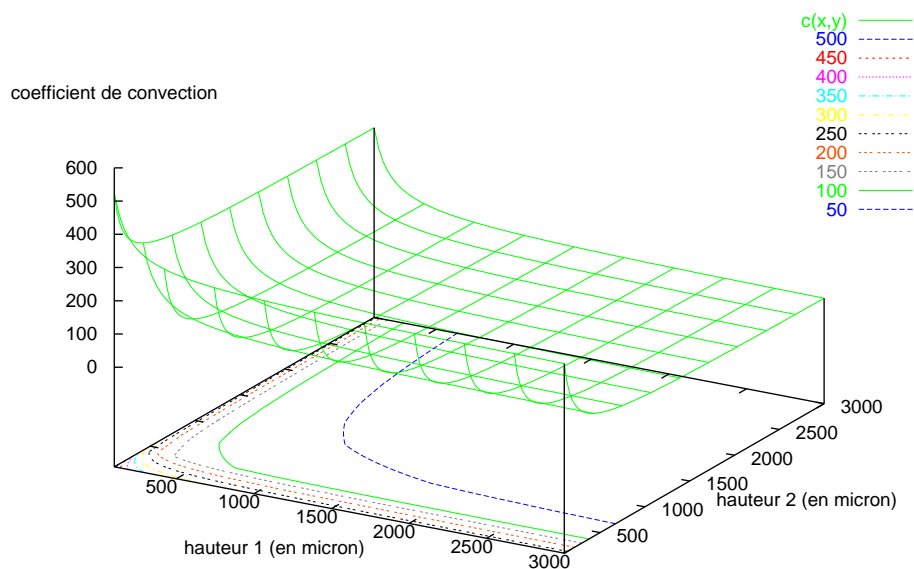


Figure 3.23: Coefficient de convection en fonction des distances entre le boîtier et la structure. Ces valeurs sont pour l'air.

3.6 Electronique

La tension fournie par les thermopiles est trop faible pour être exploitée directement, on utilise l'opportunité de travailler avec une technologie CMOS pour amplifier le signal directement sur la puce. Le système d'amplification est constitué de deux étages ; un premier pour transformer la forte impédance de la thermopile en faible impédance et un deuxième pour amplifier et soustraire les signaux. Le gain de l'ampli sera fixé à l'extérieur de la puce au moyen d'une résistance. Cette méthode permet une certaine liberté au cas où le signal de la thermopile ne serait pas aussi puissant que prévu. Dans la même optique, l'électronique a été dissociée du convertisseur. En cas de disfonctionnement de l'électronique on peut quand même tester le convertisseur tout seul, par contre si tout se passe bien, les deux blocs sont reliés entre eux par l'extérieur du boîtier ou directement sur la puce .

Le signal de la thermopile est rehaussé par une tension stabilisée issue d'un Band-Gap Reference. Cette opération est obligatoire car l'ensemble du circuit est alimenté en 0-5V, ce qui veut dire que la plage de travail des amplis se situe autour de 2,5V. Dans ces conditions il faut que le signal à amplifier soit dans cette région, d'où le band-gap reference. Le signal amplifié est ensuite envoyé dans un comparateur pour y être comparé à la tension de déclenchement. Plusieurs plots de sortie ont été intercalés dans le circuit pour avoir accès aux tensions intermédiaires. Le schéma 3.24 donne une vue d'ensemble du circuit.

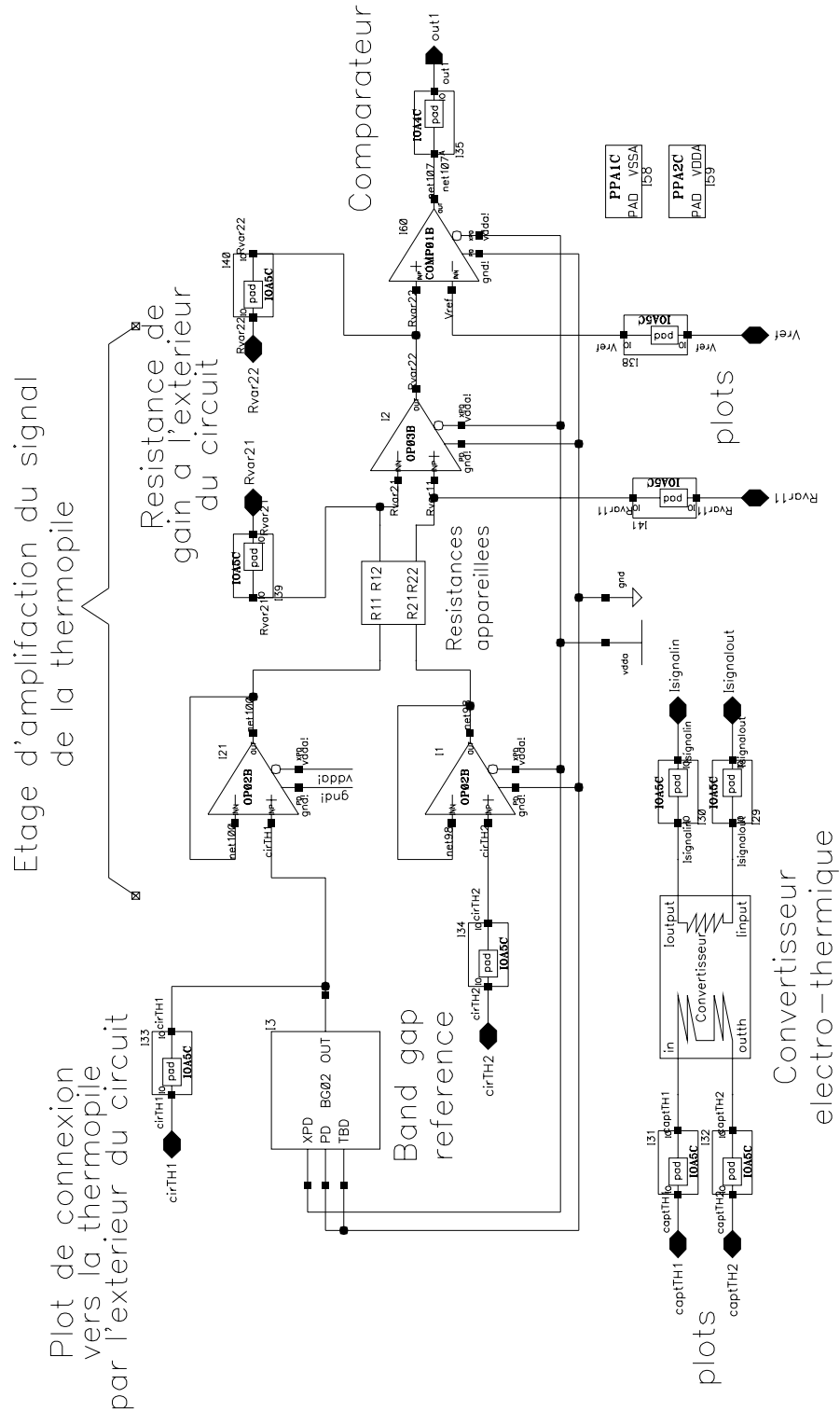


Figure 3.24: Schéma du circuit.

3.6.1 Simulations

Le circuit électrique a été simulé au niveau schématique pour vérifier la fonctionnalité du montage. Le convertisseur a été remplacé par une source de tension branchée en série avec une résistance de $369.5k\Omega$ ce qui est en soi une bonne modélisation. Il était inutile de se lancer dans un modèle comportemental qui n'aurait rien apporté de plus sinon la composante dynamique du convertisseur. La figure 3.25 donne un aperçu de la sortie.

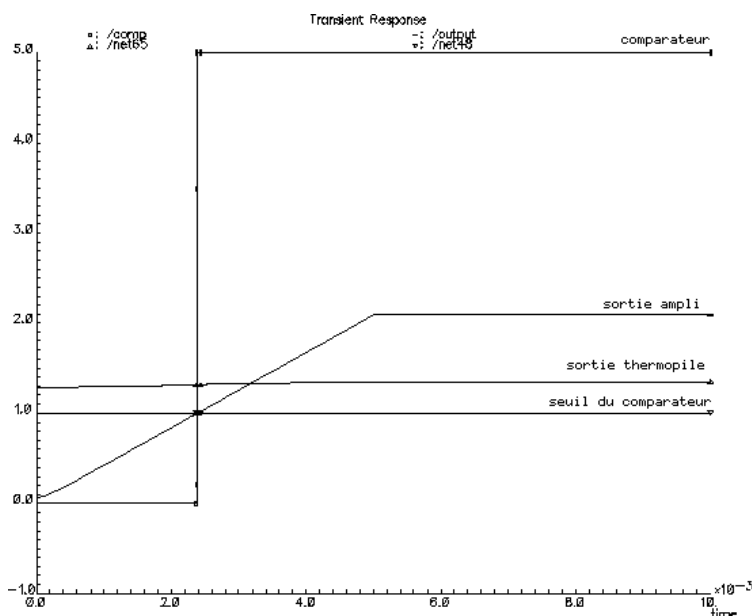


Figure 3.25: simulation du circuit.

3.6.2 Dessin des masques

La figure 6.21 présente le dessin des masques (layout) qui a été envoyé en fabrication. Au centre se trouve la structure, tandis qu'autour on distingue l'électronique. Les plots ont été éloignés des coins de la puce éviter qu'ils soient suspendus dans le vide. En effet, lors de la gravure les coins des puces seront plus attaqués que leurs flancs.

Le circuit a été dessiné en technologie CMOS $1.2\mu\text{m}$ d'AMS (CAE) [4] [3], les dimensions sont: $2730\mu\text{m}$ par $3000\mu\text{m}$.

3.7 Conclusion

Chaque détail lors de la conception d'un convertisseur à grande constante de temps est important. En effet, tous les éléments qui le constituent vont avoir un effet sur la constante de temps, on a donc recherché chaque fois la solution qui dégrade le moins possible le système. Au final on a une structure en membrane soutenant un morceau de silicium, 2 des 4 bras portent le signal à la résistance de chauffe, tandis que les deux autres intègrent une thermopile

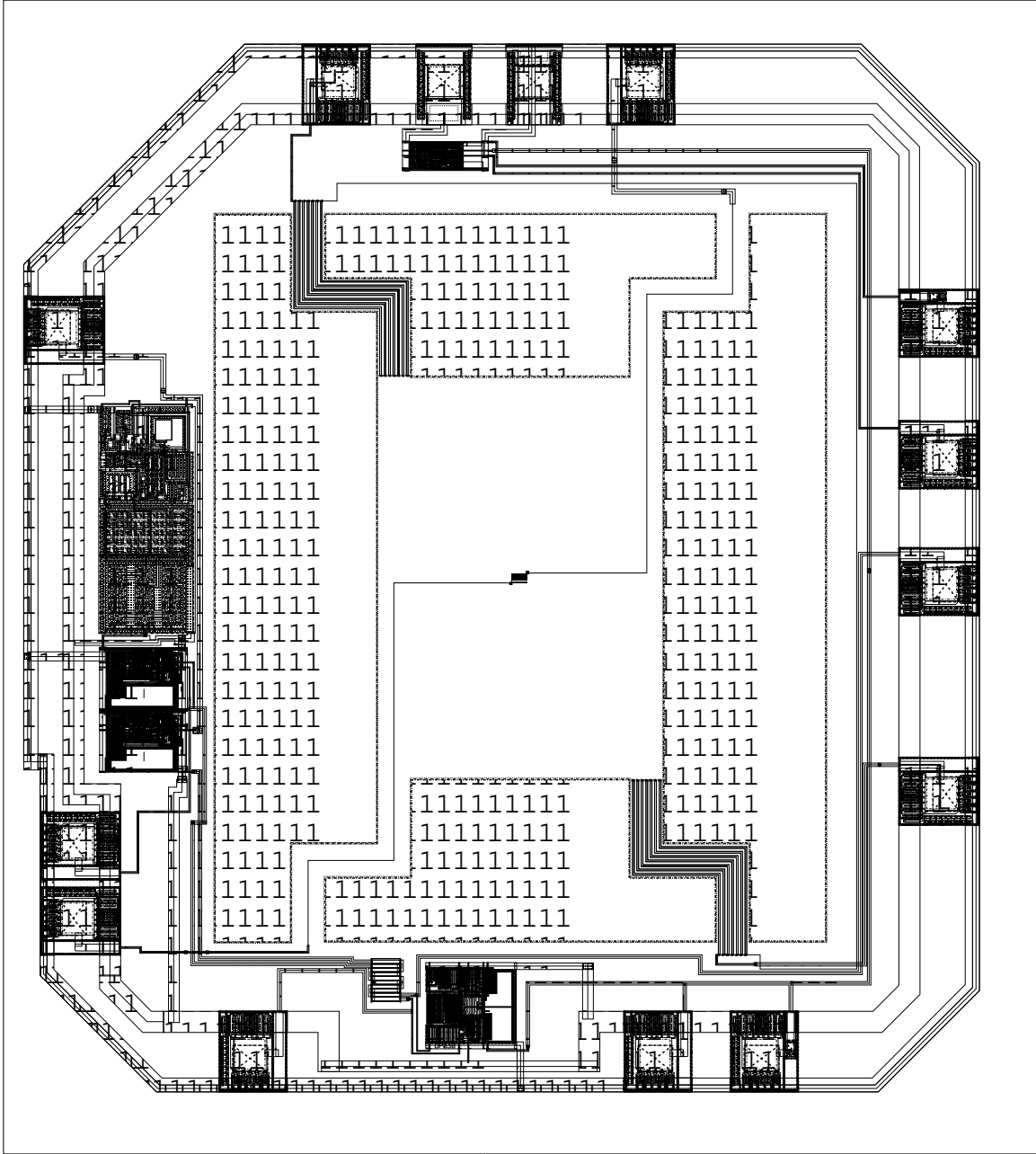


Figure 3.26: Layout du circuit.

pour mesurer la température. Les simulations thermiques transitoires du convertisseur nous garantissent une constante de temps de 140 secondes avec les données de conductivité trouvées dans la littérature.

La conception du convertisseur a donné naissance à un layout intégrant la structure et une électronique d'amplification du signal.

Chapitre 4

FABRICATION

Chapitre 4

Fabrication

Les chapitres précédant ont abordé la conception et la réalisation des masques du convertisseur. Ce chapitre détaillera le mode de gravure. Cette opération est importante car elle va déterminer la constante de temps du composant, de plus c'est la seule opération que l'on maîtrise car la fabrication du circuit se fait chez le fondeur AMS.

Le lecteur trouvera dans ce chapitre les différentes solutions qui ont été utilisées pour la gravure ainsi que les méthodes de caractérisation des vitesses de gravure des différents plans qui apparaissent.

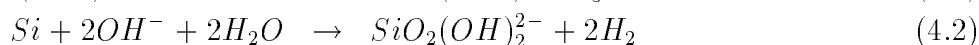
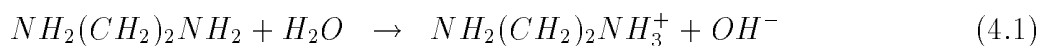
4.1 Solution de gravure EDP

L'EDP ou Ethylène Diamine Pyrocathécol est une solution alcaline organique qui est très utilisée depuis le début des années 1980 pour le micro-usinage en volume du silicium monocristallin [76]. Cette solution fut l'une des premières à être complètement compatible avec les circuits intégrés (IC) car elle offre une bonne sélectivité vis à vis des oxydes, nitrures et certains métaux. La qualité de gravure anisotropique du silicium est bonne, les plans libérés sont francs et lisses, cependant l'EDP est très difficile à manipuler de par son extrême toxicité.

Le CMP utilise l'EDP¹ depuis 1995 pour le micro-usinage des circuits microsystemes, c'est la raison pour laquelle toute l'étude sur la forme du convertisseur s'est déroulée autour de cette solution.

4.1.1 Mécanisme de gravure

La solution d'EDP est fabriquée à partir de 770ml d'Ethylène Diamine ($NH_2(CH_2)_2NH_2$), de 115g de Pyrocathécol ($C_6H_4(OH)_2$) et 360ml d'eau désionisée [76]. L'ensemble est porté progressivement à 90°C pendant une heure pour obtenir une température uniforme dans le récipient. La température étant uniformisée, on plonge les puces ou la plaquette dans la solution et la réaction chimique commence. L'équation de la réaction chimique est la suivante:



¹CMP : Cette étape est sous-traitée à l'ESIEE.

Des ions hydroxydes (OH^-) sont libérés lors de la première réaction (4.1) et réagissent avec le silicium pour former un résidu d'hydroxyde de silicium et de l'hydrogène (H_2). Le dégagement d'hydrogène est bien visible lors de la gravure car de petites bulles se forment au-dessus des puces. On se sert de ce dégagement pour s'assurer que la solution est active car il apparaît dès les premières secondes de gravure.

La figure 4.1 et le tableau 4.1 caractérisent l'anisotropie de la solution d'EDP.

Plan cristallographique	Vitesse ($\mu\text{m} / \text{min}$)
$V_{Si\{100\}}$	0.4
$V_{Si\{111\}}$	0.027
$U_{Si\{123\}}$	0.69
V_{Al}	0.015

Tableau 4.1: Vitesse de gravure des différents plans et matériaux dans de l'EDP. $U_{Si\{123\}}$ est la projection de la vitesse dans le plan de la puce (plan (100)). $V_{Si\{123\}} = U_{Si\{123\}} \times \cos\alpha$.

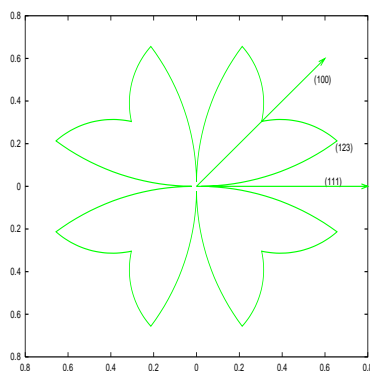


Figure 4.1: Diagramme de gravure de l'EDP en coordonnées polaires.

4.1.2 Problèmes liés au projet

L'EDP a été utilisée par le CMP dès le début du service microsystème car c'était la seule solution compatible avec les procédés VLSI qui soit disponible sur le marché. Un grand nombre de circuits ont été ainsi gravés, mais au fil du temps nous avons constaté une dégradation des résultats de gravure. Les dégradations majeures sont les suivantes :

- *les plots sont totalement détruits par la solution.* Il ne reste du plot que la couche barrière en titane [57], ce qui lui donne une couleur orangée. Le temps de gravure du plot dépend de sa composition. En technologie ES2, les plots peuvent résister à 6 heures dans l'EDP, ce qui nous laisse le temps de libérer les structures suspendues [76]. En technologie AMS, le plot est entièrement détruit en 100 minutes.

Ce problème peut être contourné en protégeant le plot avec la couche d'oxyde intermétallique.

Le plot est alors constitué du premier niveau de métal et de l'ouverture dans la passivation. La mise en boîtier doit se faire aux ultrasons (ultrasonic-bonding) car la pointe de la micro-soudeuse vient casser la couche d'oxyde lorsqu'elle écrase le fil sur le plot. Les ultrasons qui accompagnent l'écrasement du fil, finissent de briser la couche d'oxyde tout en formant la liaison entre le fil et le plot.

- le deuxième problème, le plus gênant, est l'instabilité de la solution qui se manifeste par l'apparition de protubérances pyramidales et par la formation de plans inconnus comme le montre les images 4.2 a et b. Il existe deux hypothèses pour expliquer ce comportement: la première suppose que la solution ou les outils servant à sa fabrication sont pollués, la deuxième suppose que la composition chimique de la solution a changé.

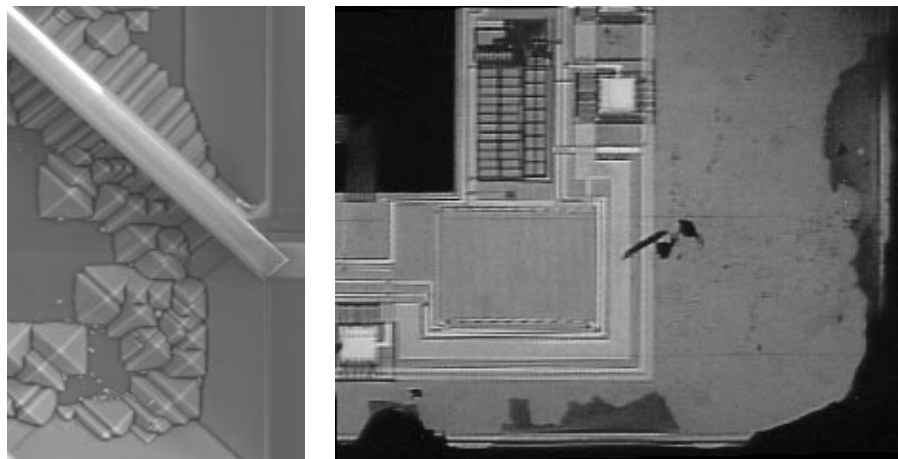


Figure 4.2: a) Protubérances pyramidales. b) Apparition de plans inconnus sur le bord de la puce.

Les problèmes au niveau des plots, la toxicité de l'EDP et l'incertitude d'obtenir des composants viables nous ont poussé à changer de solution. Malheureusement, cette décision a été prise après que l'on ait envoyé le convertisseur en fabrication. Le changement de solution va avoir un effet sur la réponse du convertisseur car rien n'assure que le diagramme de gravure de la nouvelle solution sera identique au diagramme de l'EDP.

Avant de passer définitivement à la nouvelle solution, nous avons fait quelques essais de gravure avec l'EDP. Comme attendu, les plots sont inutilisables (tests électriques impossibles), par contre la masse a pu être libérée dans un temps de 450min (voir 4.3). La forme et les coins de la masse sont en accord avec la simulation. Ces essais de gravure tendent à montrer la fiabilité du simulateur.

4.2 Gravure TMAH

Le TMAH (hydroxyde de tétra-méthyle ammonium) est une solution alcaline organique de formule $(CH_3)_4NOH$ qui a été utilisée pour la première fois par Tabatha [102] [101] dans le

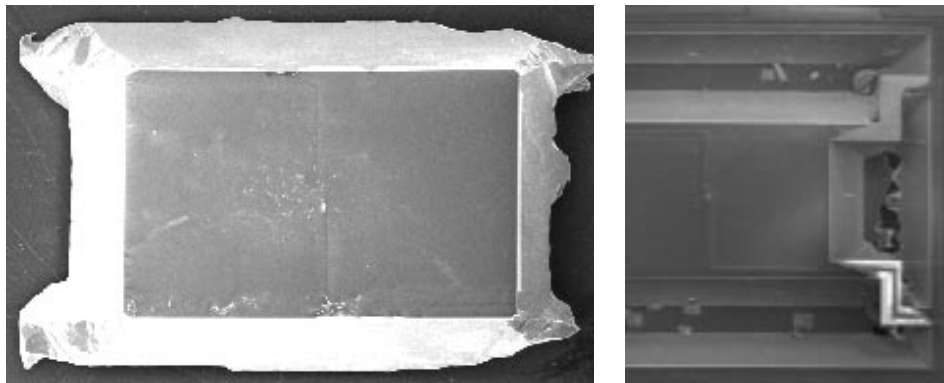
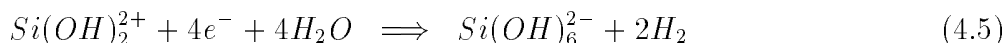
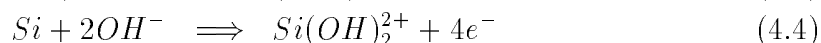
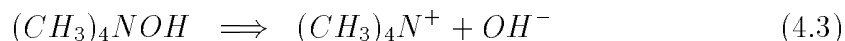


Figure 4.3: a) Masse obtenue après la gravure. b) Photographie au MEB au moment où la masse commence à être libérée.

début des années 1990. A l'heure actuelle c'est la solution la plus utilisée pour effectuer le micro-usinage en volume du silicium car elle n'est pas toxique et possède une bonne anisotropie [105] [89] [54]. La grande sélectivité du TMAH vis à vis des oxydes, des nitrures et de l'aluminium (sous certaines conditions) rend le TMAH compatible avec les procédés CMOS. Les risques de pollution de l'électronique sont nuls car il n'y a pas de libération d'ions polluants tels que les ions potassium. Enfin le TMAH ne se décompose pas à des températures inférieures à 130°C. L'équation de la réaction chimique est la suivante:



La concentration du TMAH a une grande influence sur la vitesse de gravure du silicium comme le montre la figure 4.4. Pour de faibles concentrations (< 2%) la vitesse est faible puis augmente rapidement, pour atteindre son maximum vers 4%. Au-delà de 4%, la vitesse diminue de nouveau. En conclusion, une vitesse de gravure rapide nécessite une concentration de TMAH proche de 4%.

4.2.1 Attaque Aluminium

Le TMAH attaque l'aluminium ce qui est gênant pour la micro-électronique car les plots sont à base d'aluminium. Cette attaque est d'autant plus rapide que le pH de la solution est élevé [85]. La première méthode pour réduire cette attaque est de travailler avec de faibles concentrations de TMAH (le pH est directement lié à la concentration), cependant c'est insuffisant pour rendre le TMAH compatible avec la micro-électronique. La deuxième méthode consiste à doper la solution avec du silicium [36] [49] [50]. On dissout dans le bain de gravure des barreaux de silicium ou de l'acide silicique ($Si(OH)_4$). Quelle que soit la façon de doper la solution les silicates vont agir de la même façon pour protéger l'aluminium :

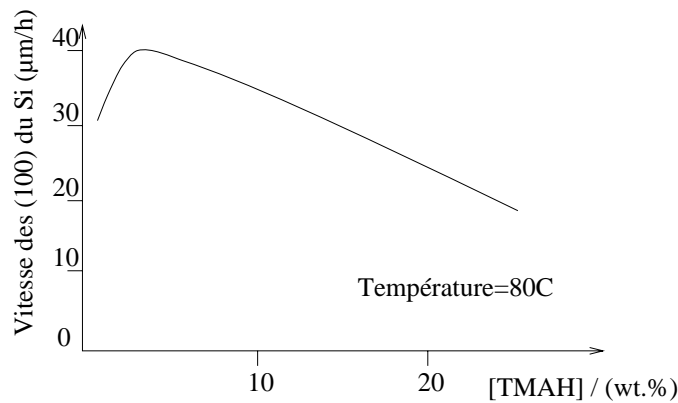
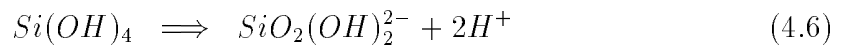


Figure 4.4: Vitesse de gravure des plans (100) du Si en fonction de la concentration du TMAH.

- en réduisant le pH de la solution, on réduit la vitesse de gravure de l'aluminium. Dans le cas de l'acide silicique la réduction du pH s'explique par la réaction suivante:



L'acide silicique va libérer un ion H^+ qui va se combiner avec l'ion hydroxyde pour former de l'eau et ainsi réduire le pH de la solution.

- en formant une couche d'aluminosilicate sur les plots qui servira de couche de passivation. L'aluminosilicate est moins soluble à pH modéré (8-12) que les oxydes d'aluminium natifs, d'où la protection du plot.

La quantité d'acide à dissoudre est proportionnelle à la concentration de TMAH ce qui est tout à fait compréhensible lorsqu'on regarde l'équation 4.6. Par exemple pour une solution à 5% Wt la passivation requiert 16g/l de Si dissout ou 40 g/l d'acide silicique, tandis que pour une concentration de 10% il faut 60 g/l d'acide silicique.

4.2.2 Protubérances pyramidales

Le principal problème du TMAH est l'apparition de protubérances pyramidales ("hillock") sur les plans (100) des zones à graver [56]. La formation des pyramides se produit pour des pH inférieurs à 13 et fait chuter la vitesse de gravure. En effet les pyramides génèrent des plans à faibles vitesses de gravure qui ralentissent la gravure globale. La vitesse chute d'autant plus que le nombre de pyramides est important.

Ces pyramides sont dues à l'apparition de micro-bulles de H_2 , qui masquent le silicium [49] [50]. Ces bulles bloquent localement la diffusion des produits de réaction ce qui va induire la formation d'un composé au point de contact entre la bulle et le silicium (voir dessin 4.5). Ce masque temporaire va se dissoudre après que la bulle se soit décrochée de la surface, mais le mal est fait puisque la pyramide est créée. Au début de la gravure le nombre de pyramides est

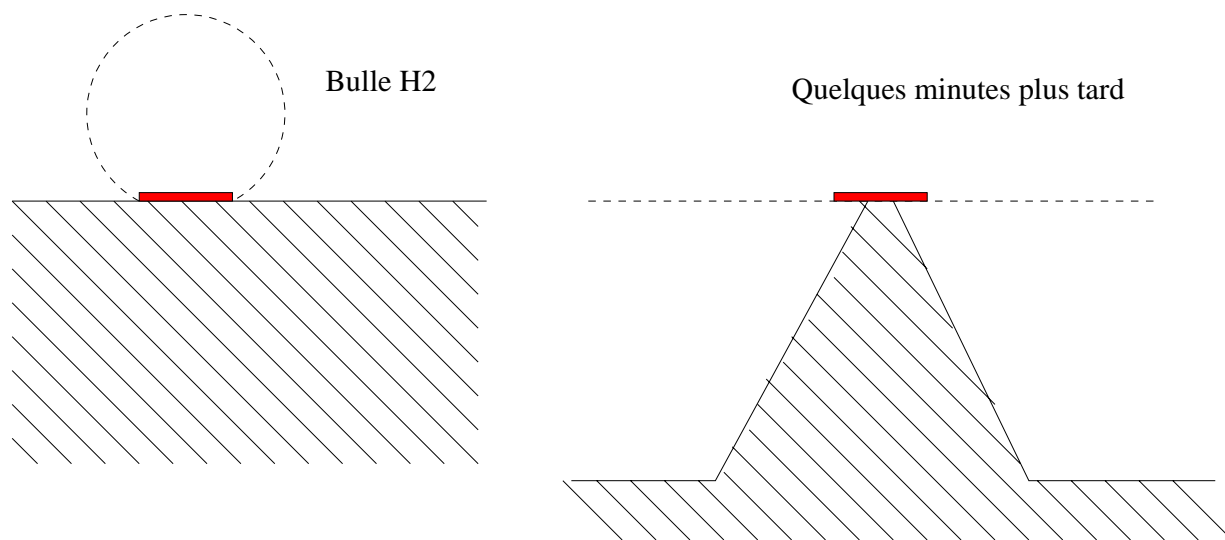


Figure 4.5: Formation de pyramides.

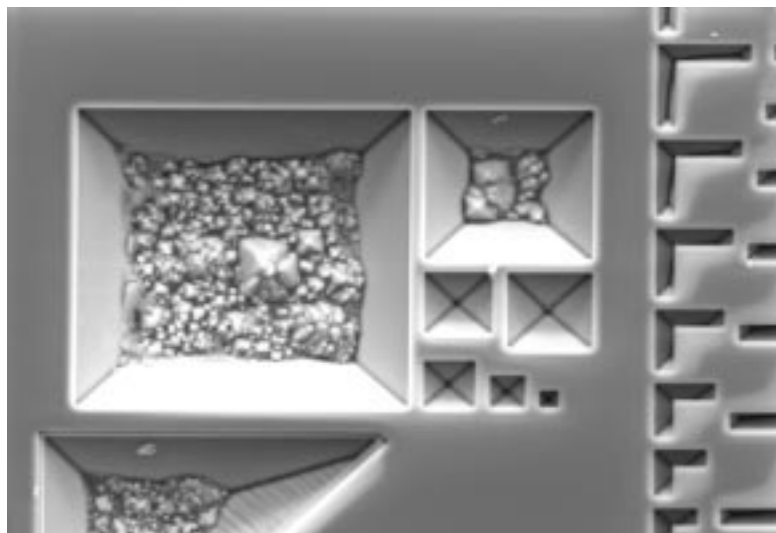


Figure 4.6: Protubérances pyramidales.

faible mais il va en augmentant jusqu'à atteindre un seuil (équilibre entre la naissance et la mort des pyramides) qui dépend de la concentration du TMAH.

Le nombre de pyramides diminue lorsque la concentration du TMAH augmente. Pour être plus précis, les pyramides apparaissent pour des concentrations de TMAH supérieures à 2% et inférieures à 15%, et au-delà de 22% les pyramides ont complètement disparu et la surface est lisse. On explique ce comportement par une diminution de la quantité d'eau présente dans la solution lorsque la concentration augmente, donc par une diminution de la quantité d'hydrogène produit.

Dans le cadre de notre projet, on a cherché à avoir des temps de gravure les plus courts possibles, or le problème des protubérances nous empêche d'atteindre cet objectif. La solution à notre problème est d'éliminer la production de H_2 en rajoutant un oxydant dans la solution. L'oxydant (si sa valeur est supérieure à celle de l'eau) va remplacer l'eau dans la réaction 4.5 et va produire un autre produit de réaction. Si ce nouveau produit de réaction est soluble alors les protubérances disparaîtront. La famille des peroxydes inorganiques peut jouer ce rôle :

- *le groupe peroxyde d'hydrogène* : Il donne de bons résultats mais il faut très bien contrôler sa concentration sous peine de voir réapparaître les protubérances,
- *le groupe peroxyde disulfate* : On peut utiliser le peroxyde disulfate de potassium ($K_2S_2O_8$) ou le peroxyde disulfate d'ammonium ($(NH_4)_2S_2O_8$). Cette catégorie d'oxydants ne perturbe pas le TMAH et sa concentration n'est pas critique.

Une quantité de 5 à 10g/l de peroxyde disulfate de potassium ou d'ammonium dans le TMAH 5% élimine la formation des pyramides.

4.2.3 Undercutting

L'undercutting caractérise l'intersection formée par les plans (100). Ce rapport dépend fortement de la solution. Un fort undercutting signifie que l'intersection des plans (100) est une droite, tandis qu'un faible rapport signifie que l'intersection se fait au moyen de plans intermédiaires (voir figure 4.7a). On caractérise l'undercutting par le rapport $U_r = l/h$ [66] [64] où "l" est la distance parcourue sous le masque et "h" la profondeur gravée dans le substrat. Le TMAH est très connu pour avoir une forte valeur d'undercutting, ce qui ne va pas sans poser des problèmes. En effet lors de la libération d'une poutre il se forme une pointe aiguë qui combinée avec les contraintes résiduelles des couches d'oxydes peut générer des contraintes élevées au niveau de la pointe [95]. Ces contraintes vont fissurer la poutre comme le montre la figure 4.7 b et c. Le TMAH peut ensuite pénétrer dans la poutre et attaquer les lignes de polysilicium. On réduit l'angle formé par la pointe en rajoutant à la solution de l'alcool isopropyle (IPA).

4.2.4 Expériences de gravures avec le TMAH

La solution de gravure a été développée en collaboration avec M. Thierry Bouchet de la société IBS (Ion Beam Services). Nous sommes partis d'une solution de TMAH à 5% avec 40g/l d'acide silicique et 5g/l de peroxyde disulfate d'ammonium, le tout porté à 90°C. Les

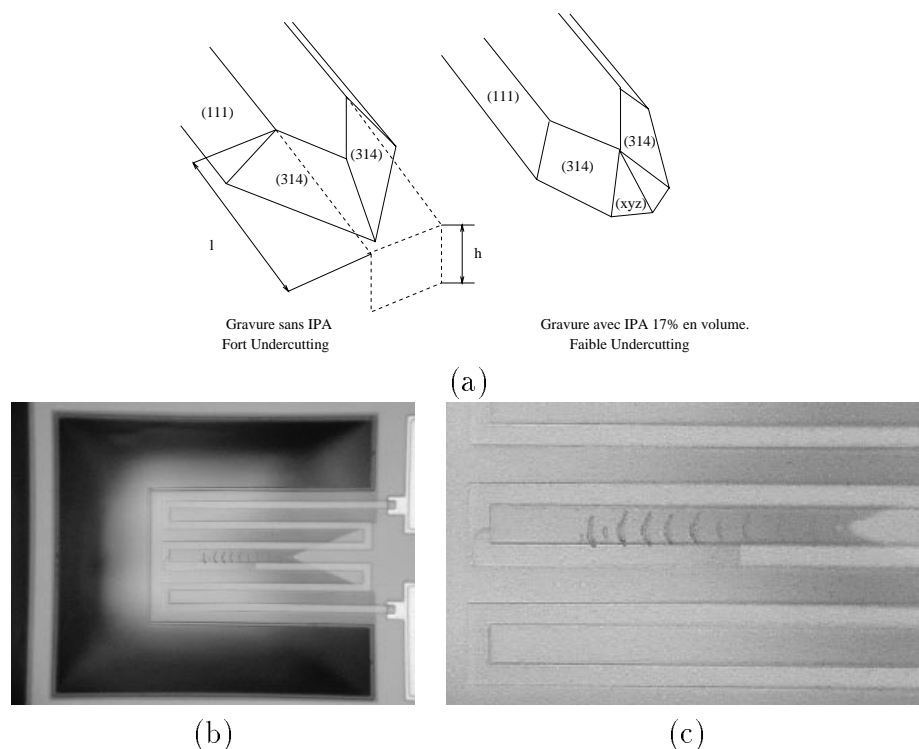


Figure 4.7: a) Définition de l'undercutting. b) Poutre fissurée par la pointe se déplaçant sous la structure. c) Agrandissement du centre de la poutre. La ligne de polysilicium a été attaquée par le TMAH qui est entré par les fissures.

résultats obtenus furent mitigés, car la solution pouvait très bien graver comme ne rien graver. Une mauvaise gravure se caractérisait par la formation d'un composé spongieux au fond des cavités ou par une gravure isotropique à très faible vitesse. Les figures 4.8 a et b montrent le résidu spongieux qui bloque la gravure et qui empêche toute autre tentative de gravure, tandis que la figure 4.8 c montre une gravure isotropique. Tous ces effets sont essentiellement dus à des problèmes de contamination de la solution, car le TMAH est extrêmement sensible à toutes sources de pollution organique. Ce phénomène est d'autant plus critique que la concentration en TMAH est faible.

Après de nombreux tests nous nous sommes orienté vers une solution plus concentrée. On a donc utilisé du TMAH à 20 % avec 160g/l d'acide silicique et 10g/l de peroxyde disulfate d'ammonium. La température de gravure a été fixée à 90°C.

Les résultats de gravure sont meilleurs, on obtient des gravures propres et reproductibles mais qui dépendent des conditions de manipulation et de la quantité d'acide silicique. Une faible quantité d'acide silicique ($< 160\text{g/l}$) et les plots sont détruits, par contre la vitesse de gravure est élevée ($R_{100} = 2.1\mu\text{m}/\text{min}$) et les fonds des cavités sont lisses (voir images 4.9 a et b). Si on sature la solution avec l'acide ($> 160\text{g/l}$) on protège les plots mais on fait chuter la vitesse de gravure ($R_{100} = 0.85\mu\text{m}/\text{min}$) et la surface des cavités est rugueuse (voir images 4.9 c et d).

Nous avons remarqué que pour des temps de gravure élevés l'acide silicique vient se déposer au fond du bêcher et se recristallise. Les puces qui se trouvent au fond du récipient sont alors

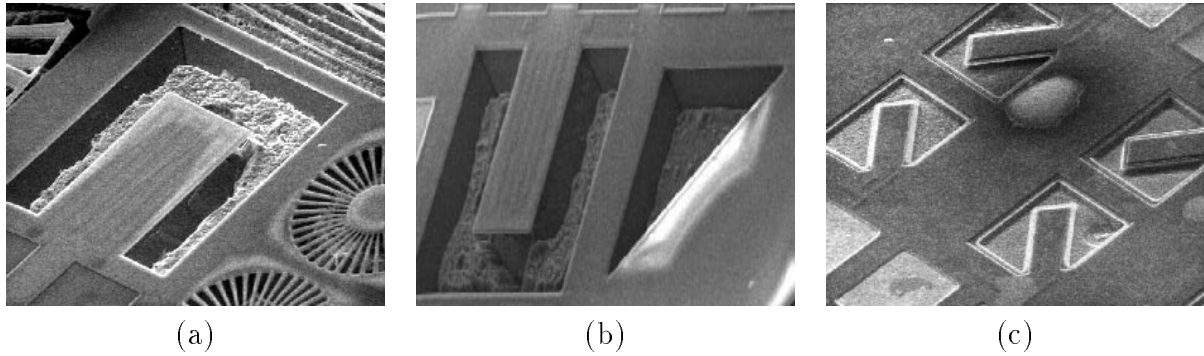


Figure 4.8: a) et b) Résidu spongieux au fond des cavités . c) Gravure isotropique.

dans un environnement saturé en acide silicique, tandis que les puces à la surface du liquide se retrouvent dans un environnement de TMAH pure. En agitant la solution à faible vitesse on garde la solution homogène.

Malgré la stabilité et la reproductibilité de gravure du TMAH à 20%, la solution n'a pas été retenue car on a besoin d'une quantité trop importante d'acide silicique pour protéger les plots, or ce produit coûte cher. Nous avons donc cherché à réduire la concentration du TMAH à 10%. La nouvelle solution est composée de TMAH 10% avec 60g/l d'acide silicique et de 5g/l de peroxyde disulfate d'ammonium. La mise en température se fait doucement puisqu'on passe de la température ambiante à 85°C en une heure. L'ensemble de la solution est agité par un barreau aimanté, se qui assure à la solution une bonne homogénéité. Lorsque la température est uniforme on place les puces ou la plaquette dans la solution. Les résultats de gravure sont très bons ; l'état de surface est excellent, il ne présente pas de rugosité ni de protubérances pyramidales, et les plots ne sont pas détruits après plus de 3 heures de gravure.

En respectant le protocole mis au point pour la montée en température de la solution on obtient une bonne stabilité et reproductibilité de la gravure. Une montée en température trop rapide ou une agitation de la solution trop violente détruit la solution et la rend inactive. Le TMAH est une solution organique et, comme toute solution organique, craint les variations de températures trop brutales.

Nettoyage des puces Les puces doivent être nettoyées après la gravure pour, d'une part, figer la gravure, et d'autre part éliminer toute trace de TMAH. Le deuxième point est important car le TMAH et ses produits de réaction ont la fâcheuse tendance à déposer une couche de matière inconnue et transparente qui bloque toute gravure ultérieure (figure 4.10). En plongeant les puces dans de l'eau désionisée bouillante on fige la réaction chimique et on dissout les différents produits de réaction, tandis qu'un nettoyage à l'eau désionisée froide stopperait la gravure et figerait le composé sur la puce.

Remarque: G. Lin [36] a proposé d'utiliser la couche de résidus comme un masque pour la face arrière des puces. Avant chaque gravure, la face arrière des puces est badigeonnée de TMAH puis séchée. Lorsqu'on est certain que le composé est présent, les puces sont gravées. Cette technique aurait pu être intéressante si le composé n'interagissait pas avec le TMAH et réduisait la vitesse de gravure de la face avant.

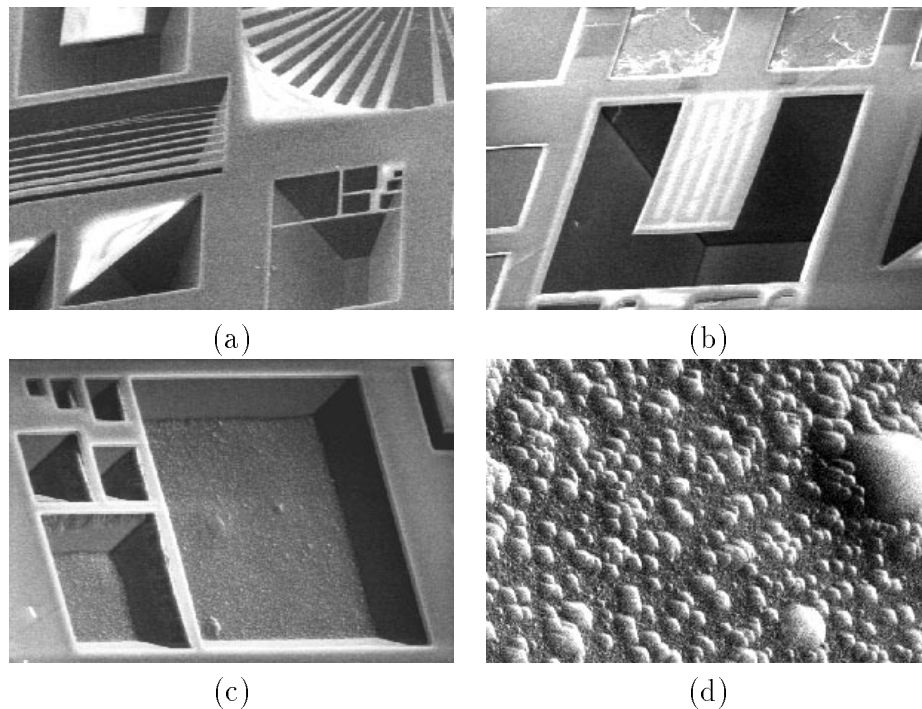


Figure 4.9: a) et b) Photographie MEB de structures gravées par du TMAH 20% avec une faible quantité d'acide silicique. La surface est lisse mais les plots sont détruits (b). c) et d) Cavités gravées par du TMAH 20% avec saturation de la solution en acide silicique. Les plots sont protégés mais la surface est rugueuse. d) Agrandissement par 10 de la photographie précédente. La surface est constituée d'une multitude de petites pyramides.

4.2.4.1 Bain de Gravure

Le dispositif de gravure est composé d'un bain thermostaté, d'un agitateur et d'une bouteille en téflon (voir figure 4.11). La solution est placée dans la bouteille en téflon qui est elle même mise dans le bain thermostaté. L'ensemble est porté progressivement à 85°C pendant 1 heure. Durant toute cette phase la solution est doucement agitée pour homogénéiser la solution. Dans plusieurs articles qui traitent de la solution de TMAH, les auteurs utilisent un condenseur à reflux pour condenser les vapeurs d'eau et garder ainsi la concentration de TMAH constante. Nous avons adopté une autre solution plus simple qui consiste à remplir la bouteille au maximum puis, de la fermer hermétiquement. Le peu d'air qui se trouve emprisonné entre le TMAH et le bouchon va se saturer en vapeur d'eau rapidement, ainsi la concentration sera constante tout au long de la gravure.

Support des puces ou des plaquettes. Les puces ou les plaquettes doivent être maintenus dans la bouteille car le TMAH est constamment agité. Laisser les puces libres provoquerait leur destruction car les structures suspendues ne pourraient supporter les chocs contre le barreau aimanté, ni les chocs entre elles. Il ne faut pas oublier non plus, que les puces doivent pouvoir être gravées sur les deux faces en même temps donc il est impossible de les coller sur une plaque

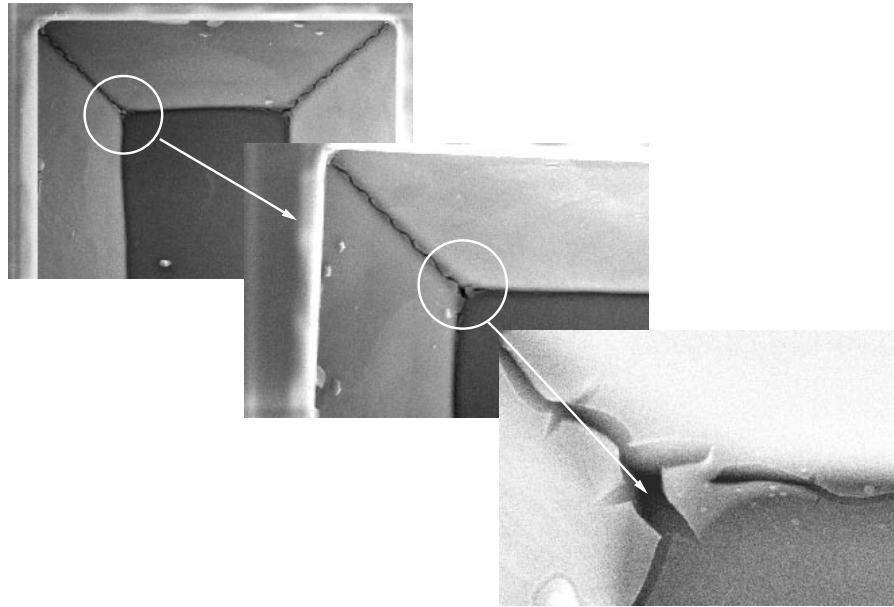


Figure 4.10: Couche recouvrant la puce.

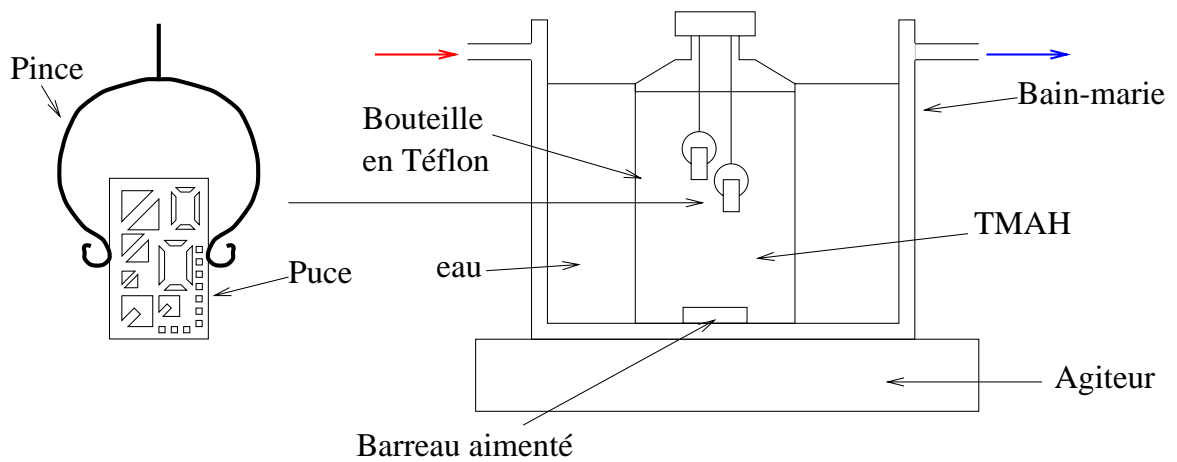


Figure 4.11: Vue schématique du support de puce et du bain de gravure.

ou les laisser reposer au fond de la bouteille. Dans ces conditions nous avons testé plusieurs types de supports :

- *Les paniers en aciers inoxydables* : Ils sont constitués de deux grilles en acier entre lesquelles on place les puces. Ce type de support est pratique pour plonger ou ressortir les puces du bain mais il réduit la vitesse de gravure du silicium. En effet, si on utilise une maille de grille trop fine, on bloque complètement la gravure en créant un micro-environnement autour de la puce. Tant que du TMAH est présent dans cet micro-environnement la gravure peut se faire, mais une fois les ressources utilisées, la gravure s'arrête. En augmentant la maille on assure une certaine diffusion des produits donc la vitesse de gravure augmente et la gravure est permanente. Enfin une maille trop large inhibe cet effet mais de très petites puces passeront à travers,
- *Les pinces* : Les pinces² sont des anneaux de métal ouverts. On adapte leur ouverture pour que la puce soit maintenue sans être écrasée. Une tige métallique est soudée à l'anneau d'un coté et attachée au bouchon de la bouteille en téflon (voir figure 4.11). En refermant le bouchon sur la bouteille on plonge ainsi, la, ou les puces dans le bain d'attaque.

La force de serrage de l'anneau doit être suffisante pour maintenir la puce dans le bain en mouvement, mais ne doit pas être trop forte au risque de générer des plans de gravure rapide aux points de contact entre la pince et la puce. Ces plans de gravure rapides vont attaquer latéralement la puce comme le montre les images 4.12 a et b. Le calibrage de la force de la pince maîtrisée, on obtient un support très pratique qui n'a aucune influence sur la gravure.

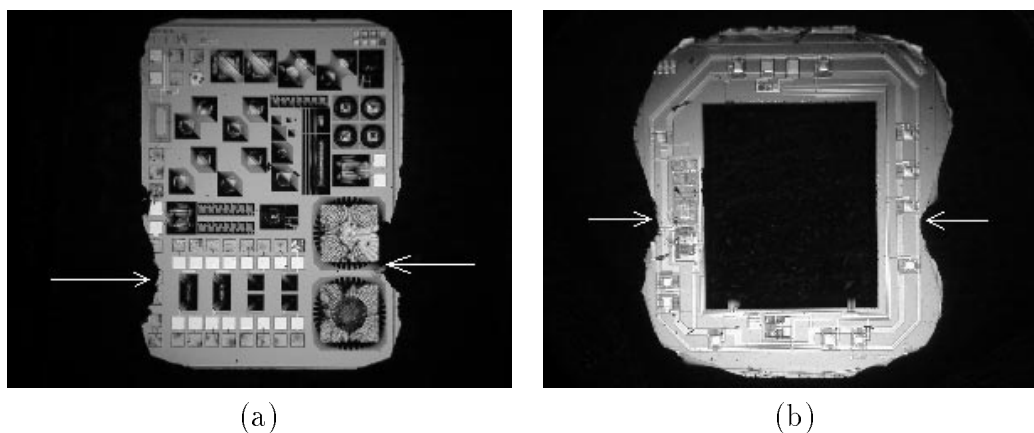


Figure 4.12: a) et b) Photographie optique de puces attaquées au point de contact avec la pince.

Les pinces sont le seul moyen retenu pour plonger, maintenir, et sortir les puces du bain.

²les pinces sont issues de la technologie des implanteurs puisqu'elles servent à tenir les plaquettes durant l'implantation.

4.2.5 Principaux plans de gravure générés par le TMAH 10%

La solution de TMAH 10% fonctionne bien, on a donc figé sa composition et son mode d'utilisation. Il nous faut maintenant déterminer pour le simulateur de gravure les vitesses de gravure des différents plans qui apparaissent lors de la gravure d'une plaquette orientée (100). Cette opération se fait à partir de puces de test que l'on a spécialement dessinées à cet effet (voir annexe F). Sur ces puces se trouvent des structures avec des géométries et orientations spécifiques pour étudier les plans (100), (111) et (314) (voir figure 4.13).

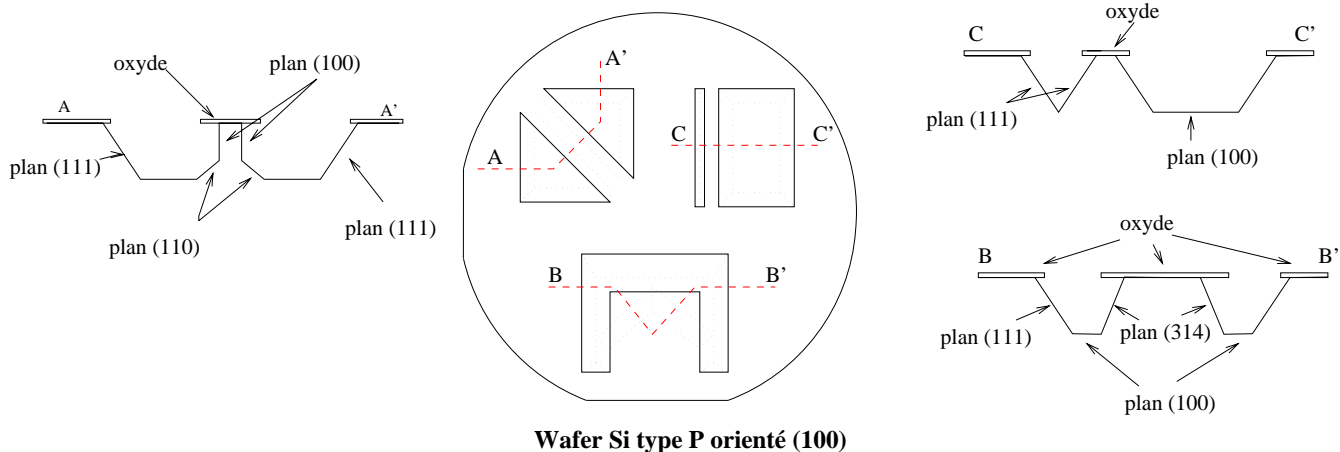


Figure 4.13: Vue schématique des principaux plans qui apparaissent sur une plaquette (100).

4.2.5.1 Gravure des plans (100)

On peut distinguer deux catégories de plans (100) dans la gravure anisotropique du silicium:

- *les plans (100) parallèles à la surface.* Ils apparaissent au fond des cavités ou sur la face arrière des puces. On mesure la vitesse de ces plans au moyen d'ouvertures rectangulaires de dimensions variables (voir figure 4.14). Ces ouvertures vont former des pyramides inversées tronquées dont le fond est formé de plans (100). En mesurant la profondeur des pyramides à des temps différents, on trouve la vitesse de déplacement de ces plans. La valeur moyenne de la vitesse mesurée est de:

$$V_{100//} = 1.46 \mu\text{m}/\text{min}$$

Remarque: On peut mesurer la vitesse des plans (100) tant que la pyramide n'est pas entièrement formée. En effet, la pyramide totalement formée n'est composée que de plans (111).

- *les plans (100) perpendiculaires à la surface.* Ces plans apparaissent lorsqu'on libère un pont à 45° par rapport aux axes CAO ($\langle 110 \rangle$). Les plans $(100)_\perp$ se forment dans un

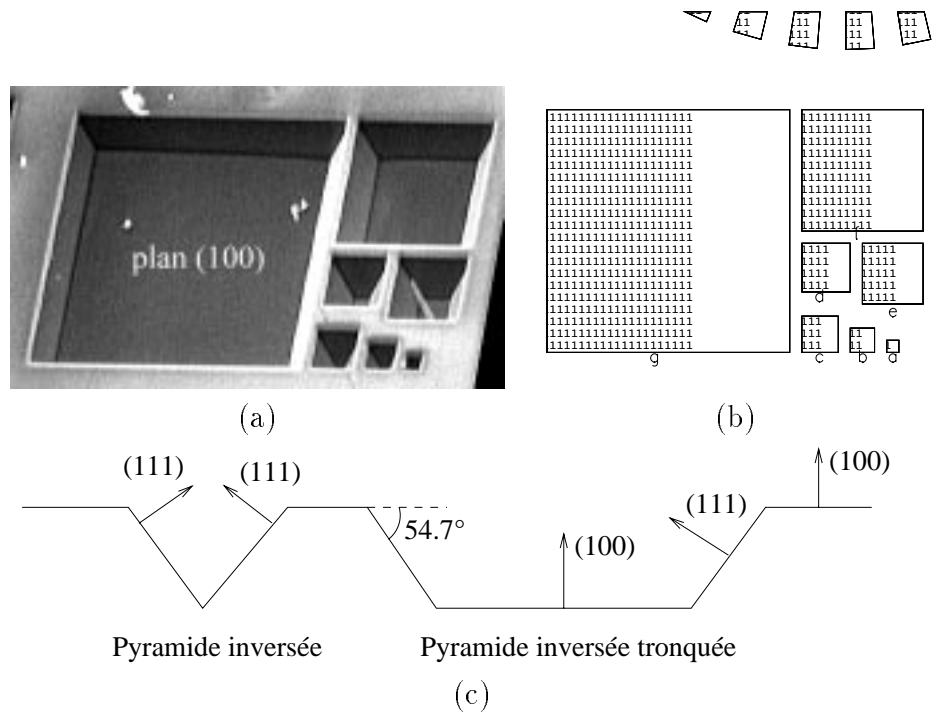


Figure 4.14: a) Photographie MEB des plans (100) formés. b) Layout de la structure utilisée pour mesurer la vitesse des plans (100). c) Coupe à travers deux ouvertures; l'ouverture de droite est une pyramide inversée tronquée, à gauche la pyramide est formée donc inutilisable pour mesurer la vitesse de gravure du plan (100).

premier temps au bord du pont, puis dans un deuxième temps se déplacent sous l'oxyde du pont (voir image 4.15 b). Les structures utilisées pour mesurer leur vitesse sont des ponts de largeurs différentes ou des ouvertures en triangles (voir figure 4.15). Il existe deux méthodes pour calculer la vitesse du plan $(100)_\perp$. La première consiste à mesurer au cours du temps la distance qu'a parcouru le plan sous l'oxyde par rapport au bord du pont, ou au bord du triangle (voir figure 4.15 c). Cette méthode repose sur l'hypothèse que l'oxyde n'est pas attaqué lors de la gravure. La deuxième méthode ne peut être appliquée que sur les structures en pont car on mesure au cours du temps la distance qui sépare les deux plans $(100)_\perp$ sous le pont (voir figure 4.15 d). La dernière méthode est plus précise car elle ne repose sur aucune hypothèse, cependant le calcul de la vitesse n'est pas direct comme nous le montre la formule 4.8.

$$V_{(100)_\perp} = \frac{d_2 - d_1}{t_2 - t_1} \quad (4.8)$$

d_i est la distance entre les deux plans $(100)_\perp$ au temps t_i . Il ne faut surtout pas oublier que les plans $(100)_\perp$ se déplacent ensemble dans des directions opposées, d'où le coefficient 2.

La vitesse moyenne des plans $(100)_\perp$ est de:

$$V_{(100)_\perp} = 1.613 \mu\text{m}/\text{min}$$

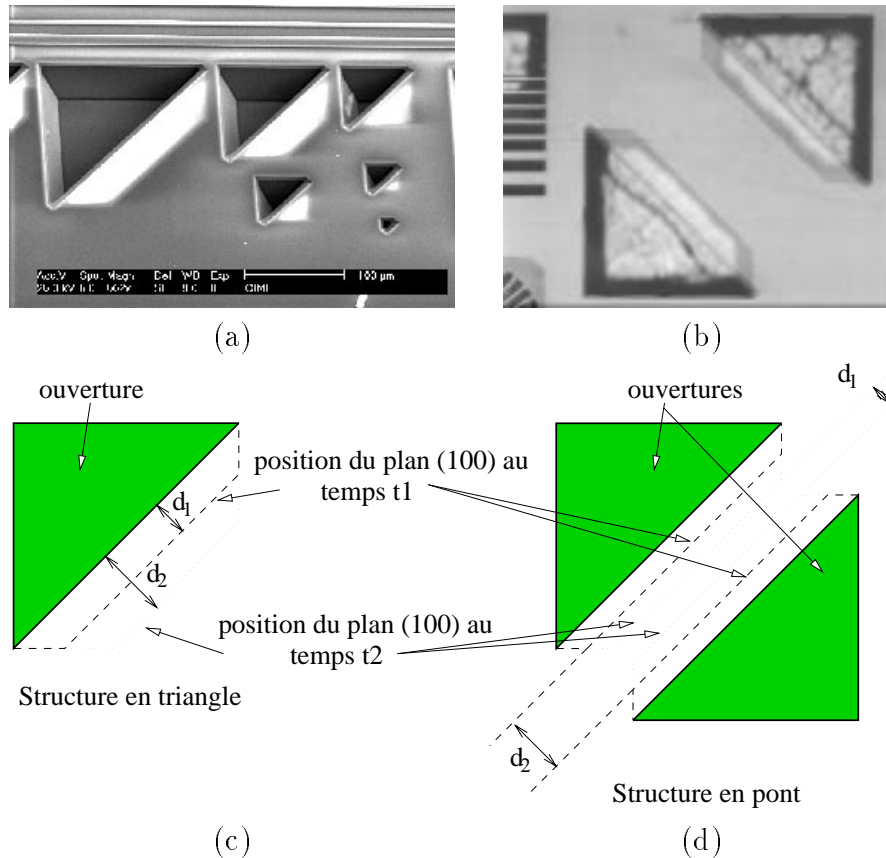


Figure 4.15: a) Image MEB d'ouvertures en diagonale. b) Image optique d'un pont. On voit par transparence les plans (100) sous le pont. c) et d) Principes de mesure de la vitesse du plan $(100)_\perp$. En c) on a la première méthode et en d) la deuxième.

Remarque: Les plans $(100)_\perp$ peuvent être masqués par des plans (110) comme le montre la figure 4.16. La présence du plan (110) à l'intersection des plans (100) existe toujours, mais elle est plus ou moins marquée selon le type de la solution ou de sa concentration. Pour du TMAH 20% le plan (100) est à peine visible, tandis que pour du TMAH 10% il forme un mur bien vertical soutenu à la base par un plan (110) de faible surface. Les figures 4.17 a, b, c et d illustrent le propos.

4.2.5.2 Gravure des plans (111)

Les plans (111) se forment pour une ouverture parallèle ou perpendiculaire à la direction $\langle 110 \rangle$. Ces plans font un angle de 57.4° par rapport à la surface (100) et ont une vitesse de gravure très lente. La mesure de cette vitesse se fait au moyen de la structure 4.18 qui est formée de longues ouvertures étroites, accolées les unes aux autres. Chaque ouverture est parallèle à la direction $\langle 110 \rangle$ et séparée de sa voisine par une distance variable. La mesure du déplacement du plan (111) se fait au moyen d'un microscope électronique à balayage car on a besoin de très fort grossissement. Le principe de la mesure est le suivant : on plonge plusieurs

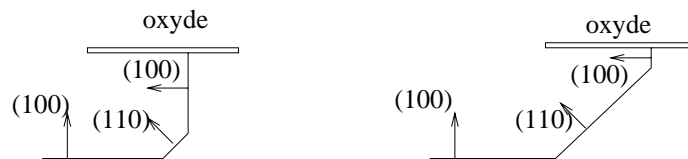


Figure 4.16: Le dessin de gauche est une vue en coupe au niveau du plan (100) pour une solution de TMAH 10%, tandis que le dessin de droite est pour une solution de TMAH 20%.

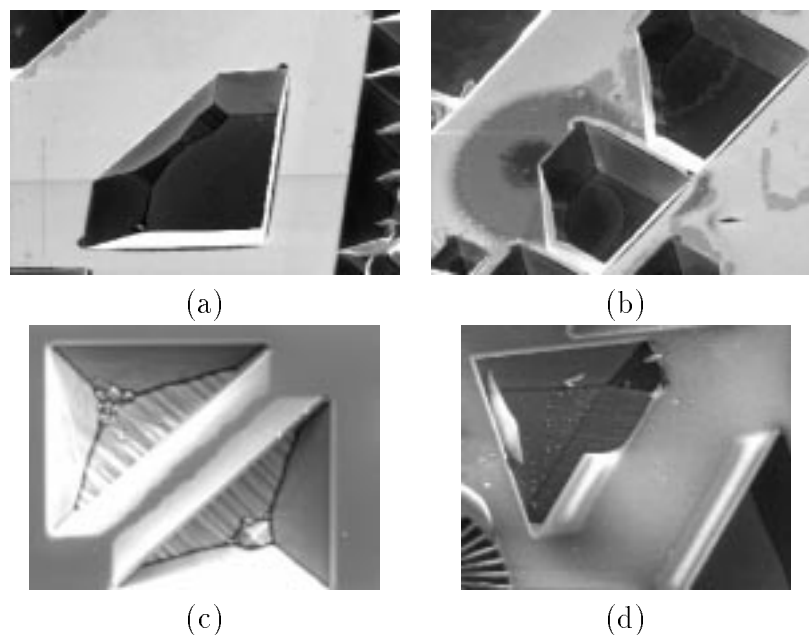


Figure 4.17: a) et b) Les deux premières images MEB ont été obtenues après une gravure de TMAH 10% et une dé-oxydation. Le plan (100) est bien visible. Les images c) et d) ont été obtenues avec du TMAH 20%. Le plan (110) est dominant, on aperçoit à peine le plan (100).

puces en même temps dans le TMAH puis on les sort à des temps différents (t_i). Chaque puce est de-oxydée pour faire apparaître le silicium et les prismes inversés qui se sont formés. On mesure sur chaque puce la distance entre l'arrête du fond du prisme et l'arrête formée par le plan (111) et la surface (voir figure 4.19). Le rapport du déplacement sur le temps donne la vitesse de déplacement de l'intersection du plan (111) avec la surface. Cette vitesse correspond à la vitesse du plan (111) projetée dans le plan de la puce ($V_{111_{surf}}$). La vitesse effective du plan se calcule en divisant la vitesse en surface ($V_{111_{surf}}$) par le cosinus de l'angle formé entre la normale au plan (111) et la normale au plan (100).

$$V_{111_{surf}} = \frac{d_2 - d_1}{t_2 - t_1} \quad (4.9)$$

$$V_{111} = \frac{V_{111_{surf}}}{\cos(90 - 54.7)} \quad (4.10)$$

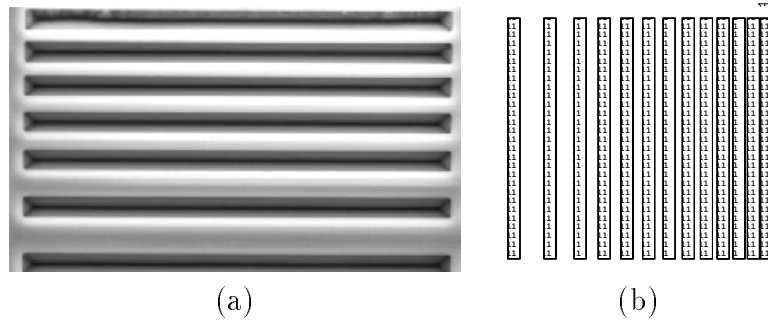


Figure 4.18: Photographie et layout des ouvertures servant à caractériser la gravure des plans (111).

d_i est la distance entre les deux arrêtes du prisme au temps t_i . La distance d_i se mesure au moyen de la règle intégrée du MEB, cependant toute mesure doit se faire avec un angle d'inclinaison de l'échantillon nulle. La vitesse moyenne (mesurée) du plan (111) est de:

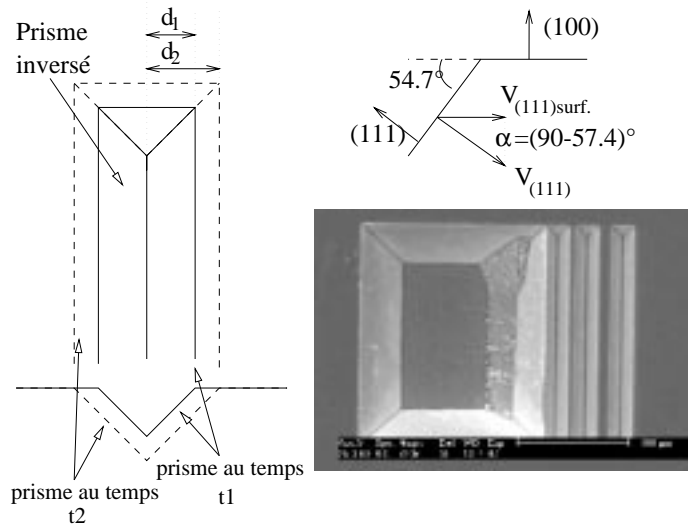


Figure 4.19: Principe de mesure de la vitesse du plan (111).

$$\begin{aligned} V_{(111)} &= 0.12 \mu\text{m}/\text{min} \\ V_{(111)_{surf}} &= 0.10 \mu\text{m}/\text{min} \end{aligned}$$

Les mesures peuvent se faire au microscope optique mais on obtient de moins bons résultats car il est difficile d'avoir une image nette (focaliser au fond du prisme et sur le substrat est impossible).

4.2.5.3 Gravure des plans (314)

Ces plans apparaissent au cours de la gravure, à l'intersection des plans (111) formant un angle convexe. Il est important de connaître leur vitesse car on les retrouve souvent lors de la

gravure et leur vitesse de déplacement est élevée.

Le plan (314) n'est pas commun à toutes les solutions de gravure anisotropiques du silicium comme les plans (100) et (111), mais ce type de plan dépend de la solution et de sa concentration. Par exemple, l'EDP génère un plan (123), le KOH 30% un plan (411) et le TMAH 10% un plan (314). les coordonnées de ces plans se déterminent à partir des angles qu'ils forment avec les plans (111) et les plans (100). La méthode de calcul des coordonnées a été développée dans la thèse de Jean-Marc Paret [76].

Deux types de structures ont été utilisés pour mesurer la vitesse de déplacement du plan (314):

- *le pont* : deux angles convexes de plan (111) se forment lorsque les plans (100) ont fusionné (voir simulation et images 4.20),

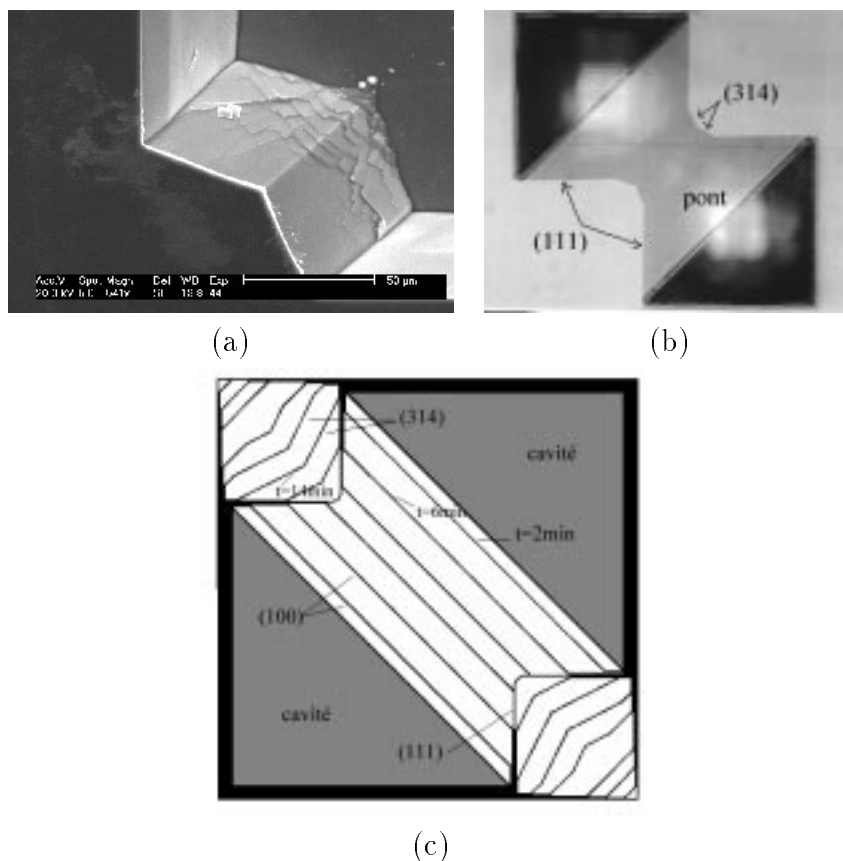


Figure 4.20: a) Image MEB de plans (314) après déoxydation du pont. b) Image optique d'un pont au moment où les plans (314) commencent à se former. c) simulation de gravure d'un pont.

- *la poutre* : Une poutre orientée $\langle 110 \rangle$ va former 2 angles convexes de plan (111). 4 plans (314) vont naître de ces 2 angles, puis les deux plans les plus extérieurs vont absorber les deux autres pour former une pointe (voir image et simulation 4.21).

La méthode de mesure de la vitesse de ces plans est la même que pour les plans (100), la vitesse moyenne que nous avons mesurée est de :

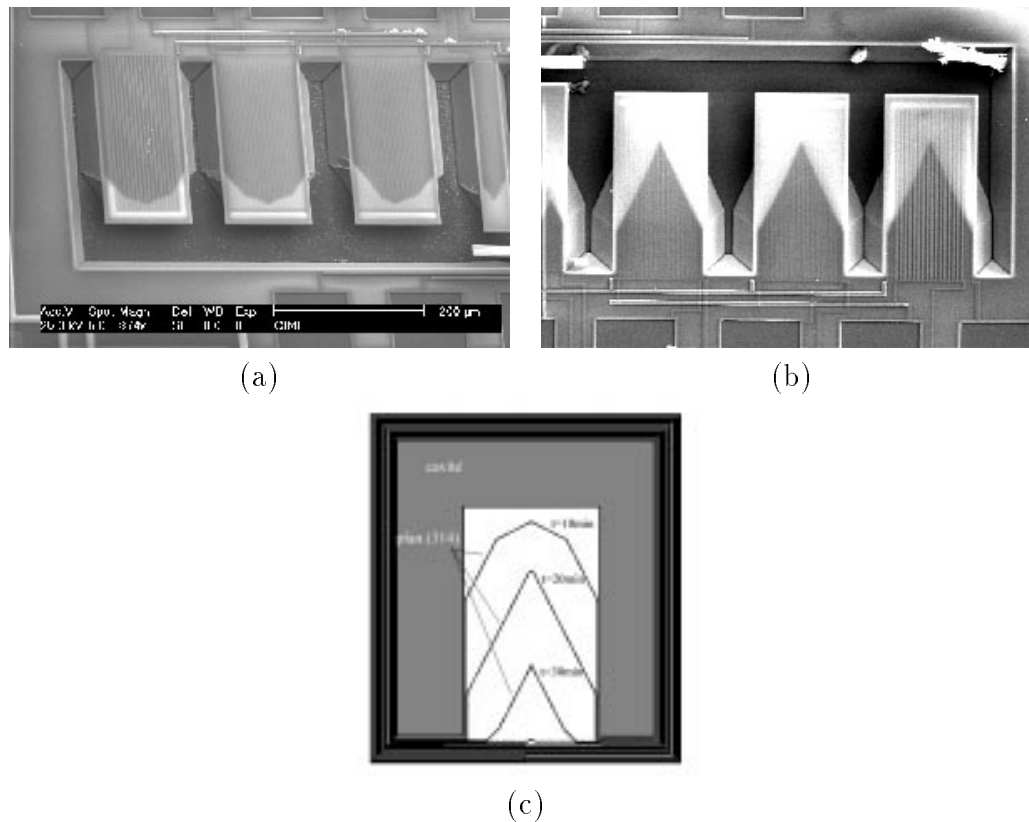


Figure 4.21: a) Image MEB de poutres gravées pendant 10 minutes. On voit par transparence les 4 plans (314) au bout des poutres. b) Image MEB de la même structure, mais après 30 minutes de gravure. il ne reste plus que 2 plans (314). c) Simulation de gravure d'une poutre avec du TMAH 10%. On voit nettement la fusion des 4 plans (314) en 2 plans.

$$\begin{aligned} V_{(314)} &= 3.27 \mu\text{m}/\text{min} \\ V_{(314)_{surf}} &= 2.65 \mu\text{m}/\text{min} \end{aligned}$$

4.2.5.4 Gravure de l'aluminium

Les plots en aluminium sont protégés par une couche d'aluminosilicate mais cela ne suffit pas car on a relevé une légère variation de la profondeur des plots. Dans toute la suite de ce paragraphe on suppose que la passivation n'est pas attaquée par le TMAH car on se sert de la surface de la puce comme référence. La mesure de la profondeur du plot se fait au moyen d'un profilomètre³ (voir figure 4.22). La méthode de mesure consiste à relever pour des temps différents la profondeur du plot par rapport à la couche de passivation. La vitesse moyenne de gravure des plots est de :

$$V_{\text{métal}} = 1.3 \text{nm}/\text{min}$$

³Profilomètre: le profilomètre est composé d'une aiguille qui se déplace à la surface de la puce et qui relève le profil qu'elle rencontre. Le profilomètre est aussi connu sous le nom d'Alpha-Step.

Cette vitesse de gravure est suffisamment faible pour nous laisser le temps de graver n'importe quelle structure.

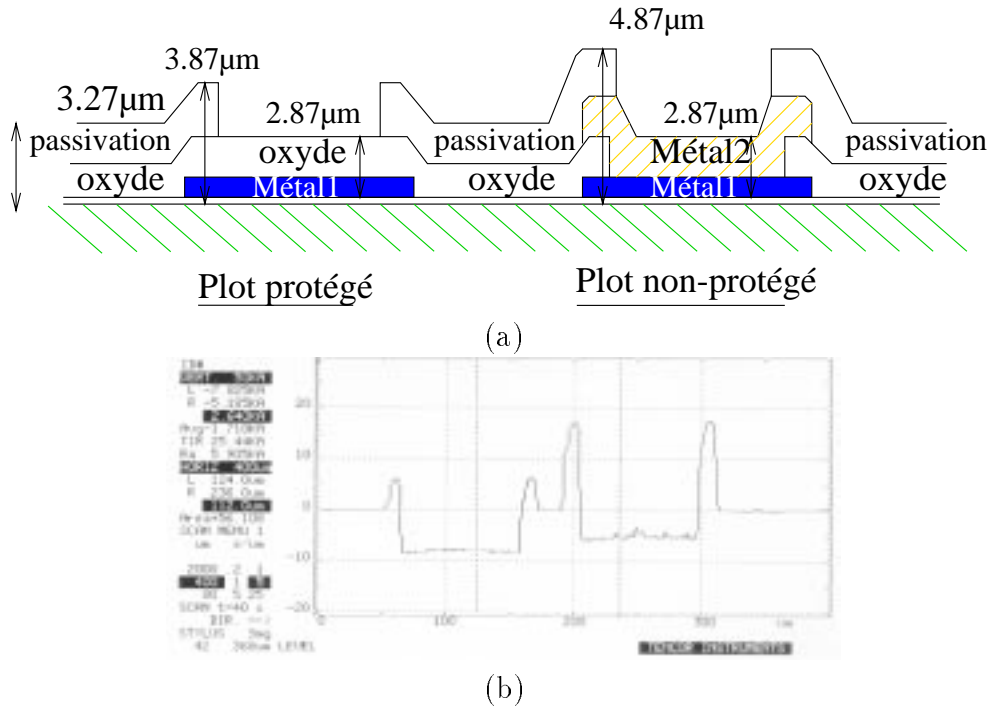


Figure 4.22: a) Profil d'un plot protégé et d'un plot normal avant la gravure. b) Vue au profilomètre d'un plot protégé et d'un plot normal après 35 minutes passées dans le TMAH.

4.2.5.5 Gravure de l'oxyde intermétallique

La couche d'oxyde intermétallique est attaquée par le TMAH à une vitesse de :

$$V_{oxyde} = 8.1 \text{ nm/min}$$

Cette vitesse se mesure de la même manière que la vitesse d'attaque de l'aluminium. On utilise une ouverture dans la passivation pour accéder aux oxydes (voir figure 4.22), puis on mesure au cours du temps la profondeur de l'ouverture. On supposera que la passivation est inerte face au TMAH.

4.2.6 Conclusion sur la solution de gravure TMAH

La solution de TMAH 10% développée au cours de ce travail est utilisée depuis 1998 par le CMP pour le micro-usinage en surface des circuits micro-systèmes. Plusieurs lots de fabrication ont été fabriqués sans aucun problème de gravure ou d'attaque des plots. Le passage de l'EDP au TMAH par le CMP, est essentiellement dû à la bonne qualité de gravure, à la compatibilité avec les circuits intégrés, à la stabilité de la solution et à la vitesse

de gravure, qui est trois fois plus importante que la vitesse de l'EDP. Le tableau 4.2 regroupe les différentes vitesses de gravure que l'on a mesurées, ainsi que les vitesses de ces mêmes plans, projetées dans le plan de la puce. Ces vitesses sont indispensables au calcul du diagramme de gravure (voir 4.23) qui sera intégré dans le simulateur ACESIM.

Plans	Vitesses
(100)//	$1.46\mu m/min$
(100) $_{\perp}$	$1.613\mu m/min$
(111)	$0.12\mu m/min$
(111) $_{surf}$	$0.10\mu m/min$
(314)	$3.27\mu m/min$
(314) $_{surf}$	$2.65\mu m/min$
métal	$1.3nm/min$
oxyde	$8.13nm/min$

Tableau 4.2: Vitesse de déplacement des principaux plans qui apparaissent lors de la gravure anisotropique du silicium ainsi que des oxydes et métaux.

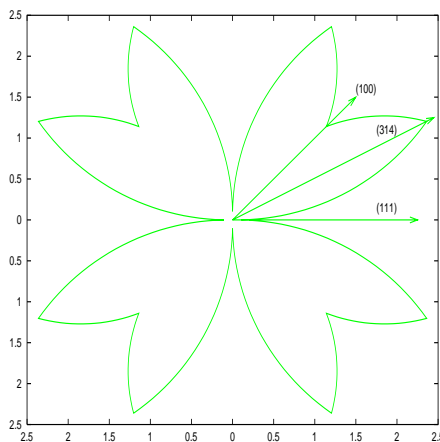


Figure 4.23: Diagramme de gravure du TMAH 10%.

4.2.7 Gravure du convertisseur avec la solution de TMAH

Le circuit conçu dans le chapitre 3 a été fabriqué chez AMS, puis envoyé à la gravure. 2h50 de gravure dans du TMAH 10% sont nécessaires pour que les ouvertures de la face avant débouchent sur la face arrière et libèrent la masse. Ce temps correspond exactement aux prévisions que nous avons faites à partir des résultats du paragraphe 4.2.5.1. Le temps théorique se calcule de la manière suivante:

$$t_{gravure} = \frac{e_{wafer}}{2V_{100//}} = \frac{500\mu m}{2 \times 1.43\mu m/min} = 2h51min \quad (4.11)$$

avec $t_{gravure}$ le temps de gravure, $V_{100//}$ est la vitesse de déplacement du plan 100 et e_{wafer} est l'épaisseur de la plaquette. La plaquette est attaquée sur les deux faces en même temps, d'où le coefficient 2 devant le terme de la vitesse.

La masse libérée par le TMAH est constituée essentiellement de plans (314) et son volume est inférieur aux prévisions, ce qui réduit la capacité thermique du convertisseur. La différence d'undercutting entre l'EDP et le TMAH est responsable de la forme de la masse, cependant, nous aurions pu connaître les contours de la masse avant même de la graver, car le simulateur de gravure avec le diagramme du TMAH nous donne une idée des plans générés après 2h50 de gravure. La figure 4.24 a et b montre la correspondance entre la masse gravée et la simulation.

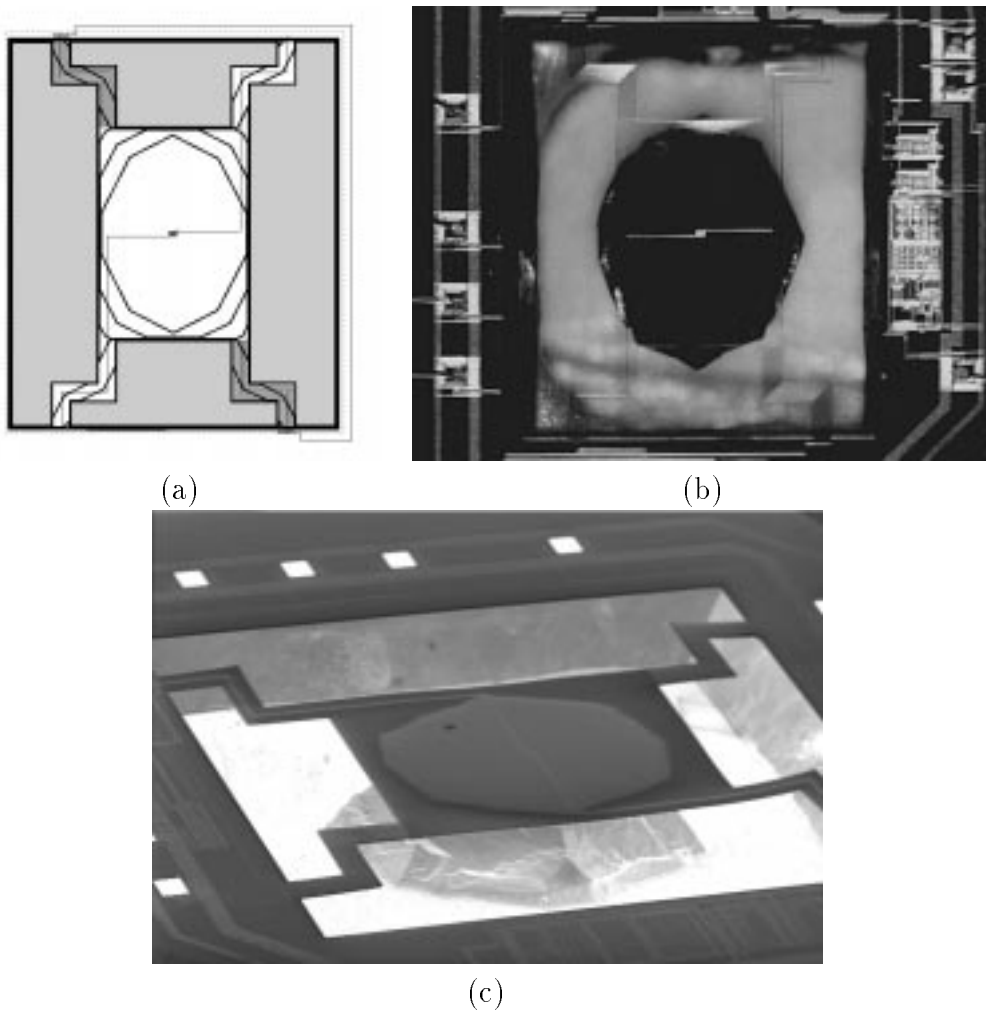


Figure 4.24: a) Simulation de gravure du convertisseur avec du TMAH 10 % pendant 2h50. b) Photographie optique du convertisseur monté en boîtier. c) Photographie MEB du même convertisseur (2h50 de gravure dans du TMAH).

4.2.7.1 Adaptation du layout pour le TMAH

La forme et les dimensions du convertisseur fabriqué ont été définies par rapport à une gravure EDP. La prochaine version sera basée sur une gravure TMAH. Le layout a été modifié pour que la masse ne soit constituée que de plans d'arrêts virtuels (111). On obtient une telle masse en rajoutant une barre d'oxyde entre les coudes des bras (voir figure 4.25). La barre possède au centre un goulet d'étranglement qui suivant sa largeur ralentit la gravure. Un goulet étroit va former des plans (111) qui vont rapidement disparaître pour faire apparaître des plans de gravure rapides. Un goulet large nécessite plus de temps pour faire apparaître les plans rapides qui libéreront le bras. La figure 4.25 est une simulation de gravure du nouveau composant, l'effet retardateur de la barre est visible.

Du point de vue thermique la barre en oxyde ne change rien à la résistance thermique globale car elle relie deux points qui sont à la même température, donc l'énergie n'aura pas tendance à passer d'un bras à l'autre. Du point de vue mécanique la barre augmente légèrement la rigidité des bras en réduisant leur degré de liberté. Cette modification se répercute sur les fréquences de résonances qui augmentent légèrement.

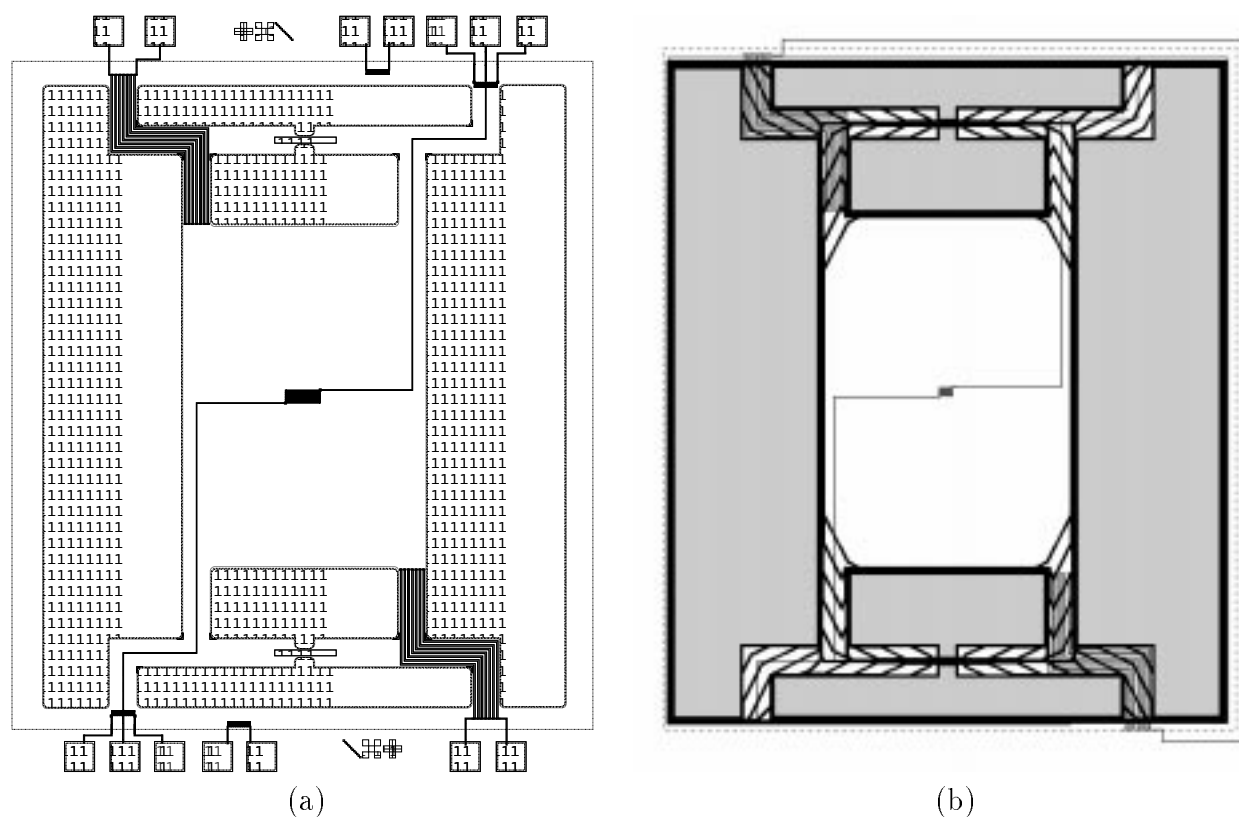


Figure 4.25: a) Layout du convertisseur pour une gravure TMAH. b) Simulation de gravure dans du TMAH pendant 2h50min.

4.3 Conclusion sur la fabrication

La fabrication du convertisseur électro-thermique se décompose en deux parties. La première partie consiste à former le procédé CMOS et faire des ouvertures pour atteindre le silicium. Cette première étape se fait chez AMS et on ne peut intervenir d'aucune façon. La deuxième partie consiste à graver le silicium dans les ouvertures pour libérer une masse. Cette opération se fait dans le centre de gravure du CMP.

Toute la conception du convertisseur a été basée sur une gravure anisotropique du silicium avec l'EDP, malheureusement différents problèmes nous ont amené à changer de solution. Une nouvelle solution a été développée, le TMAH.

Le TMAH 10% est connu pour sa compatibilité avec les procédés VLSI et pour sa non-toxicité. La vitesse de gravure des principaux plans du silicium ainsi que la vitesse d'attaque des différents matériaux du procédé CMOS ont été caractérisées pour former un diagramme de gravure qui a été introduit dans le simulateur de gravure ACESIM. Ce diagramme a été utilisé pour adapter la géométrie du convertisseur à la solution de gravure TMAH.

Chapitre 5

CARACTERISATION

Chapitre 5

Caractérisation

Le convertisseur créé ne pourra respecter la contrainte sur la constante de temps à cause du changement de solution de gravure. Cependant, une caractérisation complète du composant va permettre de valider ou d'infirmier des idées et des modèles utilisés. Le convertisseur sera dans un premier temps caractérisé thermiquement, puis mécaniquement [111] .

5.1 Mesures Thermiques

20 échantillons ont été fournis par AMS, sans aucun problème majeur de résidus¹ dans les ouvertures. Sur 20 puces, 5 ont été mises en boîtier après avoir été gravées par IBS. Les autres ont été détruites pendant le transport ou la manipulation. Les 5 convertisseurs restant ont été caractérisés thermiquement, sous vide et à l'ambient. Les principales mesures sont les suivantes:

- mesure dans le temps de la réponse du capteur en fonction de la puissance injectée,
- mesure de la réponse du convertisseur en fonction du type de capot (brillant ou mat),
- mesure de la constante de temps sur plusieurs échantillons pour estimer les effets de la gravure.

5.1.1 Mise en boîtier

Le composant a été mis en boîtier en prenant soin de le surélever par rapport au fond de la cavité. En effet la masse possède la même épaisseur que la puce, si on ne prévoit pas un montage spécial la masse touchera le boîtier ce qui provoquera une fuite thermique importante (voire majeure). La solution adoptée pour surélever la masse consiste à coller la puce sur une plaque en silicium de $500\mu m$ d'épaisseur, au centre de laquelle on a percé un trou de 2mm de diamètre à l'aide d'une fraise diamantée (voir figure 5.1). L'ensemble est ensuite collé dans un boîtier DIL en céramique pour faciliter la manipulation du composant.

¹Résidus : Résidus d'oxyde, laissés par le procédé CMOS dans les ouvertures microsystemes. Cette couche d'oxyde peut ralentir ou bloquer la gravure.

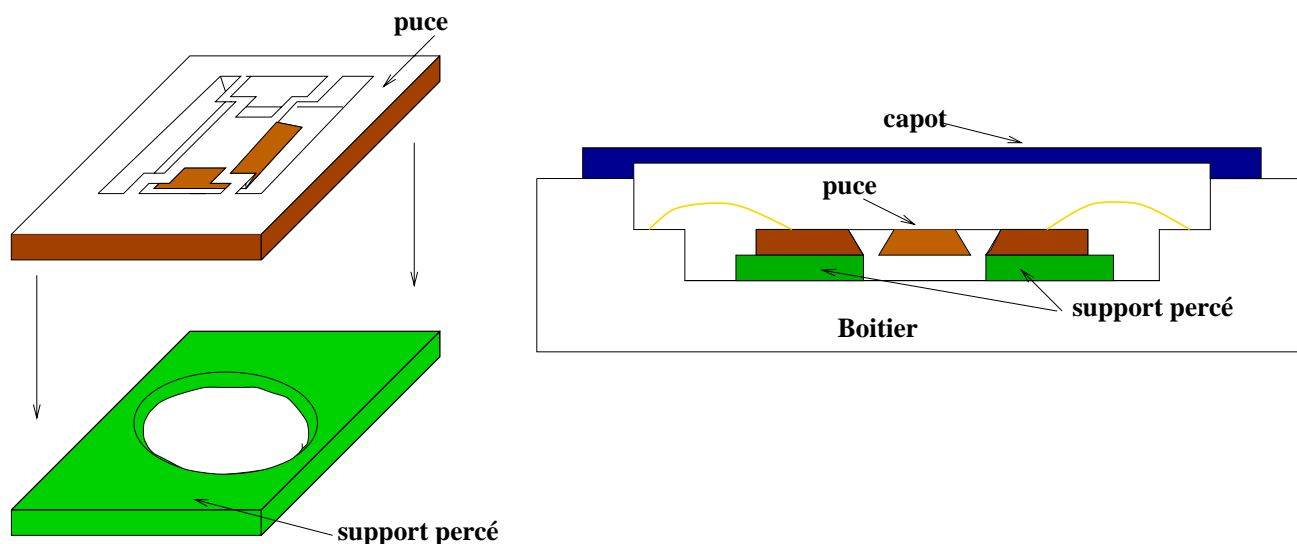


Figure 5.1: Schéma de principe de la mise en boîtier de la puce, ainsi qu'une vue en coupe.

5.1.2 Tests sous vide

Le composant a été placé dans une enceinte où règne un vide de $P = 2.10^{-7} Torr$. Les connections électriques vers l'extérieur de l'enceinte se font au moyen d'un passe fils. Du côté instrumentation nous avons relié la résistance de chauffe ($10k\Omega$) à un générateur de tension capable de fournir un créneau de grande durée (1500s), tandis que la tension aux bornes de la thermopile a été mesurée au moyen d'un multimètre de précision. Enfin nous avons utilisé une source de tension de 5V pour polariser les plots d'entrées et de sorties du montage.

Les principaux résultats sont les suivants :

- la plus grande constante de temps mesurée fut 30 secondes pour une tension de chauffe de deux volts, ou 34.5s sous 1 volt (valeur estimée d'après la courbe 5.4b),
- la sensibilité est de 24.4V/W sous 2 volts.

La figure 5.2 montre le comportement en temps du capteur pour différentes excitations en créneau. Sur chaque courbe se trouve la tension de chauffe ainsi que la constante de temps (τ) du convertisseur. Au-delà de 7 volts la résistance de chauffe est détruite. Il est intéressant de remarquer que la constante de temps diminue lorsque la puissance augmente, mais nous verrons l'explication dans le paragraphe sur les pertes par rayonnement (paragraphe. 5.1.3).

La réponse en tension du composant est donnée par la courbe 5.3. La réponse est quadratique ce qui est tout à fait normal puisque l'abscisse exprime la tension de chauffe et non pas la puissance injectée ($P = \frac{V^2}{R_{chauffe}}$).

Remarque : Le convertisseur a été caractérisé sous une seule pression car le bâti à vide utilisé ne permet pas de faire varier la pression. Il aurait été intéressant de connaître la pression critique à partir de laquelle les pertes par convections deviennent importantes.

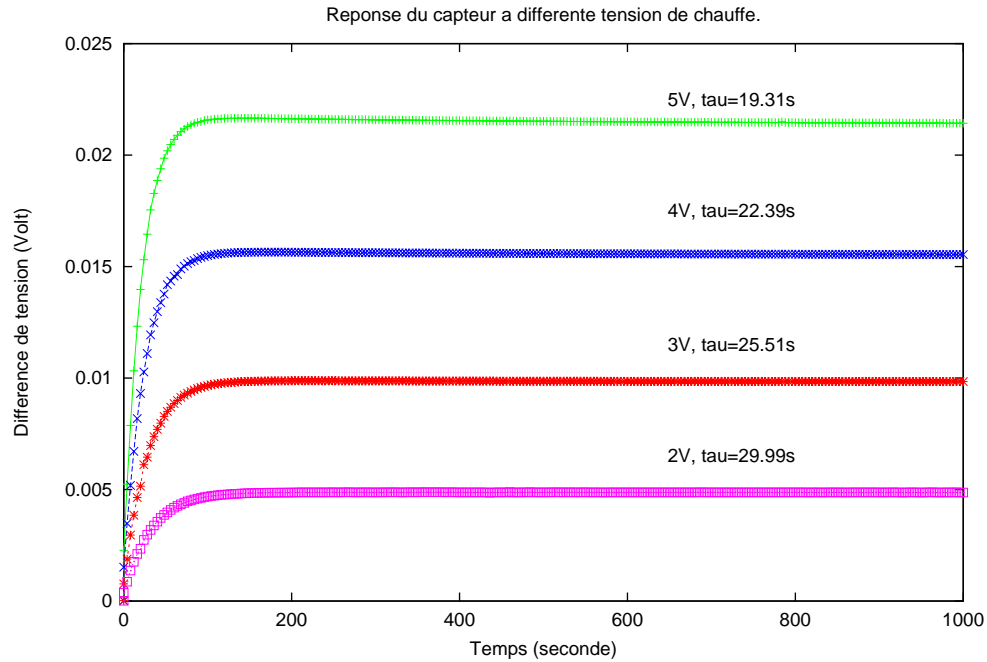


Figure 5.2: Réponse du capteur à des échelons de tension.

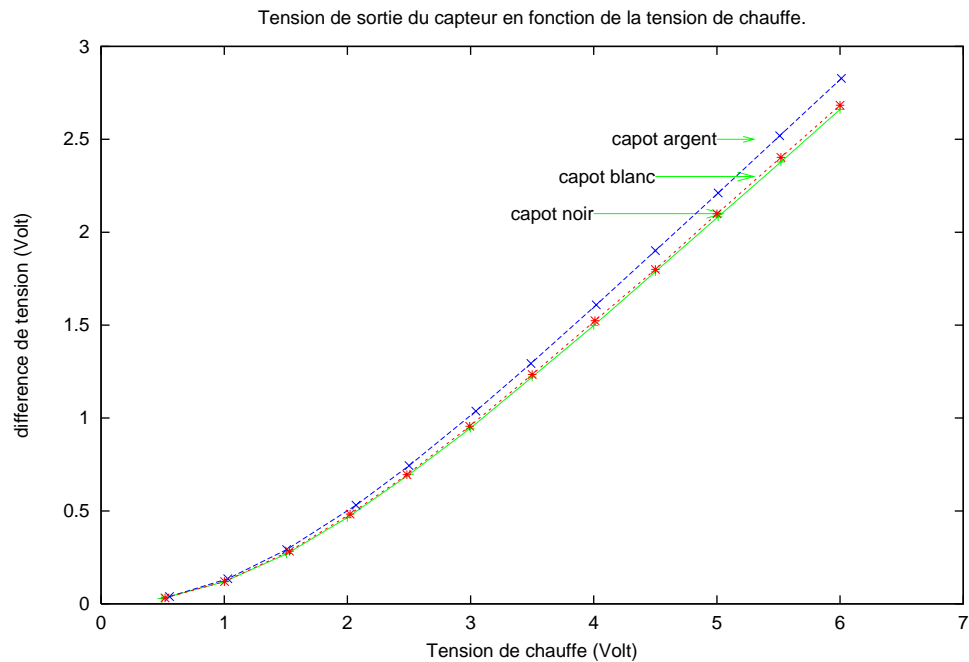


Figure 5.3: Tension de sortie du convertisseur (après l'étage d'amplification) en fonction de la tension que l'on injecte dans la résistance de chauffe. On peut aussi distinguer le comportement de la tension de sortie en fonction du type de capot.

5.1.3 Pertes par radiation

Les figures 5.5 et 5.3 montrent une variation importante de la constante de temps ou de la tension de sortie avec la tension (ou puissance) d'entrée. L'effet sur ces deux grandeurs se justifie par une diminution de résistance thermique globale avec la puissance. On a relevé jusqu'à 12 secondes d'écart pour la constante de temps pour une plage de puissance allant de $100\mu Watt$ à $3600\mu Watt$. Ce phénomène s'explique par les pertes par rayonnement, en effet seul le rayonnement dépend de la température (voir équation 5.1).

$$P_{ray} = \epsilon\sigma(T^4 - T_{amb}^4).S \quad (5.1)$$

Avec P la puissance en Watt, ϵ le coefficient d'absorption, qui doit tenir compte du coefficient d'absorption du composant et du boîtier, ainsi que du coefficient de regard des faces. σ est la constante de Boltzmann, T est la température de la masse et T_{amb} la température du boîtier. Enfin S est la surface de la masse.

Remarque : Dans la littérature ces pertes sont souvent négligées ou simplifiées car les systèmes ont de faibles surfaces et des constantes de temps courtes. Par contre, notre système possède une surface d'émission importante (masse) ainsi qu'une constante de temps très grande donc on ne peut négliger ces pertes.

5.1.3.1 Simulations

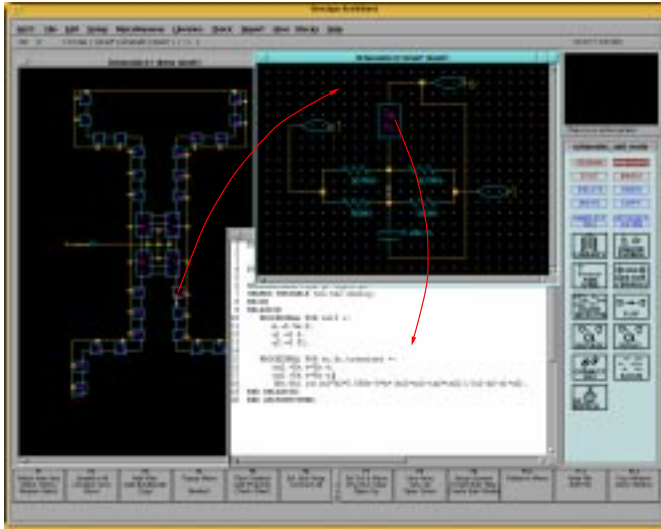
Cette forme mathématique des pertes par rayonnement (5.1) ne nous permet pas de modéliser mathématiquement le convertisseur. En effet on ne connaît pas de solutions simples à l'équation de Fourier (équation différentielle) non linéaire. Le comportement thermique du convertisseur sera donc déterminé au moyen de simulateurs électriques comprenant un langage comportemental, ou avec un simulateur par éléments finis.

La figure 5.4 montre un exemple de modélisation des effets du rayonnement sur la constante de temps pour le convertisseur fabriqué. Le convertisseur est découpé en blocs puis chaque bloc est remplacé par un circuit équivalent modélisant les pertes par conduction et rayonnement. Les pertes par conduction sont représentées par une résistance, tandis que les pertes par rayonnement sont modélisées en HDL-A² qui est un langage comportemental [59] [8] [83]. La réponse dynamique du modèle est donnée par la capacité reliée à chaque bloc et représentant la capacité thermique de l'élément. Tous les blocs sont reliés entre eux puis simulés sous ELDO. Cette technique de simulation donne de bons résultats, son principal avantage est sa souplesse d'utilisation et de conception du modèle par rapport aux éléments finis. Le comportement de la constante de temps par rapport à la puissance injectée que nous avons simulé (voir figure 5.4b) est à rapprocher de la courbe 5.5.

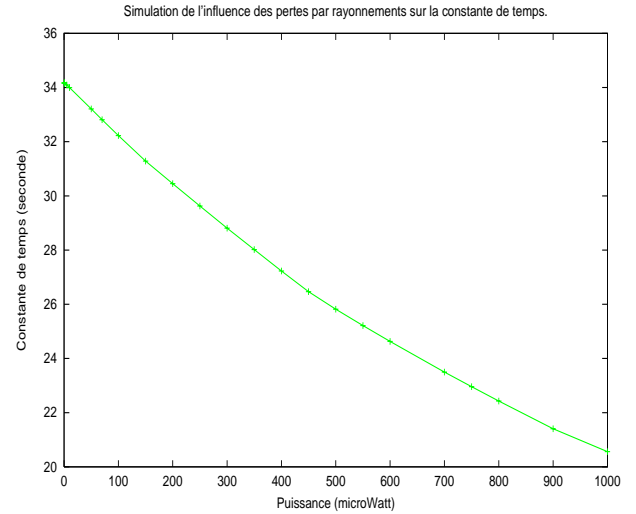
5.1.3.2 Rayonnement du boîtier

Le boîtier a une influence sur la constante de temps car le coefficient d'absorption de ses parois intervient dans la formule de la puissance rayonnée (voir l'équation 5.4). Du point de vue physique, le boîtier peut se comporter comme un puits thermique pour le rayonnement

²HDL-A : Hardware Description Language-Analog



(a)



(b)

Figure 5.4: a) Modélisation des pertes par rayonnement au moyen d'un simulateur électrique et comportemental. b) Simulation du comportement de la constante de temps lorsque la puissance d'entrée change.

émis par le convertisseur ou comme un miroir qui renverrait son rayonnement au convertisseur. Dans cette optique, nous avons utilisé trois types de capot différents lors des mesures sous vide : le premier est une plaque de verre recouverte d'argent, le second est une plaque de céramique blanche (source de Lambert), et le dernier est une feuille de papier noircie (noir mat et dense). Les résultats des mesures se trouvent sur les courbes 5.5 et 5.3. On voit clairement que la constante de temps diminue lorsque le coefficient d'absorption augmente, ^{il en est de même pour la tension de sortie.} Pour limiter au maximum ces pertes, il faut utiliser une cavité fermée possédant un coefficient d'absorption pour les infrarouges le plus faible possible. Dans ces conditions le rayonnement IR émis par la masse ira se réfléchir sur les parois du boîtier et sera renvoyé sur la masse. On limite ainsi les pertes par rayonnement.

Remarque : L'écart de constante de temps entre un capot blanc en céramique et le capot noir est très faible car la céramique possède un état de surface très rugueux qui la classe dans la catégorie des corps noirs.

5.1.3.3 Modélisation des pertes par rayonnement dans le boîtier

Les effets du boîtier sur la constante de temps peuvent se modéliser mathématiquement, mais au prix de quelques simplifications et hypothèses [23] [29] [33] [28] [27]. La première hypothèse est que tous les bras ont la même conductivité thermique. De ce fait on ne peut modéliser que 1/4 du convertisseur, car on se base sur les symétries du composant. Le modèle des pertes par rayonnement (équation 5.4) ne peut être employé car on va travailler avec l'équation de Fourier, par contre on utilisera une linéarisation de l'équation 5.4. Enfin on considérera un

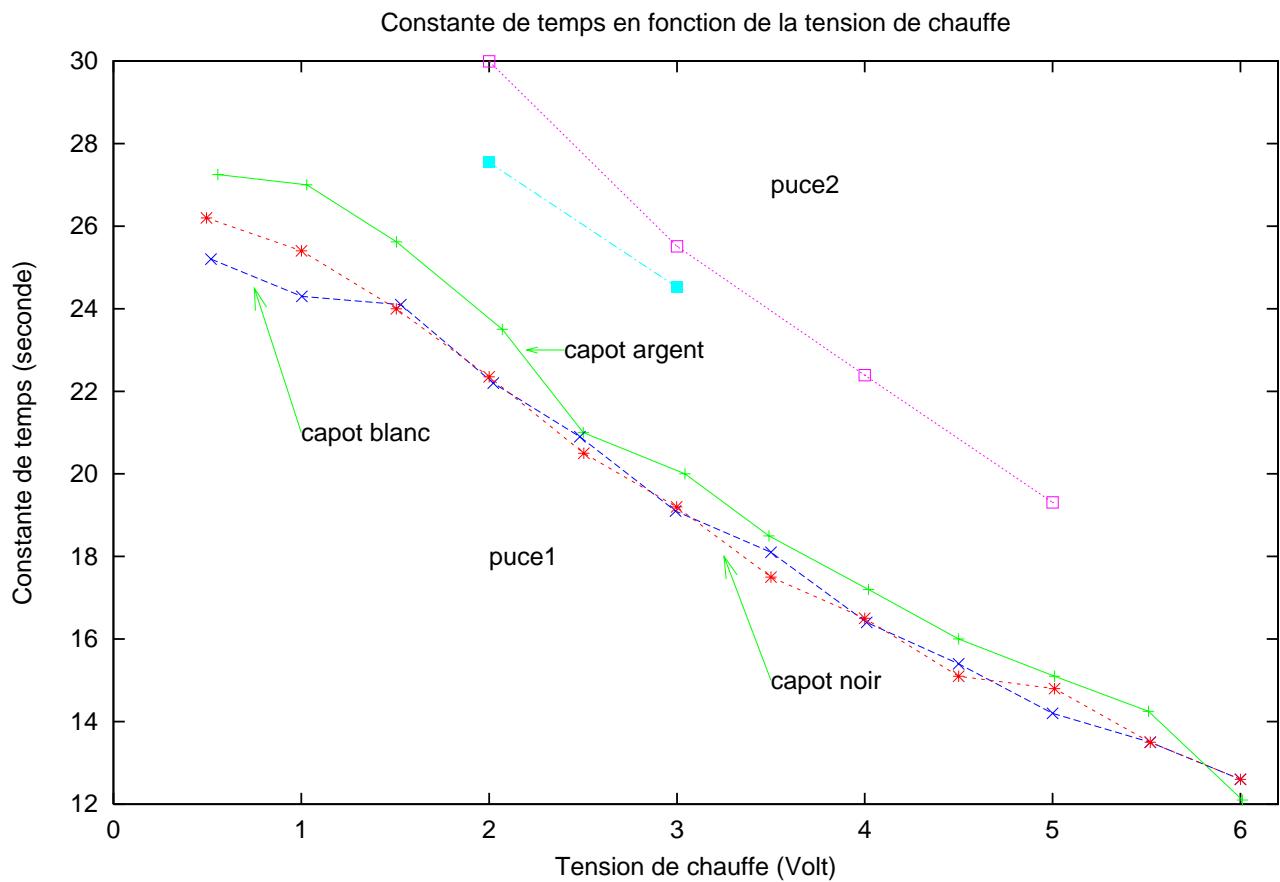


Figure 5.5: Comportement de la constante de temps en fonction de la tension injectée dans la résistance de chauffe. On peut aussi distinguer le comportement de la constante de temps en fonction du type de capot.

modèle à une dimension.

On part de l'équation de Fourier Statique pour calculer les résistances thermiques :

$$\lambda d \frac{d^2 \Delta T(x)}{dx^2} - \gamma \Delta T(x) = 0 \quad (5.2)$$

avec

$$\lambda d = \sum_i \lambda_i d_i \quad (5.3)$$

$$\gamma = 8\sigma \left(\sum a_i a_j F_{ij} \right) T_a^3 \quad (5.4)$$

$$F_{ij} = \left(\frac{1}{a_i} + \frac{1}{a_j} - 1 \right)^{-1} \quad (5.5)$$

où $\Delta T(x)$ = différence de température entre le substrat et un point à une position x (K),

λ_i = conductivité thermique du matériau i (W/mK),

d_i = épaisseur du matériau i (m),

γ = pertes par rayonnement,

σ = coefficient de Stefan,

T_a = température ambiante,

F_{ij} = coefficient de regard entre 2 faces parallèles,

a_i = coefficient d'absorption de la structure,

a_j = coefficient d'absorption du boîtier.

Remarque 1 : la formule 5.4 est une simplification des pertes par rayonnement (équation 5.1). Le terme $T^4 - T_{amb}^4$ est remplacé par $T_a^3 \times \Delta T(x)$. Cette simplification est valide seulement si $\Delta T(x)$ est négligeable devant T_{amb} ce qui implique que l'on travaille avec de faibles tensions d'entrée. Cette simplification et condition de travail permettent de trouver une solution à l'équation de Fourier, par contre si on change de condition, le modèle n'est plus valide et il faut utiliser une modélisation comportementale (voir le paragraphe sur les pertes par rayonnement).

Remarque 2 : F_{ij} est valable pour 2 faces parallèles de même aire et de grande étendue par rapport à leur distance.

Remarque 3 : Ce modèle n'est valable que dans le vide car on n'a pas introduit les pertes par convection.

Le convertisseur se décompose en deux résistances thermiques : la première représente le quart de la masse en silicium (R1) et la deuxième, le bras en oxyde (R2). On commencera par modéliser R2.

Calcul de R_2 : Si on résout l'équation de Fourier pour le bras de la structure, on obtient :

$$\Delta T = T_i - T_0 = \frac{\sinh(\beta_2 l_2)}{\lambda d W \beta_2 \cosh(\beta_2 l_2)} N_c \quad (5.6)$$

avec

$$\beta_2 = \sqrt{\frac{\gamma_2}{\lambda_2 d_2}} \quad (5.7)$$

on obtient :

$$R_2 = \frac{\sinh(\beta_2 l_2)}{\lambda_2 d W \beta_2 \cosh(\beta_2 l_2)} \quad (5.8)$$

- où N_c = puissance injectée dans R2 (Watt),
 β_2 = pertes par rayonnement et conduction,
 W = largeur du bras d'oxyde (m),
 l_2 = longueur du bras d'oxyde (m),
 R_2 = résistance thermique du bras R2 (K/W).

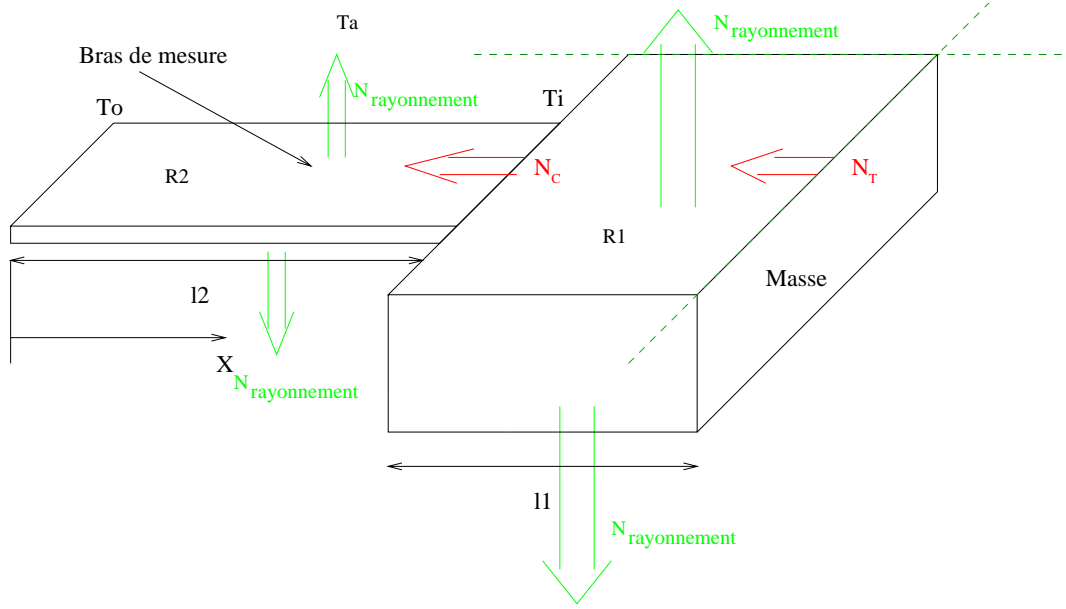


Figure 5.6: Bilan d'énergie dans le convertisseur.

Calcul de R_1 : R_1 se calcule de la même façon que R_2 , mais on remplace N_c par N_T et on change β_2 par β_1 .

$$\Delta T = T_i - T_0 = \frac{\sinh(\beta_1 l_1)}{\lambda_1 d_1 W_1 \beta_1 \cosh(\beta_1 l_1)} N_T \quad (5.9)$$

avec

$$\beta_1 = \sqrt{\frac{\gamma_1}{\lambda_1 d_1}} \quad (5.10)$$

on obtient :

$$R_1 = \frac{\sinh(\beta_1 l_1)}{\lambda_1 d_1 W_1 \beta_1 \cosh(\beta_1 l_1)} \quad (5.11)$$

W_1 est la largeur du quart de la masse, tandis que l_1 est la longueur.

Remarque : notre modèle ne tient pas compte des pertes par rayonnement engendrées par le bord de la masse. On compense cette erreur en augmentant les variables W et l , qui représentent la surface du quart de la masse et en réduisant la valeur de λ .

5.1.4 Résistance thermique globale

La résistance thermique globale est la somme des résistances de la masse et du bras. Cette résistance englobe les pertes par rayonnement.

$$R_T = R_2 + R_1 = \frac{\sinh(\beta_2 l_2)}{\lambda_2 dW \beta_2 \cosh(\beta_2 l_2)} + \frac{\sinh(\beta_1 l_1)}{\lambda_1 dW \beta_1 \cosh(\beta_1 l_1)} \quad (5.12)$$

Maintenant que l'on a la résistance thermique globale, on peut calculer la constante de temps. La constante de temps est le produit de la capacité thermique (1/4 de la capacité thermique globale, soit $0.25 * 5.7210^{-4} \text{J/K}$) par la résistance thermique. Cette simplification est tout à fait valable car la capacité est concentrée dans la masse en silicium, or la faible conductivité thermique du silicium rend la température de la masse uniforme d'où la simplification.

$$\tau = R_T . C_T = \left(\frac{\sinh(\beta_2 l_2)}{\lambda_2 dW \beta_2 \cosh(\beta_2 l_2)} + \frac{\sinh(\beta_1 l_1)}{\lambda_1 dW \beta_1 \cosh(\beta_1 l_1)} \right) . C_T \quad (5.13)$$

Les courbes 5.7 et 5.8 ont été obtenues à partir de l'équation 5.13. La courbe 5.7 modélise les effets du boîtier pour le convertisseur fabriqué. On trouve une variation de 1.6 secondes sur la constante de temps pour un coefficient d'absorption variant de 0 à 1. Expérimentalement cet écart est d'environ 2 secondes (voir courbe 5.5).

La figure 5.8 a été obtenue pour un convertisseur possédant une constante de temps de 140 secondes pour un coefficient d'absorption de 0.5 . Pour une aussi grande constante de temps les effets radiatifs du boîtier sont importants puisqu'on a une variation de 17 secondes sur une plage de coefficient d'absorption variant de 0 à 1.

En conclusion le boîtier devra être choisi avec beaucoup de soin pour ne pas dégrader la constante de temps. Un boîtier ou une cavité recouverte de métal poli (de l'or de préférence) minimisera les pertes par rayonnement.

5.1.5 Effet du substrat

Dans tous les calculs et modélisation on a considéré le substrat en silicium comme un puits thermique dont la température restait constante. Les tests de longue durée (1000secondes) ont montré une diminution de la tension de sortie alors qu'elle devait rester constante. Cette diminution peut s'expliquer par un échauffement local au niveau où le bras vient s'encastrent dans le substrat. Cette échauffement réduirait la différence de température dans le bras de mesure, donc réduirait la tension de sortie (voir figure 5.9). Pour limiter ce problème il suffit de reculer les jonctions froides de la thermopile pour qu'elles soient le plus loin possible des bords d'ancrage du convertisseur. Par contre, trop éloigner les jonctions froides ferait chuter le rapport bruit/signal. La dissipation de la chaleur dans la substrat a été simulée par les éléments finis pour connaître la position la plus appropriée pour la jonction froide. La figure 5.10 montre la résultat de cette simulation. A $70 \mu\text{m}$ du bord de la cavité la température est stable et correspond à la température ambiante.

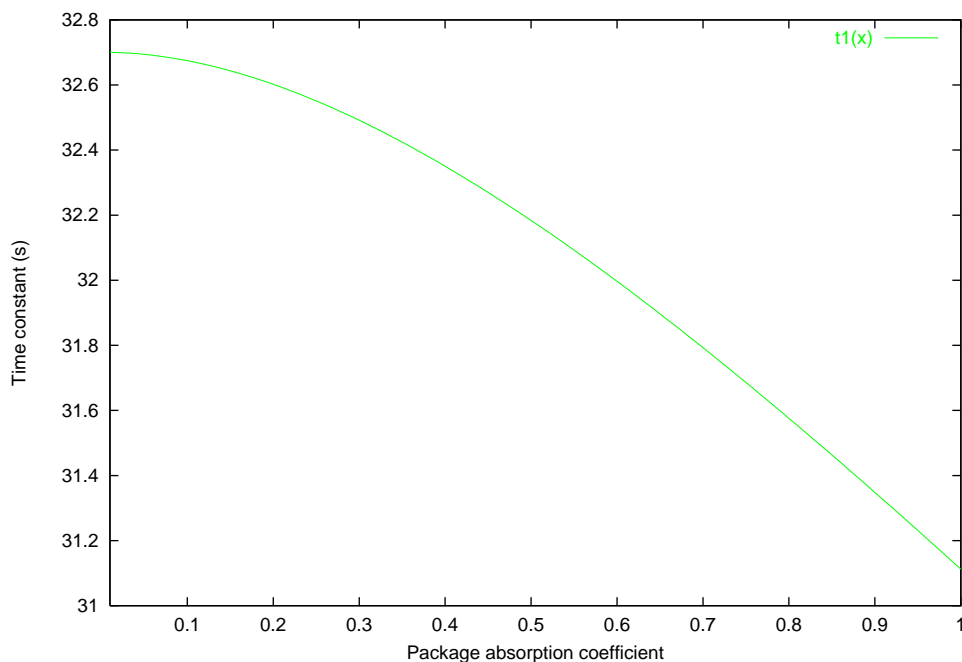


Figure 5.7: Constante de temps en fonction du coefficient d'absorption du capot pour le convertisseur fabriqué.

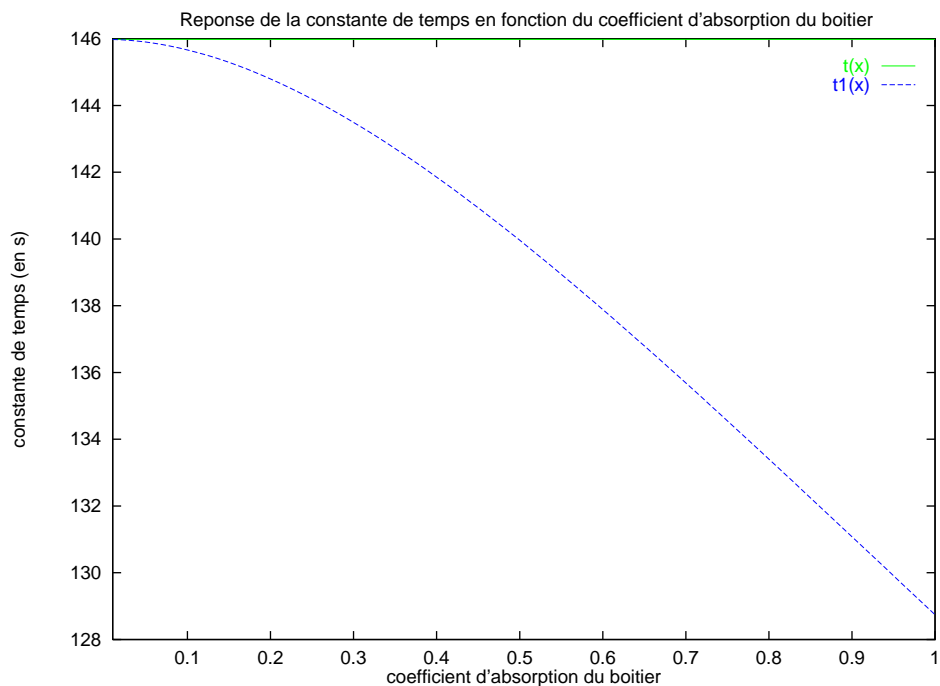


Figure 5.8: Constante de temps en fonction du coefficient d'absorption du boitier pour un convertisseur avec une constante de temps de 140 secondes.

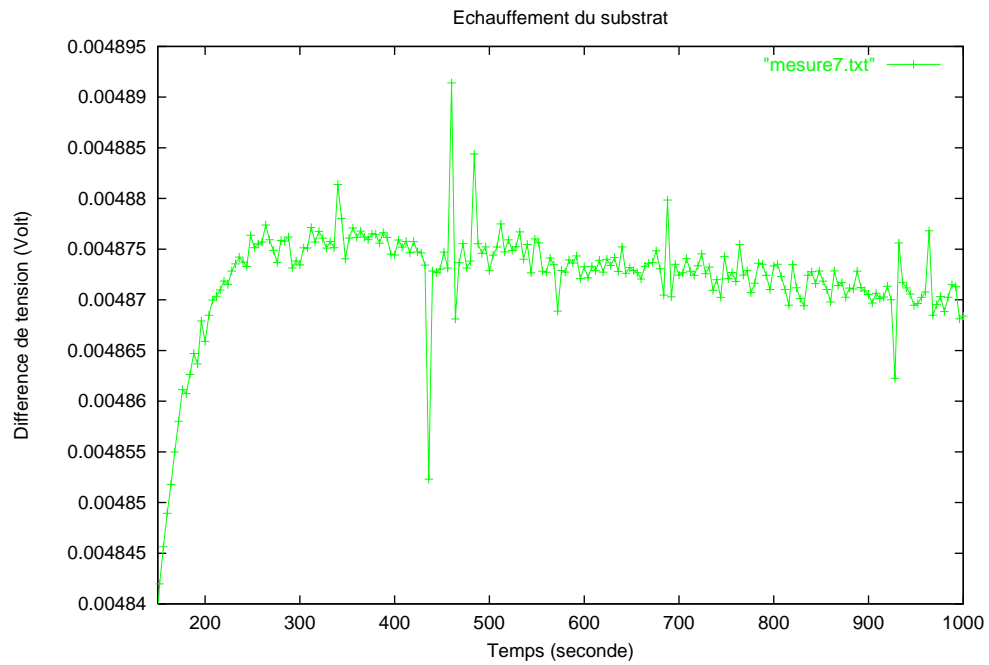


Figure 5.9: Réponse du convertisseur à un créneau de deux volts (mesure). La diminution du signal est visible à partir de 400 secondes.

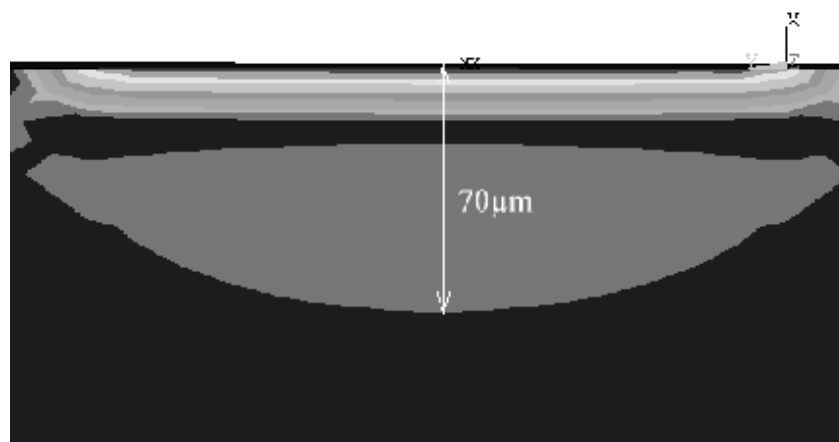


Figure 5.10: Simulation FEM pour connaître la dissipation de $100\mu\text{Watt}$ dans le substrat. Au-delà de $70\mu\text{m}$ la température est uniforme et égale au substrat.

5.1.6 Effets de la gravure

La constante de temps varie d'un échantillon à l'autre. Cette dispersion qui est de l'ordre de 10 secondes est dûe essentiellement à la gravure. Cet écart peut s'expliquer de deux façons :

- a. La capacité du bain de gravure étant limitée, les puces n'ont pu être gravées en une seule fois. On a donc constitué des lots, malheureusement chaque lot n'a pas été soumis au même temps de gravure, ce qui est gênant car vers la fin de la gravure la masse est constituée essentiellement de plans de gravure rapide.
- b. le substrat contient des impuretés (ou des dislocations) qui peuvent ralentir la gravure des plans rapides. Ces impuretés ont pour conséquence de former une masse dissymétrique, d'où la variation de masse, donc la variation de capacité thermique.

Remarque : Ce problème ne serait pas apparu si on avait conservé la solution d'EDP pour la gravure. La masse aurait été constituée de plans d'arrêts virtuels qui sont moins sensibles au temps de gravure et aux impuretés. La nouvelle forme de bras qui a été présentée dans le chapitre précédent résoud ce problème.

5.1.7 Conductivité thermique

La valeur de la constante de temps est trop faible malgré les problèmes de gravure. Nous nous sommes donc attaché à re-simuler le modèle FEM avec la géométrie de la puce gravée. La valeur de la constante de temps trouvée est de l'ordre de 90 secondes. On peut donc en déduire que les conductivités que l'on a utilisées pour concevoir le convertisseur sont fausses. Ces valeurs proviennent pourtant de la littérature. M. Arx a utilisé exactement la même fonderie (AMS) et la même technologie (CAE) [9].

Parmi toutes les couches il semble que la conductivité des oxydes soit fausse. Des simulations avec ANSYS à partir des résultats de mesure nous ont permis de retrouver cette valeur. La conductivité des couches d'oxydes et de passivation est de **6.5 W/mK**. On est assez loin de la valeur publiée qui est de 1.4 W/mK [9].

5.1.8 Conclusion sur les tests thermiques sous vide

Les mesures sous vide du convertisseur ont mis en évidence des points importants qui sont :

- les pertes par radiations ont une grande influence sur la constante de temps surtout pour des signaux d'entrées de fortes amplitudes. Par conséquent, le convertisseur doit travailler avec des signaux de faible amplitude pour limiter les pertes par radiations et sur une faible plage d'amplitude si on veut avoir une constante de temps stable,
- le boîtier peut accentuer les pertes par rayonnement si on n'y prend pas garde. En effet, la cavité du boîtier peut absorber le rayonnement infrarouge émis par la masse et augmenter ainsi la fuite thermique. Une surface de cavité recouverte d'or poli réfléchira au maximum le rayonnement infrarouge émis,

- la faible constante de temps mesurée n'est pas seulement due à la masse en silicium qui est plus petite que prévue, mais aussi à la conductivité thermique des couches d'oxydes qui est fautive. Des mesures de conductivité ont établi la conductivité des couches d'oxydes à 6.5W/mK , ce qui est 4 fois supérieur aux valeurs trouvées dans la littérature.

5.1.9 Tests à l'ambient

Le convertisseur a été testé à pression ambiante. La constante de temps est de l'ordre de **0.96s**. Les variations de la constante de temps avec la puissance ne sont pas significatives. Il en est de même pour les variations dues au type de boîtier. A l'ambient les pertes par rayonnement sont négligeables devant les pertes par conduction et convection, ce qui explique que les effets mentionnés précédemment ne soient pas visibles. La figure 5.11 montre le comportement du convertisseur à un signal en créneau. On peut remarquer que le signal est assez perturbé (bruit).

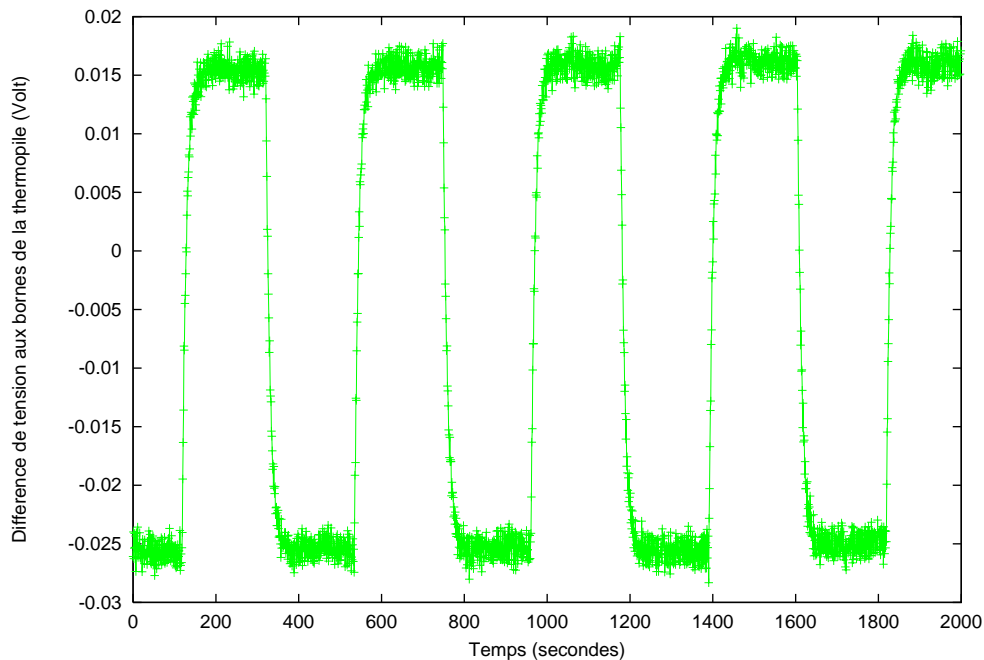


Figure 5.11: Mesure de la réponse du convertisseur à pression ambiante.

5.2 Tests mécaniques

Une série de tests mécaniques a été effectuée pour connaître les limites du composant. Ces tests se sont divisés en deux parties :

- tests en fréquences et en accélération,
- tests aux chocs.

5.2.1 Montage

Le composant est collé sur une barre en aluminium qui est placée sur un pot vibrant (voir figure 5.12). Le pot génère un mouvement sinusoïdal à la fréquence et amplitude voulue. L'accélération est mesurée au moyen d'un accéléromètre qui est vissé sur la barre en aluminium. Le signal de l'accéléromètre sert de mesure mais aussi de régulation du pot. En effet le pot possède ses propres fréquences de résonances qu'il faut éliminer si on veut voir les modes de résonance du composant. Une fois le pot bien asservi sa réponse en fréquence est linéaire (voir figure 5.13).



Figure 5.12: a) Vue d'ensemble du pot vibrant. b) Vue rapprochée de la barre d'aluminium sur laquelle est collée la puce et l'accéléromètre.

5.2.2 Tests en fréquences

Les simulations par la méthode des éléments finis donnent la première fréquence de résonance de la structure à 519Hz. En pratique le composant casse à environ **1270Hz sous 12g**, mais on ne peut garantir que ce soit la première fréquence de résonance. Il est toutefois raisonnable de le penser car on n'a observé aucune rupture en dessous de 1200Hz. La forme du convertisseur fabriqué a été resimulé avec les éléments finis, on a trouvé une fréquence de résonance d'environ 700Hz. L'écart entre la mesure et la simulation est du à une mauvaise connaissance des caractéristiques mécaniques des matériaux utilisés, ainsi que des contraintes résiduelles du procédé CMOS. Dans ces conditions les futures simulations mécaniques par éléments finis donneront des indications sur le comportement de la structure, mais on ne pourra se fier à ces résultats.

Remarque : La masse libérée est plus petite que prévue. Cela signifie que si l'on est capable de graver une masse aux bonnes dimensions on aura une fréquence de résonance plus basse (950 Hz, valeur estimée à partir des valeurs précédentes).

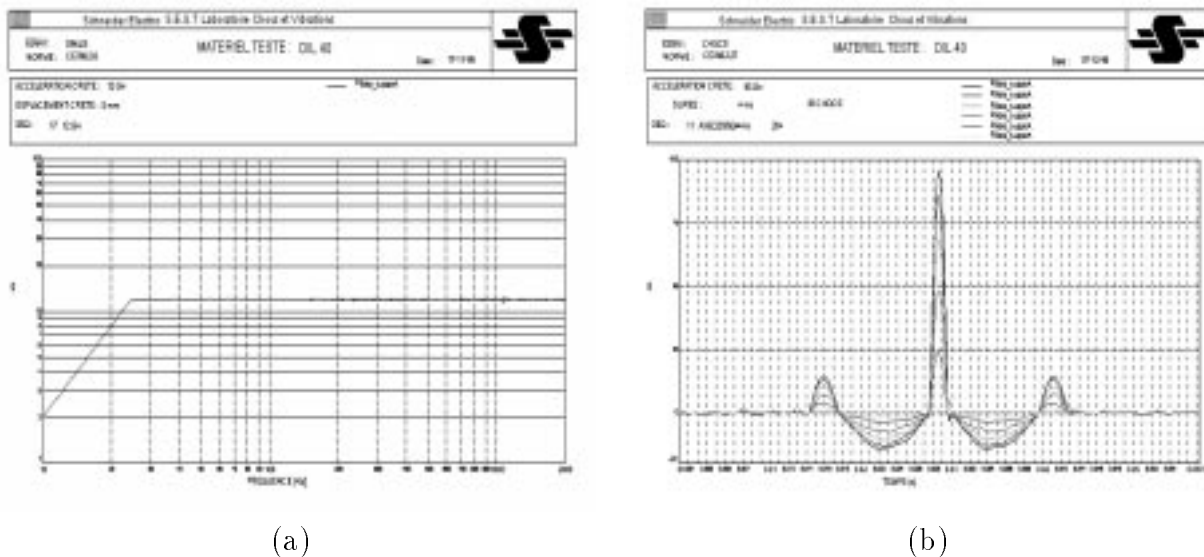


Figure 5.13: a) Réponse en fréquence du pot vibrant. b) Chocs en demi-sinus appliqués au composant.

5.2.3 Tests aux chocs

Une série de chocs en demi-sinus a été appliquée au convertisseur (voir figure 5.13), les paramètres des séries de tests sont les suivants :

- plage d’amplitude : $0 \rightarrow 95g$,
- durée du demi-sinus : $10ms \rightarrow 2ms$,
- sens du choc : perpendiculaire à la masse et dans les deux directions.

Le convertisseur a survécu à tous les chocs. Cette mesure a une portée limitée car on a couvert qu’une plage restreinte de chocs. En effet si on laisse tomber le convertisseur de sa hauteur sur une surface dure, il se casse. La rupture est due essentiellement à des chocs de très courte durée ($\leq 1ms$).

5.2.4 Dommages mécaniques

Sur 20 puces fabriquées, 5 ont été mis en boîtier, les autres ont été détruites durant le transport ou la manipulation. Nous nous sommes intéressé aux déchets, pour essayer de connaître les points faibles du composant. Après une étude au microscope électronique et au microscope optique (voir images 5.15) il est apparu que la structure cassait toujours aux mêmes endroits. La figure 5.14 localise le départ des fissures. Ces zones de fractures sont au nombre de trois :

- a. la fissure commence dans le coin rentrant du premier coude,
- b. la fissure commence dans le coin rentrant du deuxième coude,

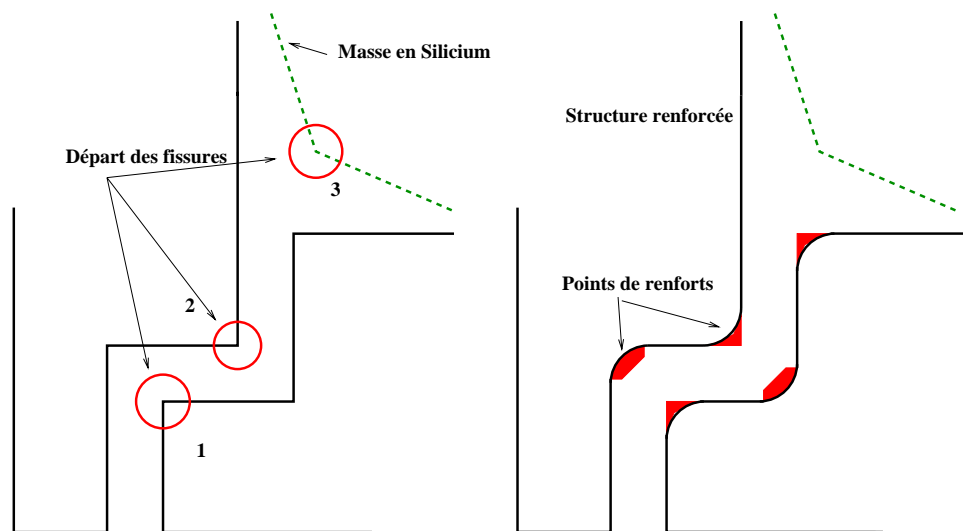


Figure 5.14: a) Les cercles donnent la zone où des fractures naissent. b) Solution pour renforcer les bras.

fracture 1	fracture 2	fracture 3
7/21	10/21	4/21

Tableau 5.1: Occurrence selon le type de fractures.

c. le long de la masse.

Le tableau 5.1 donne l'occurrence des fissures sur les trois points mentionnés dans la figure 5.14). Les simulations par éléments finis indiquent que les contraintes sont importantes dans les coins, mais l'explication la plus probable est que les coins rentrant amorcent des micro-fissures qui vont se propager à la moindre sollicitation. De plus les bras sont soumis à une contrainte résiduelle qui a tendance à amplifier ce phénomène. Un moyen pour limiter ce phénomène consisterait à remplacer l'angle droit par un chanfrein qui limitera la formation de fissures. La deuxième solution, ou complément de solution, consiste à former le chanfrein avec toutes les couches disponibles. Ce bourrelé plus épais aura la même fonction que le chanfrein, mais réduira au maximum la formation de ces micro-fissures.

5.2.4.1 Pointes de Renforts

La deuxième solution pour soulager les bras lors d'un choc serait de mettre des pointes sous la masse. Ces pointes ne seraient pas en contact avec la masse, mais à une très faible distance ($< 15\mu\text{m}$). Lorsqu'un choc ou accélération surviendrait la masse irait se poser sur ces pointes et sauvegarderait ainsi le système. Il en est de même pour les fréquences de résonances. Les pointes empêcheraient la masse de diverger à la résonance.

Les pointes seraient réalisées dans une autre plaquette puis collées sur les deux faces du convertisseur. La figure 5.16 présente une vue en coupe du système de protection. Des pointes en quartz ou silicium seraient faciles à fabriquer à partir d'une plaquette. La première opération

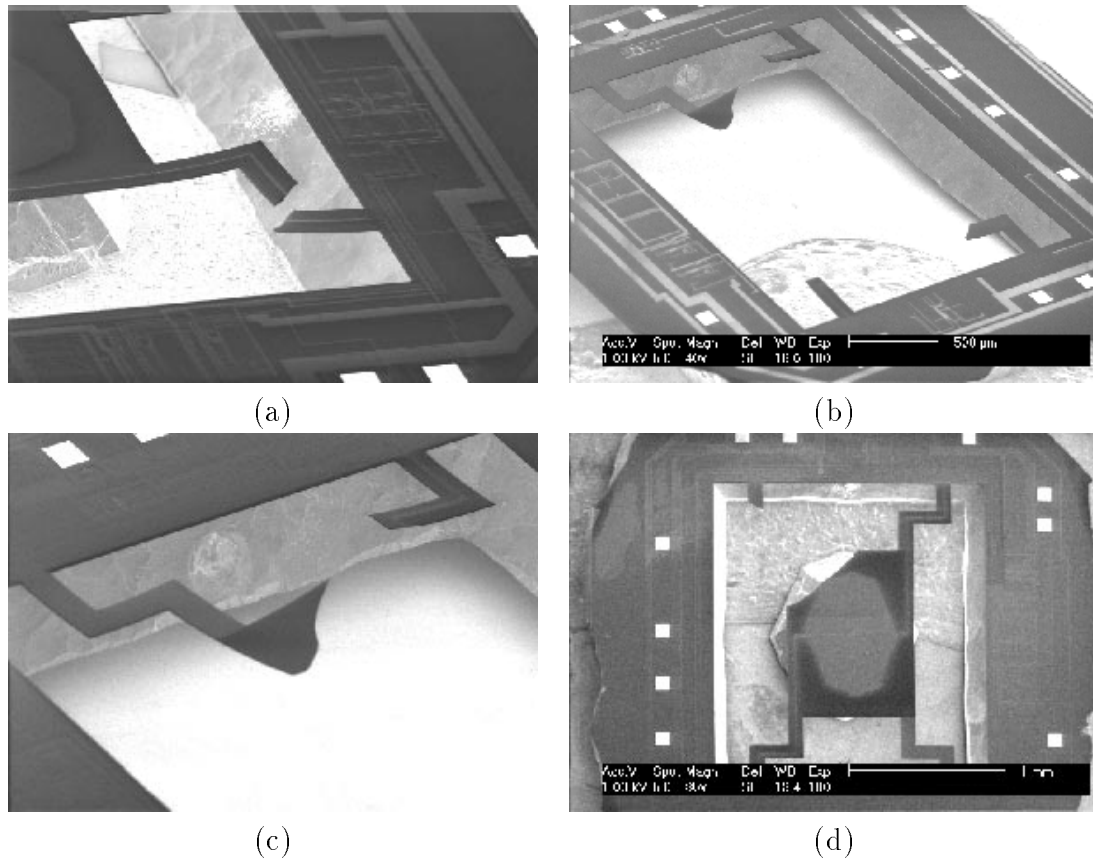


Figure 5.15: a) Rupture dans le premier coude rentrant. Le stress favorise la rupture. b) La masse a disparu, il reste que les bras. Les différents types de fracture sont présents sur la photo. c) Rupture au niveau de la masse et du deuxième coude. d) Rupture au niveau de la masse, la pointe formée par la masse en silicium doit être à l'origine de la fracture.

consiste à déposer une couche d'oxyde, puis de faire des ouvertures pour atteindre le substrat. La deuxième opération est la gravure du substrat par la face avant pour former la cavité et les pointes. Le collage du capot à pointes sur la puce se ferait par wafer-bonding. Plusieurs techniques et interfaces de collage existent [93] [117] [53] [79], mais on abandonnera toutes les techniques qui requièrent des températures trop élevées (collage Si-Si : 1000°C). La température maximale autorisée ne devra pas dépasser 500°C car au-delà, les pistes d'aluminium du convertisseur fondraient [97] [13] [48] [12].

Certaines techniques de wafer-bonding permettent de sceller des cavités sous vide [87] [19]. Si on utilise ce type de collage avec des capots intégrant les pointes, on fait un grand pas vers la viabilité du composant et son industrialisation. Le composant serait un bloc de silicium facile à manipuler et dont le type de boîtier serait sans importance.

Du point de vue radiatif les capots-pointes sont intéressants si on recouvre leurs cavités d'une couche réfléchissante aux infrarouges. Cette couche (de l'or) réfléchirait le rayonnement infrarouge émis par la masse et minimiserait ainsi les fuites thermiques par rayonnement. Le procédé de fabrication des pointes serait alors le suivant :

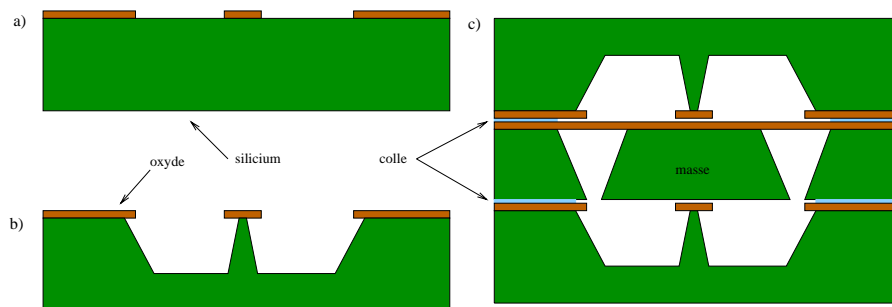


Figure 5.16: Principe de fabrication des pointes. a) masquage, b) gravure, c) assemblage.

- dépôt d'une couche épaisse d'oxyde,
- lithographie et gravure HF pour former les ouvertures de mise à nu du silicium,
- gravure KOH ou TMAH pour le silicium ou $NH_4F - HF$ pour le quartz,
- dépôt de l'or par évaporation,
- gravure HF pour éliminer la couche d'oxyde et de métal³ en dehors des cavités.

Inconvénients des pointes L'utilisation des pointes pour renforcer mécaniquement la structure pose quelques difficultés qui sont :

- on ne peut contrôler de façon précise la distance entre la pointe et la masse. Le problème se situe essentiellement au niveau des contraintes résiduelles dans les bras de la masse car ceux-ci ont tendance à soulever la masse. Les photographies 5.15 a, b, c de bras cassés montrent bien ce phénomène. Du point de vue thermique, si la pointe venait à toucher en permanence la masse, on modifierait la constante de temps de façon importante. Le tableau 5.2 montre les effets sur la constante de temps du convertisseur lors d'un contact prolongé entre la pointe et la masse,
- on ne bloque la masse que sur une direction (Z),
- la reproductibilité n'est pas garantie car les contraintes résiduelles varient d'une plaquette à l'autre.

5.2.5 Conclusion Mécanique

Le convertisseur possède un mode de résonance assez bas (1200Hz) qui le conduit à sa destruction pour une accélération supérieur à 12g. Les chocs de faible énergie (95g pendant 2ms) sont sans conséquence, par contre des chocs plus violents (chocs de courte durée) entraînent la destruction du convertisseur. Les pointes de renforts pourraient être une solution

³gravure du métal par lift-off.

Type de pointe	Constante de temps (s)
sans pointe	145.99
1 pointe A	92.43
2 pointes A	67.56
4 pointes A	44.02
1 pointe B	54.49
1 pointe C	16.25

Tableau 5.2: Constante de temps en fonction du type de pointe

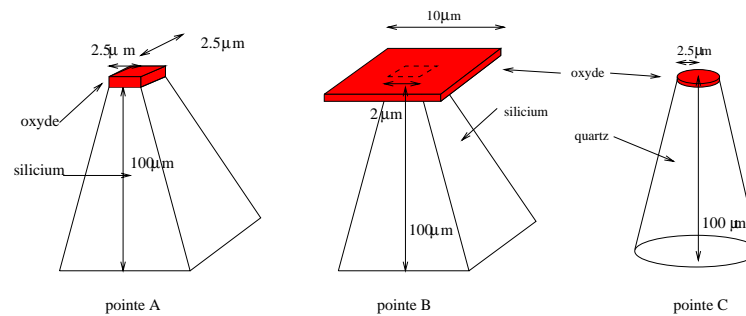


Figure 5.17: Type de pointe. A : pointe en silicium pyramidale avec un chapeau d'oxyde de $3.13\ \mu\text{m}$ d'épaisseur. B : pointe en silicium pyramidale mais avec un chapeau de $10\ \mu\text{m}$ de côté. C : pointe en quartz de forme conique avec un chapeau d'oxyde.

pour consolider le composant à condition que l'on sache contrôler les contraintes résiduelles du procédé CMOS. Ces pointes pourraient être réalisées dans des capots en silicium ou quartz qui formeraient après collage par wafer-bonding une cavité (sous vide) protégeant le convertisseur.

5.3 Conclusion

Le comportement thermique et mécanique du convertisseur a été caractérisé grâce aux différents tests et mesures que nous lui avons fait subir. Les principaux résultats thermiques sont les suivants :

- constante de temps de 30 secondes,
- sensibilité de 24.4V/W,
- le composant montre une forte dépendance entre la puissance injectée et la constante de temps,
- les échanges thermiques (rayonnement) entre le boîtier et la puce sont importants suivant le type de capot. Ces échanges ont une influence directe sur la tension de sortie et la constante de temps.

Du point de vue mécanique la structure casse à environ 1200Hz sous 12 g, par contre elle supporte bien les faibles chocs (95g pendant 2ms). Ces résultats ne sont pas compatibles avec un environnement industriel. Seule une solution à base de pointes d'arrêts pourrait aider le composant à supporter des chocs brutaux et des fréquences proches de la résonance. Cette solution est en cours de test.

Les valeurs mesurées sont loin des spécifications demandées, mais à partir de ces résultats on peut dire qu'un convertisseur avec une constante de temps de 140s est réalisable du point de vue thermique si on utilise une technologie qui possède des oxydes avec une faible conductivité (ES2 par exemple). La reproductibilité de la masse est assurée si on ne génère que de plans d'arrêt virtuel. On peut de plus améliorer cette reproductibilité en utilisant un masquage face arrière, qui va assurer au composant une épaisseur fixe. Cette technique ne sera utilisée que si l'on passe à l'industrialisation du composant.

Thermique	
Const. Temps vide	30s
Const. Temps air	0.96s
sensibilité	24.4V/W
Mécanique	
Résonance mode 1	1270Hz

Chapitre 6

BARRIERES THERMIQUES

Chapitre 6

Autre solution : la barrière thermique

On a vu dans le chapitre précédent que l'on pouvait réaliser un convertisseur électro-thermique avec une grande constante de temps, mais au prix d'une certaine fragilité et d'un fonctionnement sous vide. Ce chapitre propose une alternative qui pourrait résoudre les problèmes mécaniques tout en conservant la constante de temps. Le prix à payer pour ce système est une alimentation permanente du circuit.

L'idée de départ est simple, on rajoute des bras supplémentaires en oxydes qui vont solidifier

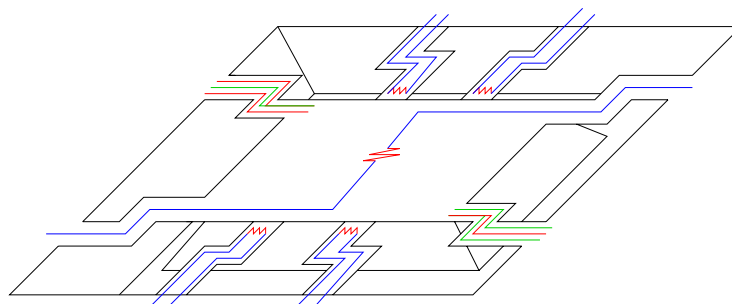


Figure 6.1: Convertisseur avec 4 barrières thermiques.

mécaniquement le système, mais on empêche l'énergie de s'écouler en leur sein (figure 6.1). Pour cela on implante une résistance dans les bras (proche de la masse) qui génère une température asservie à la température de la masse. Si cette température est identique à la température de la masse il n'y aura pas d'écoulement de chaleur et les bras de renfort seront inexistantes thermiquement. Physiquement ce phénomène s'explique par l'équation d'écoulement de la chaleur (voir l'équation 6.1) qui dit qu'aucun flux de chaleur ne passera par les bras si le gradient de température entre la masse et la résistance des bras est nul. Lorsque ce gradient est nul les bras (barrières) n'existent plus du point de vue thermique, par contre, ils sont présents mécaniquement. La barrière peut aussi compenser les pertes par convection et radiation si on travaille sous un environnement gazeux, mais dans une certaine mesure comme nous le verrons dans les paragraphes suivants.

$$J_{th} = -\lambda \vec{grad}T \quad (6.1)$$

$$\text{si } \vec{grad}T = 0 \text{ alors } J_{th} = 0$$

avec J_{th} = flux surfacique (W/m^2)
 λ = conductivité thermique (W/mK)
 T = température en fonction de la position (K)

Une boucle de régulation est utilisée pour asservir la température de la résistance des bras avec la température de la masse. Cette régulation se fait électroniquement ce qui impose d'alimenter en permanence le montage. La stabilité de la partie électronique ne pose pas de problèmes car sa vitesse de fonctionnement est supérieure à la vitesse de fonctionnement du convertisseur électro-thermique.

La principale difficulté de ce montage est de régler le gain de la boucle. Un mauvais réglage peut entraîner deux types de réactions qui sont :

- la température sur la résistance est supérieure à la température de la masse ($T_{résistance} > T_{masse}$), il va y avoir apport de chaleur de la part des résistances, ce qui va augmenter virtuellement la résistance thermique globale, donc la constante de temps,
- la température sur la résistance est inférieure à la température de la masse ($T_{résistance} < T_{masse}$), il se produit alors une fuite thermique "contrôlée" qui fera chuter la résistance thermique globale donc la constante de temps.

La difficulté de réglage peut se transformer en atout, car en faisant varier le gain, on peut balayer une plage de constante de temps assez vaste.

6.1 Modélisation

Le comportement de la barrière thermique a été décrit mathématiquement. La modélisation se fait sur un quart du convertisseur car le système est symétrique. On se contente de regarder les énergies qui sont mises en jeu au niveau de la masse (voir figure 6.2). Cette simplification évite de prendre en compte des pertes par conduction et convection (si on travaille dans un environnement gazeux) de la barrière. La température sur la barrière doit suivre celle de la masse, donc on modélise l'énergie apportée par la barrière ($E_{barrière}$) (à la masse) de la manière suivante : $E_{barrière} = \alpha \Delta T$ où α est un coefficient de "gain" et ΔT est la différence de température entre la masse et le substrat.

On part de l'équation de Fourier :

$$\lambda d \frac{d^2 \Delta T(x)}{dx^2} - \gamma \Delta T(x) = 0 \quad (6.2)$$

$$\lambda d = \sum_i \lambda_i d_i \quad (6.3)$$

$$\gamma = 8\sigma \left[\sum a_i a_j \left(\frac{1}{a_i} + \frac{1}{a_j} - 1 \right)^{-1} \right] T_a^3 + h^t + h^b \quad (6.4)$$

- avec $\Delta T(x)$ = différence de température entre le substrat et un point à une position x
 λ_i = conductivité thermique du matériau i (W/mK)
 d_i = épaisseur du matériau i (m)
 γ = pertes par rayonnement et convection
 σ = coefficient de Stefan
 T_a = température ambiante
 h^t = coefficient de convection de la face supérieure
 h^b = coefficient de convection de la face inférieure
 a_i = coefficient d'absorption de la structure
 a_j = coefficient d'absorption du boîtier

On résout l'équation de Fourier et on obtient :

$$\Delta T(x) = Ae^{\beta x} + Be^{-\beta x} \quad (6.5)$$

avec

$$\beta = \sqrt{\frac{\gamma}{\lambda d}} \quad (6.6)$$

Les conditions aux limites vont permettre de déterminer A et B.

Première condition :

En $x=0$ on a $\Delta T(x) = 0$ donc

$$0 = A + B \Rightarrow B = -A$$

d'où

$$\Delta T(x) = A(e^{\beta x} - e^{-\beta x}) = 2A \sinh(\beta x) \quad (6.7)$$

la deuxième condition aux limites va donner la valeur de A.

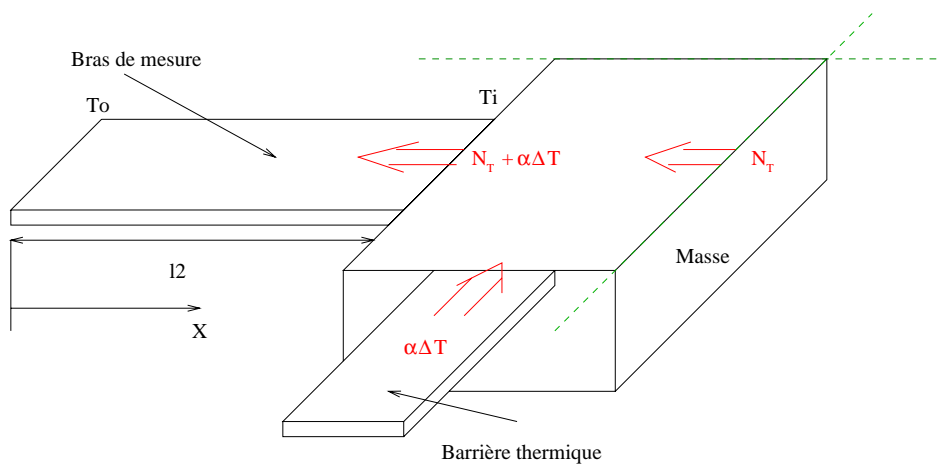


Figure 6.2: Répartition de l'énergie dans le convertisseur.

Deuxième condition :

En $x = l_2$ on a $T = T_i$, il passe dans le bras de mesure une puissance $N_T + \alpha\Delta T(l_2)$. N_T est l'énergie apportée par le convertisseur et $\alpha\Delta T(l_2)$ la puissance fournie par la (les) barrière(s). On peut donc écrire que :

$$N_T + \alpha\Delta T(l_2) = \lambda dW \left. \frac{d\Delta T(x)}{dx} \right|_{x=l_2} \quad (6.8)$$

W est la largeur du pont. On remplace $\Delta T(x)$ par $2A \sinh(\beta x)$, on résout l'équation différentielle et on obtient A :

$$A = \frac{N_T}{2(\lambda dW \beta \cosh(\beta l_2) - \alpha \sinh(\beta l_2))} \quad (6.9)$$

La valeur de A est injectée dans $\Delta T(x)$, puis on calcule $\Delta T(l_2)$ qui va nous donner la valeur de la résistance thermique. La valeur de la constante de temps en fonction de α se déduit de $\Delta T(l_2)$.

$$\Delta T(l_2) = \frac{N_T \sinh(\beta l_2)}{\lambda dW \beta \cosh(\beta l_2) - \alpha \sinh(\beta l_2)} \quad (6.10)$$

$$R_{th} = \frac{\sinh(\beta l_2)}{\lambda dW \beta \cosh(\beta l_2) - \alpha \sinh(\beta l_2)} \quad (6.11)$$

$$\tau = R_{th} \cdot C_{th} = \frac{\sinh(\beta l_2) C_{th}}{\lambda dW \beta \cosh(\beta l_2) - \alpha \sinh(\beta l_2)} \quad (6.12)$$

La valeur de C_{th} correspond à 1/4 de la capacité totale du convertisseur car on travaille avec 1/4 de la structure.

La courbe 6.3 représente la comportement de la constante de temps en fonction de α .

6.2 Explications physiques de la formule

Pour $\alpha=0$ on retombe sur la formule de la constante de temps classique, cela veut dire qu'aucune énergie provenant de la barrière ne s'écoule dans la masse et à contrario, aucune énergie de la masse ne passe dans les barrières. On a dans ce cas précis, le comportement thermique d'un convertisseur des premiers chapitres de ce rapport, mais plus robuste car les barrières rajoutées renforcent l'ensemble.

Pour $\alpha > 0$ la barrière injecte de l'énergie dans la masse. Cet apport est proportionnel à la différence de température entre le substrat et la masse, ce qui permet d'augmenter virtuellement la résistance thermique globale du système, donc d'augmenter la constante de temps (voir les équations 6.11 et 6.12).

Pour $\alpha < 0$ la barrière n'injecte pas d'énergie dans la masse, mais en prélève. Cela veut dire que la barrière se comporte comme une fuite thermique, plus ou moins importante selon la valeur de α . La résistance thermique du système diminue ainsi que la constante de temps (voir les équations 6.11 et 6.12).

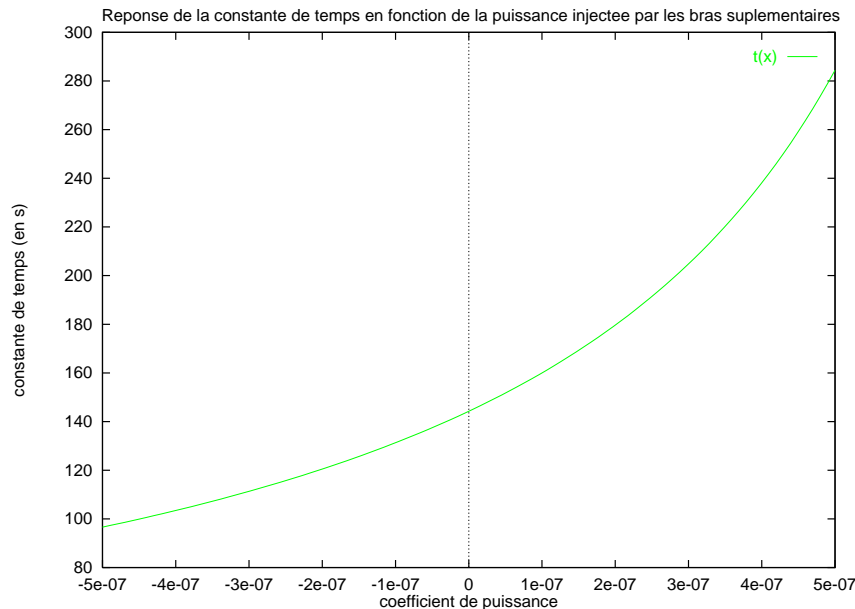


Figure 6.3: Constante de temps en fonction de α .

Ces résultats doivent être relativisés car on ne peut augmenter la constante de temps à l'infini sans que le système diverge. De même, on ne peut réduire la constante de temps en dessous d'une certaine valeur. Ces limitations seront discutés dans les paragraphes suivants sur un exemple concret.

6.3 Micro-convertisseur à barrières

Nous avons décidé de vérifier le phénomène avec une petite structure avant de nous lancer dans la conception d'un convertisseur plus complexe. Le système de test est une plaque en oxyde sur laquelle se trouve une résistance de chauffe. Cette plaque est maintenue par 6 bras, 2 intégrant une thermopile (Poly1/Poly2 ou Poly/métal), 2 transportant le signal à la résistance et 2 bras avec barrière. Le micro-convertisseur a été réalisé en technologie CMOS et libéré avec une gravure TMAH. Les dimensions du composant sont de $200\mu\text{m}$ par $200\mu\text{m}$ (dimensions de la cavité). La figure 6.4 présente le dessin des masques et une image au microscope électronique de la structure après la gravure. La partie d'amplification et de régulation se fait à l'extérieur du circuit avec des composants discrets. Le montage est constitué d'un étage d'amplification et de filtrage suivi d'un étage d'amplification à gain variable. La sortie de la chaîne d'amplification est directement injectée dans les résistances de chauffe (voir figure 6.5).

Les premiers tests du convertisseur ont été faits à l'ambiante. Ils montrent une augmentation de la constante de temps et de la température sur la membrane lorsque le gain de la boucle de régulation augmente (voir figure 6.6).

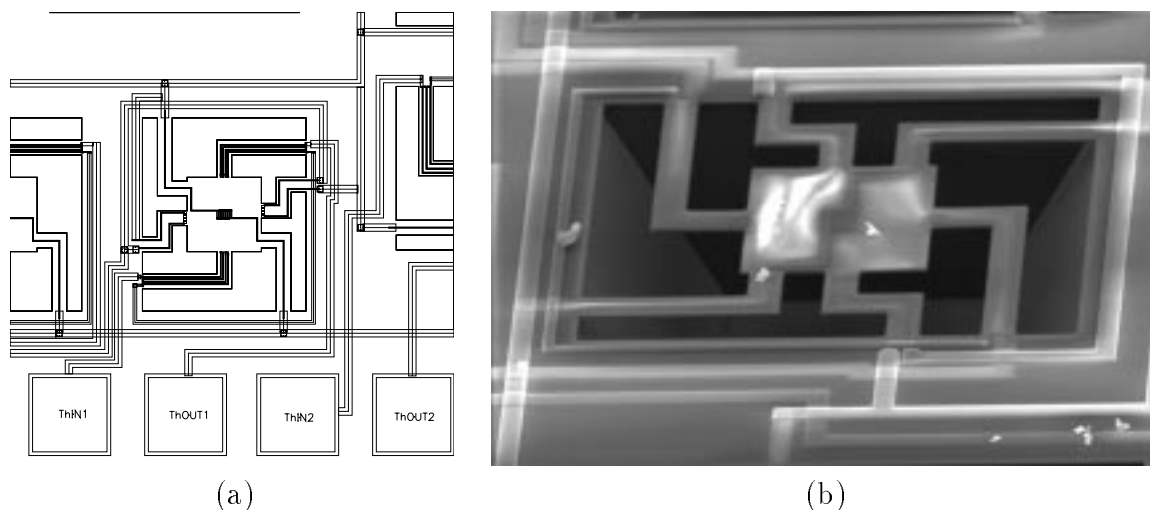


Figure 6.4: a) Layout. b) Image MEB du convertisseur après 40 minutes dans du TMAH 10%.

6.3.1 Résultats

La figure 6.6 donne le comportement de la constante de temps en fonction du gain de la boucle de régulation. La constante de temps initiale (sans barrières) a été multipliée par 3.5, mais au-delà de 9ms le système devient instable et diverge. Cette divergence entraîne la destruction des résistances de barrière, car elles ne sont pas prévues pour supporter de forts courants. La destruction des résistances peut être évitée en plaçant une diode branchée en directe entre la sortie de l'étage d'amplification et un générateur de tension. Le générateur de tension permet de choisir la tension à partir de laquelle le courant passe à travers la diode (voir figure 6.5). Ce petit dispositif est indispensable pour protéger le composant surtout que le dispositif ne donne aucun signe avant coureur de la divergence.

Lors des premiers tests on pensait que la divergence provenait d'une instabilité de l'électronique de régulation, il a donc fallu modéliser le système pour se rendre compte que l'instabilité était due au convertisseur.

6.3.2 Modélisation de la boucle

Le système a été simulé grâce à un simulateur électrique car on a décrit le convertisseur au moyen de l'équivalence thermique-électrique. Les valeurs des résistances et des capacités ont été ajustées de telle façon que le modèle électrique colle au modèle physique. Une fois le modèle établi, différents tests ont mis en évidence que l'instabilité était due au convertisseur. La figure 6.7 montre le modèle utilisé ainsi que les réponses physiques et simulées du système au point d'instabilité.

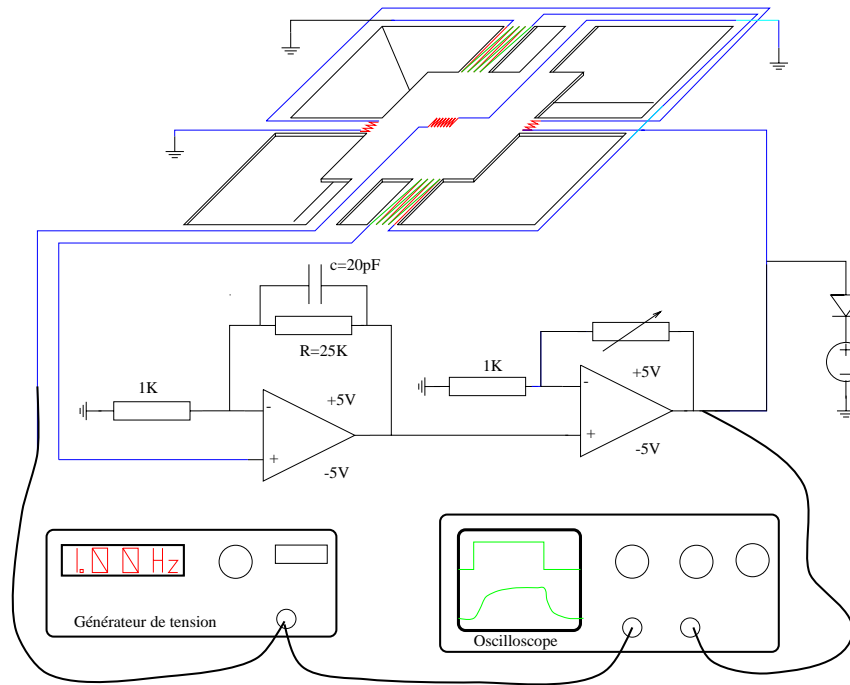


Figure 6.5: Schéma de principe du circuit et de la mesure.

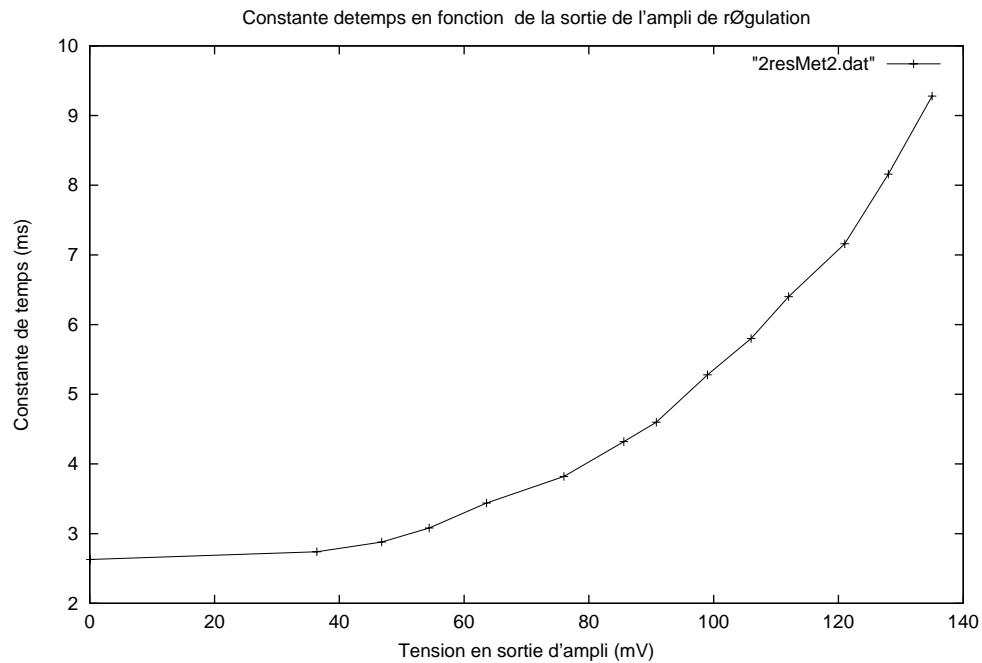


Figure 6.6: Evolution de la constante de temps par rapport   la tension de sortie.

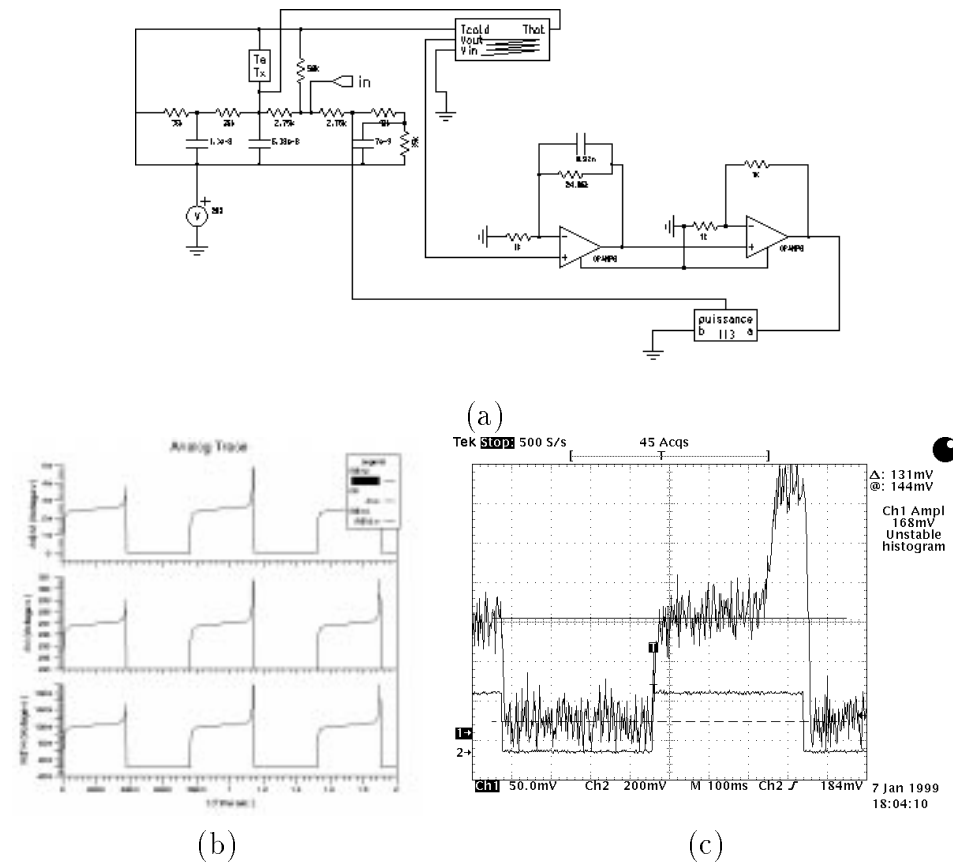


Figure 6.7: a) Schéma électrique. b) Simulation de la sortie du convertisseur au point d'instabilité. c) Copie d'écran de l'oscilloscope au moment où le système devient instable.

6.3.3 Instabilité

Le modèle électrique prouve l'instabilité du convertisseur à barrière mais ne l'explique pas. Nous nous sommes donc lancés dans l'étude de stabilité du système entier. La première étape a consisté à décrire le système en diagramme de blocs. La figure 6.8 donne ce diagramme et met en lumière le sommateur qui est la source de l'instabilité. En effet, on ajoute le signal de réaction au signal d'entrée donc le système ne peut que diverger. Cette divergence n'apparaît pas pour de faibles valeurs de gain car l'énergie apportée par la réaction est éliminée par les fuites de convection et conduction. Par contre, pour de fortes valeurs de gain, les apports de la réaction sont supérieurs aux pertes donc le système diverge et devient instable. L'explication physique du phénomène étant établie, on va se pencher sur l'étude théorique en calculant la partie réelle du pôle du système. Cette opération est compliquée car dans la boucle de régulation on transforme une tension en puissance ($P = \frac{v^2}{R_{chauffe}}$). Cette transformation introduit une non-linéarité qui rend les théories classiques sur la stabilité inutilisables. On s'est donc tourné vers des méthodes non conventionnelles qui sont :

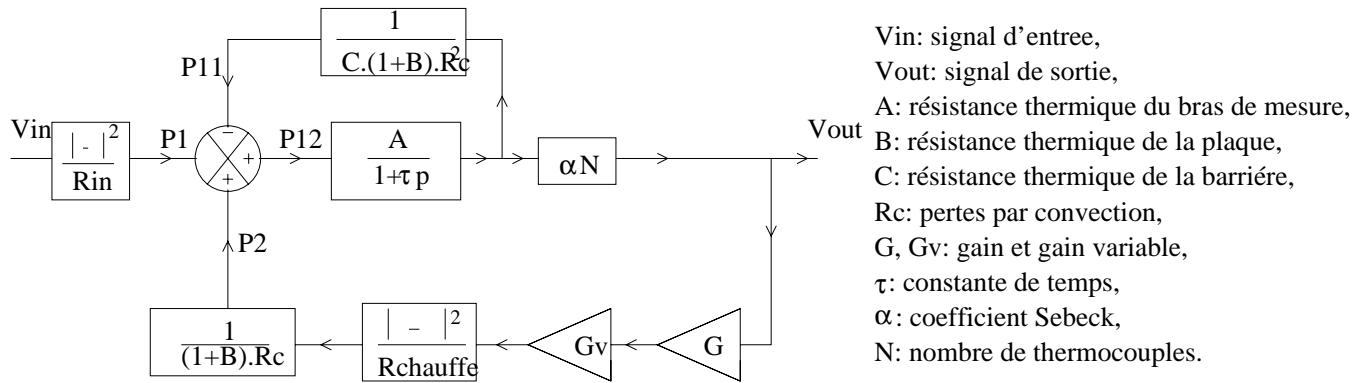


Figure 6.8: Diagramme de bloc du convertisseur et de sa boucle de régulation.

- stabilité au travers d'une fonction de Liapovov ¹
- linéarisation de la fonction de puissance, puis étude par multi-modèles.

La première approche étant très compliquée, on s'est donc tourné vers la linéarisation de la fonction de puissance. Cette méthode consiste à découper la courbe quadratique ($P = \frac{v^2}{R_{chauffe}}$) en une succession de droites associées à des domaines dans lesquels la puissance s'écrit de la façon suivante $P_{uissance} = \gamma V$, avec P la puissance, γ le coefficient de linéarisation (qui dépend du domaine où on se trouve) et V la tension en sortie de la chaîne d'amplification. Sur chaque domaine on établit la fonction de transfert puis on calcule la partie réelle du pôle qui est notre critère de stabilité. En effet, si le pôle est négatif le système est stable, par contre, dès qu'il devient positif on rentre dans la condition d'instabilité. Pour notre étude il suffit de faire varier le gain et de se déplacer de domaine en domaine pour atteindre la valeur où le pôle deviendra positif. La figure 6.9 montre trois courbes : la première est la forme du pôle lorsque le découpage est grossier, la deuxième présente un découpage plus fin ce qui assure un saut entre les domaines moins important. Enfin si le découpage est très fin on aboutit à la dernière courbe.

La valeur théorique du gain maximum avant l'instabilité (obtenu grâce à la courbe 6.9) est proche de la valeur obtenue par le modèle thermique-électrique. En effet, par simulation on trouve un gain maximum de 3750 tandis que théoriquement on trouve un gain de 3800. Du point de vue mathématique le pôle s'écrit de la façon suivante :

$$Pôle = \frac{G(Gv) - (1 + B).(A + Rc)}{(1 + B).Rc.\tau} \quad (6.13)$$

avec

$$G(Gv) = A.Rc.H(Gv) \quad (6.14)$$

¹Fonction de Liapovov: fonction de l'énergie majorant le système étudié et qui doit converger pour assurer la stabilité du système.

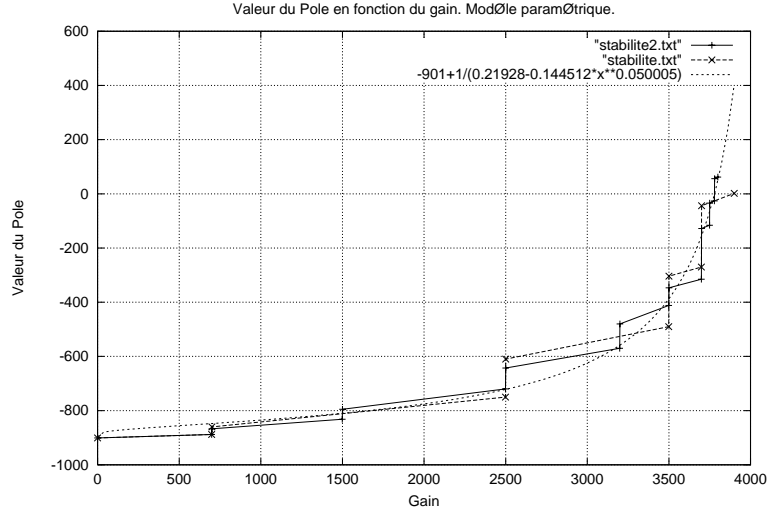


Figure 6.9: Calcul du pôle à partir de 2 découpages. Le premier découpage est grossier tandis que le deuxième est plus fin. Enfin la dernière courbe s’obtient avec un découpage très fin.

dont

$$H(Gv) = \alpha.N.G.Gv.\gamma - 1/C \tag{6.15}$$

A, B, C sont les résistances thermiques des bras de mesure, de la plaque en oxyde et des barrières. Rc modélise les pertes par convection, α est le coefficient Seebeck, N est le nombre de thermocouples et γ le terme de linéarisation de la puissance sur le domaine fixé. G est le gain fixe du premier ampli tandis que Gv représente le gain variable.

Remarque : le diagramme en bloc est du premier ordre car on a négligé la capacité thermique de la barrière. Cet oubli est sans importance car la résistance de la barrière est proche de la masse donc son effet est immédiat sur le système de plus, la capacité thermique de la barrière est négligeable devant celle de l’ensemble. Dans ces conditions la simplification est valable, mais devient fausse si la capacité de la barrière est équivalent ou supérieur au système.

6.3.4 Amplification de la constante de temps

La constante de temps (pour un gain de boucle fixe) varie avec la tension du signal d’entrée. Ce phénomène, qui n’avait pas été détecté lors de la première modélisation à été mis en évidence par les simulations. Cette variation est due à la forme quadratique de la conversion tension/puissance dans les barrières. En effet, lors de la modélisation du paragraphe 6.1 l’énergie apportée par les barrières était linéaire par rapport à la température mesurée. En pratique l’énergie apportée varie quadratiquement avec la température donc on injecte plus d’énergie lors de forts signaux que l’on ne devrait. Ce phénomène a pour conséquence d’augmenter la résistance thermique globale du composant, donc d’augmenter la constante de temps.

Ce problème peut être résolu en intercalant entre l’étage d’amplification et la résistance de barrière, un montage analogique racine carrée (\sqrt{V}). Il existe plusieurs montages analogiques qui réalisent cette fonction, le plus simple utilise un transistor MOS en régime saturé branché

en série avec la résistance de chauffe. La grille du transistor est commandée par la tension issue de la thermopile. le plus compliqué utilise une transformation logarithme et exponentielle (voir figure 6.10). Le montage à base d'un transistor MOS ne fonctionne sur une plage réduite par au montage à base d'amplificateurs opérationnels, par contre ce dernier montage doit travailler avec une alimentation symétrique.

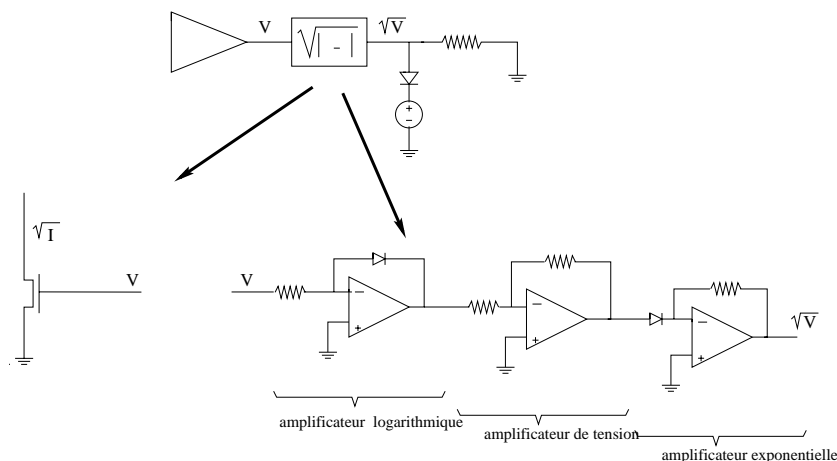


Figure 6.10: Montage racine carrée.

6.4 Convertisseur à barrières pour de grandes constantes de temps

Les bons résultats obtenus sur le petit convertisseur à barrières permettent d'envisager la conception d'un convertisseur avec une constante de temps plus importante. La principale difficulté va être de choisir le nombre de barrières par rapport à la puissance consommée et par rapport à la tenue mécanique. Pour nous aider dans ce choix, un abaque a été tracé à partir de simulations par éléments finis et thermiques/électriques équivalentes. Les simulations mécaniques ont été faites par la méthode des éléments finis malgré l'écart constaté avec la mesure (voir paragraphe 5.2). Ces résultats donnent une idée de la réponse mécanique.

6.4.1 Abaque

La forme, les dimensions, le poids de la masse, sont maintenant moins importants pour la réalisation du convertisseur. Il faut seulement faire un choix qui tient compte de la réponse mécanique du système (première fréquence de résonance, accélération limite), de la température sur la masse, et de la puissance injectée. Les courbes 6.11, 6.12, 6.13 et 6.14 permettent de faire ces choix.

- la courbe 6.11 donne la puissance totale à injecter dans les barrières en fonction de la masse, de la constante de temps et du nombre de barrières. 8 barrières consomment plus

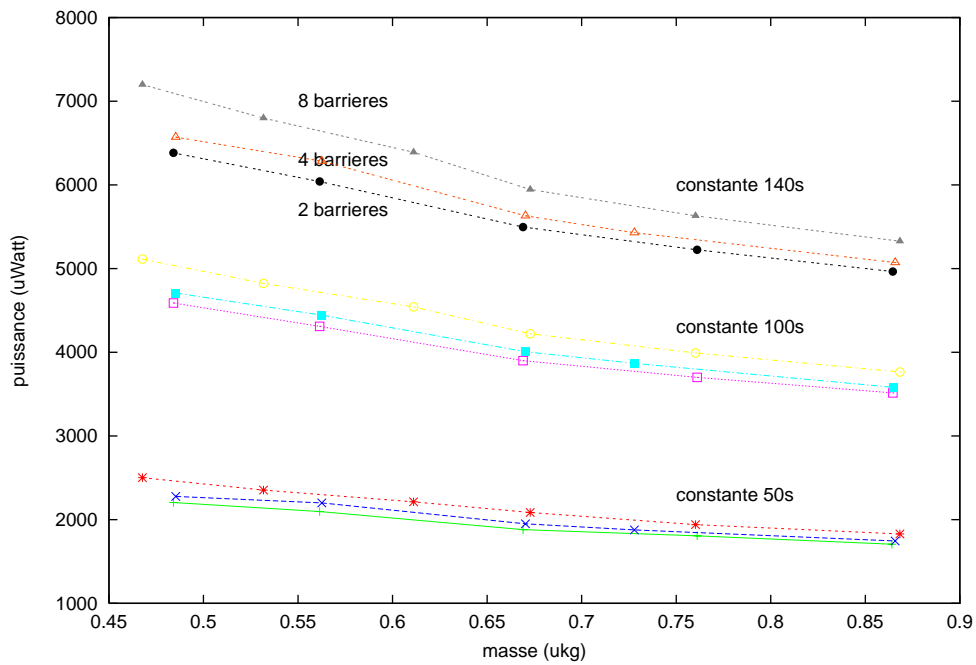


Figure 6.11: Puissance injectée en fonction de la masse et du nombre de bras.

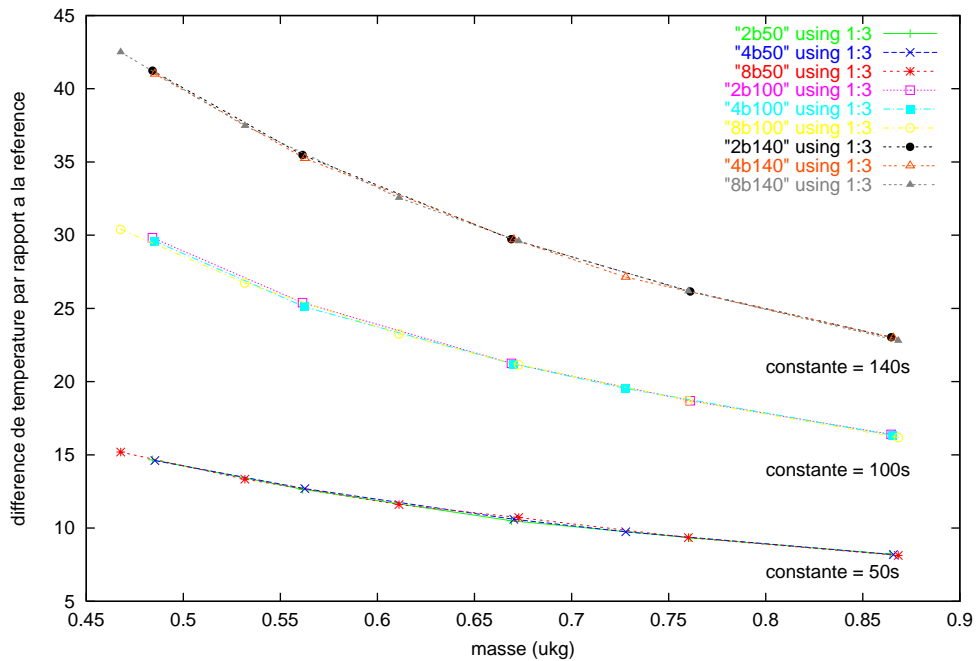


Figure 6.12: Différence de température en fonction de la masse et du nombre de bras.

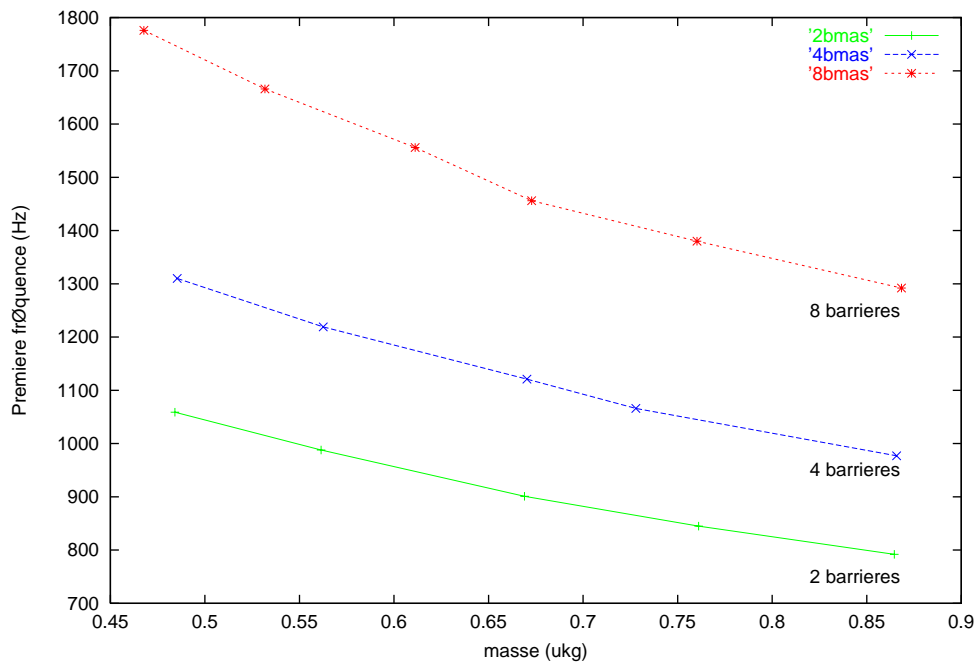


Figure 6.13: Première fréquence de résonance en fonction de la masse et du nombre de bras.

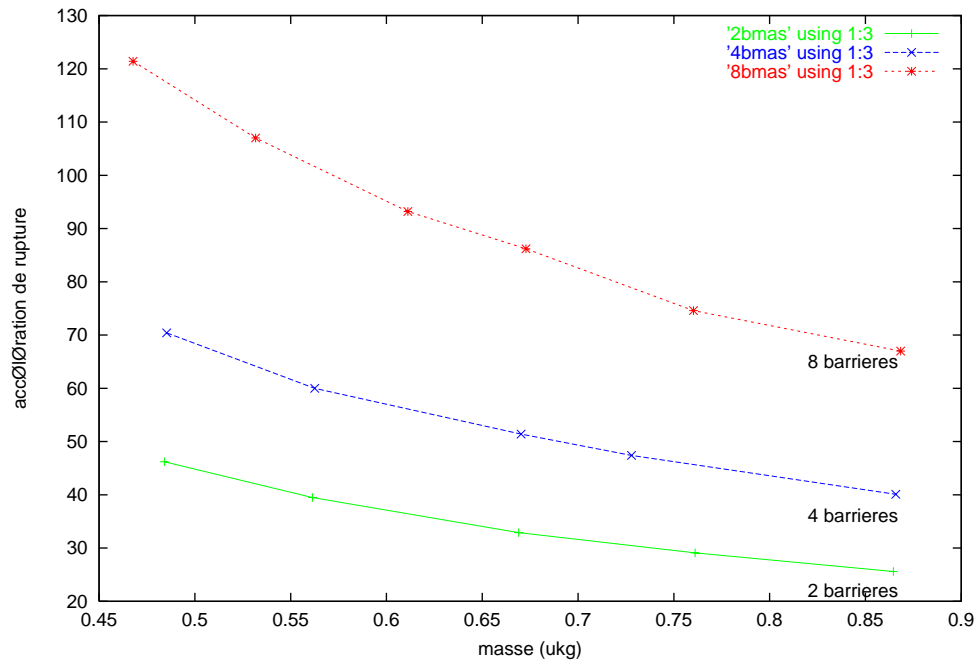


Figure 6.14: Accélération limite en fonction de la masse et du nombre de bras.

d'énergie que 2 barrières pour une même constante de temps. D'un autre coté, la puissance consommée va augmenter avec la constante de temps. Enfin on devra fournir plus d'énergie lorsque la masse du système diminuera, ce qui est logique car il faut compenser la diminution de la capacité thermique,

- la courbe 6.12 montre la différence de température en fonction de la masse, de la constante de temps et du nombre de barrières. Pour une constante de temps fixée la température augmente lorsque la masse diminue, mais cette température est identique quel que soit le nombre de barrières. Enfin la température augmente avec la constante de temps,
- la courbe 6.13 donne la première fréquence de résonance en fonction de la masse et du nombre de barrières. On aura une valeur élevée de fréquence de résonance pour une petite masse et un grand nombre de bras. De même on aura une valeur de fréquence faible pour une grosse masse et un petit nombre de bras,
- la dernière courbe 6.14 donne l'accélération limite en fonction de la masse et du nombre de barrières. Cette accélération augmentera lorsque la masse diminuera et lorsque le nombre de bras augmentera.

La géométrie du convertisseur doit être la plus solide possible. Dans ces conditions le choix du nombre de bras et de la dimension de la masse a été rapide au regard des courbes précédentes. On a dessiné un convertisseur avec 8 barrières de $120\mu m$ de large et $600\mu m$ de long. La masse en silicium a une dimension de $860\mu m \times 860\mu m$ et une épaisseur de $220\mu m$. Cette structure est capable de supporter des accélérations de 120g avec des fréquences de résonance de 1780Hz. La constante de temps du convertisseur sans activation des barrières est de 26.2 secondes dans le vide, par contre une fois que la régulation des barrières est active on peut atteindre une centaine de secondes.

6.5 Electronique

L'électronique implantée tout autour du convertisseur se divise en 2 grandes parties :

- une partie d'amplification et de traitement du signal,
- une partie de régulation des barrières par rapport à la température de la masse.

Toutes ces parties sont réalisées en technologie CMOS et alimentée en 0-5V. Ce dernier point pose un problème car la tension de sortie de la thermopile (0-100mV) n'est pas dans la plage de travail des amplificateurs. On remédie au problème en branchant une source de tension (Band-Gap Reference) en série avec la thermopile pour rehausser le signal.

Pour éviter toutes mauvaises surprises, le convertisseur est déconnecté de l'électronique. En cas de problèmes avec l'électronique le convertisseur peut être testé. Le montage racine-carrée se fera dans un premier temps en composant discrets car le choix de l'architecture (voir le paragraphe 6.3.4) n'est pas encore fixé. La connexion entre la structure et l'électronique se fait à l'extérieur du boîtier comme le montre le schéma 6.15.

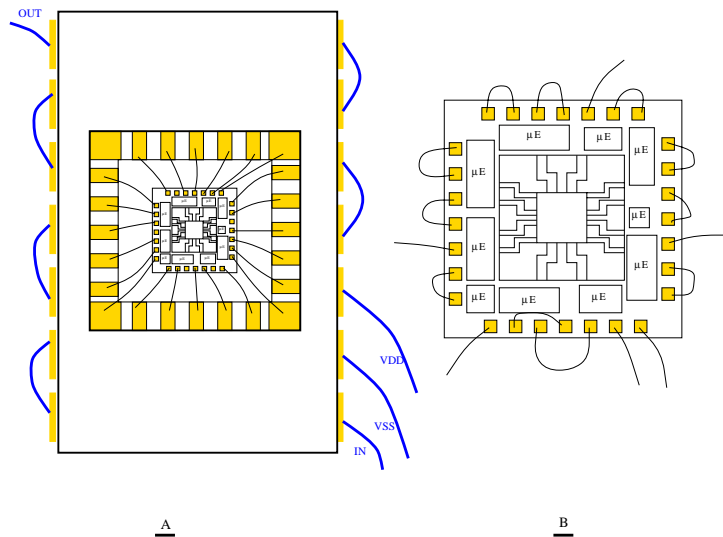


Figure 6.15: A) le convertisseur et l'électronique sont connectés à l'extérieur du boîtier. B) Vue schématique des connexions.

6.5.1 Etage d'amplification

L'étage d'amplification est composé de deux suiveurs qui convertissent la forte impédance d'entrée en faible impédance, puis on rentre dans un soustracteur amplifieur de gain 30. Le signal amplifié est ensuite envoyé sur un comparateur dont la tension de référence est fournie par l'extérieur.

6.5.2 Régulation

La régulation des barrières est composée d'un amplificateur à gain réglable de l'extérieur (du boîtier), et d'un convertisseur tension-courant qui sort sur un miroir de courant de gain 14.6. L'amplificateur amplifie le signal des thermopiles, tandis que le convertisseur délivre un courant proportionnel à la tension de l'ampli. La conversion tension-courant est linéaire, ce qui n'est pas le cas de certains montages moins volumineux en taille. Le courant issu du convertisseur tension-courant est amplifié dans un miroir de courant avant d'être envoyé dans les résistances de chauffe. les transistors du miroir font respectivement $W = 220\mu m$ par $L = 2\mu m$ et $W = 15\mu m$ par $L = 2\mu m$, d'où le gain d'amplification de 14.6.

Le convertisseur tension-courant doit avoir des résistances de contre-réaction bien appareillées car le montage risque de ne pas fonctionner. Pour avoir des résistances identiques à 0.1% près on les dessine en peigne avec une largeur de polysilicium de $10\mu m$. On obtient ainsi des résistances identiques avec une grande précision, mais qui occupent beaucoup de place.

6.5.3 Simulations

Le montage a été simulé au niveau schématique puis au niveau layout. Au niveau layout, on a extrait les résistances, les transistors et capacités puis on a ajouté un générateur de tension

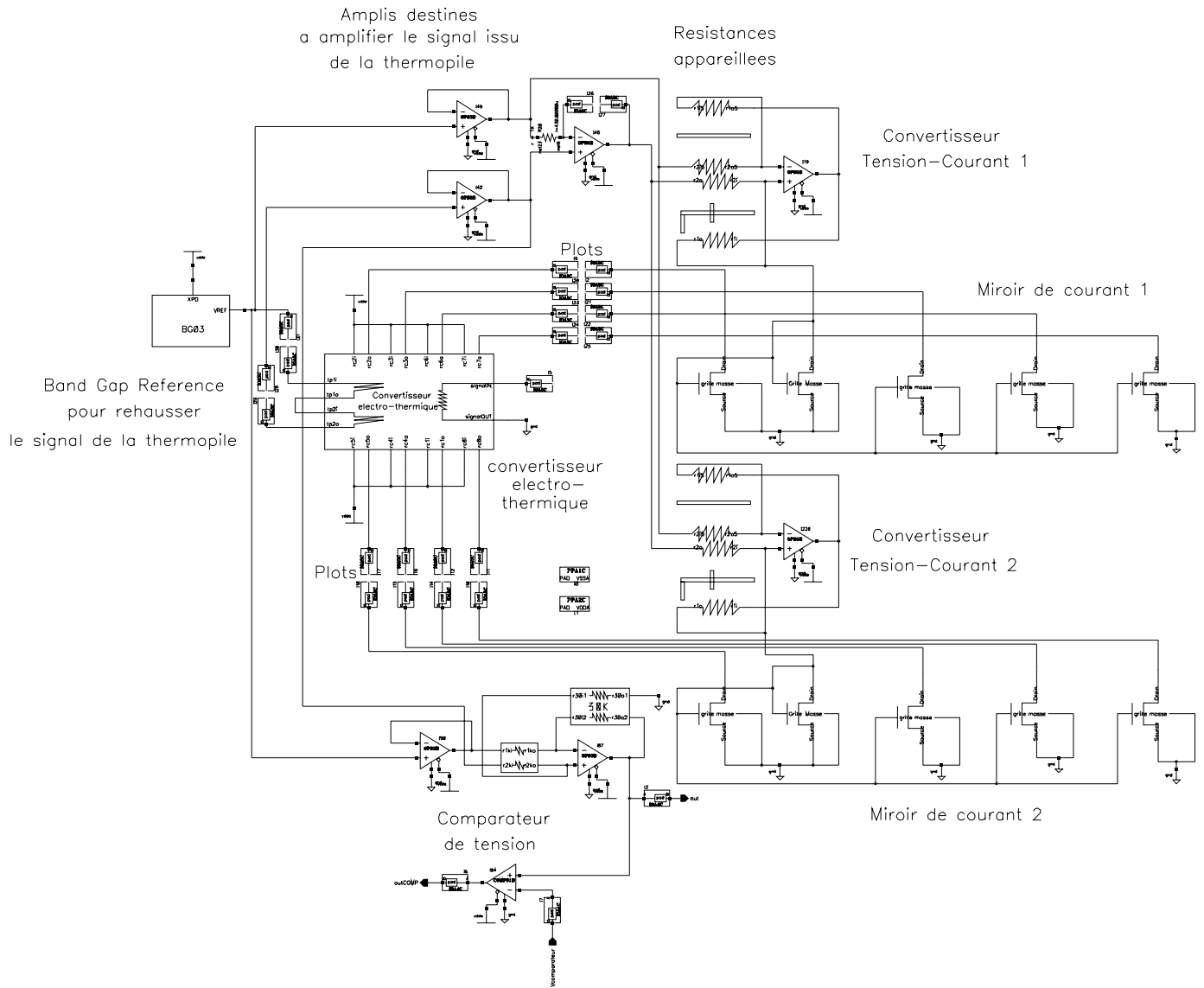


Figure 6.16: Schéma du circuit électronique.

pour simuler le comportement du convertisseur électro-thermique (schéma 6.17). Cette dernière simulation permet de prendre en considération les capacités parasites générées par le croisement des fils de connexion. Les courbes qui suivent sont issues de simulations post-layouts.

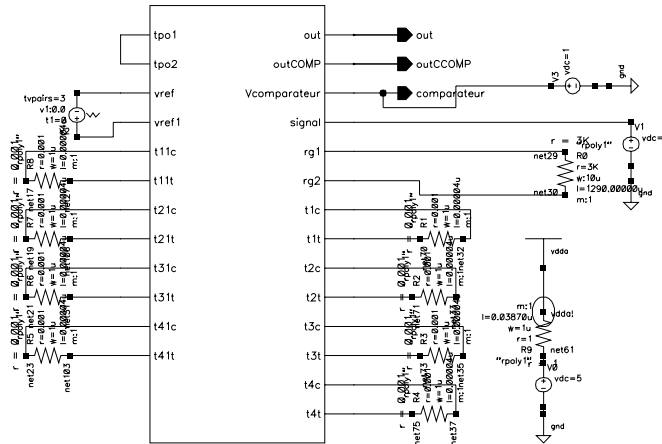


Figure 6.17: Schéma global après extraction du layout.

- Les traces de la figure 6.18a donnent le comportement de l’amplificateur et du comparateur. Le signal en triangle est obtenu à la sortie de l’ampli, tandis que l’échelon représente la sortie du comparateur. Enfin la tension continue représente le signal de référence que l’on fournit au comparateur,
- Les courbes de la figure 6.18b sont le signal d’entrée (signal fourni par les thermopiles : courbe 1), le courant qui traverse une résistance de barrière (courbe 2), et la tension aux bornes d’une résistance de barrière (courbe 3).
- la dernière trace (figure 6.19) représente le courant total consommé par le circuit. On en déduit que la consommation du circuit est de 36mW lorsque 600 μ A traversent une résistance de barrière.

6.6 Dessins de masques

6.6.1 Résistances

Le convertisseur tension-courant requiert des résistances appareillées à moins de 1%. Un mauvais appareillage des résistances entraînerait une conversion non-linéaire et fautive. Pour éviter ce problème on utilise des techniques de layout pour avoir des résistances identiques à 0.1% près. La technique consiste à interdigitaliser les deux résistances, et à utiliser une largeur

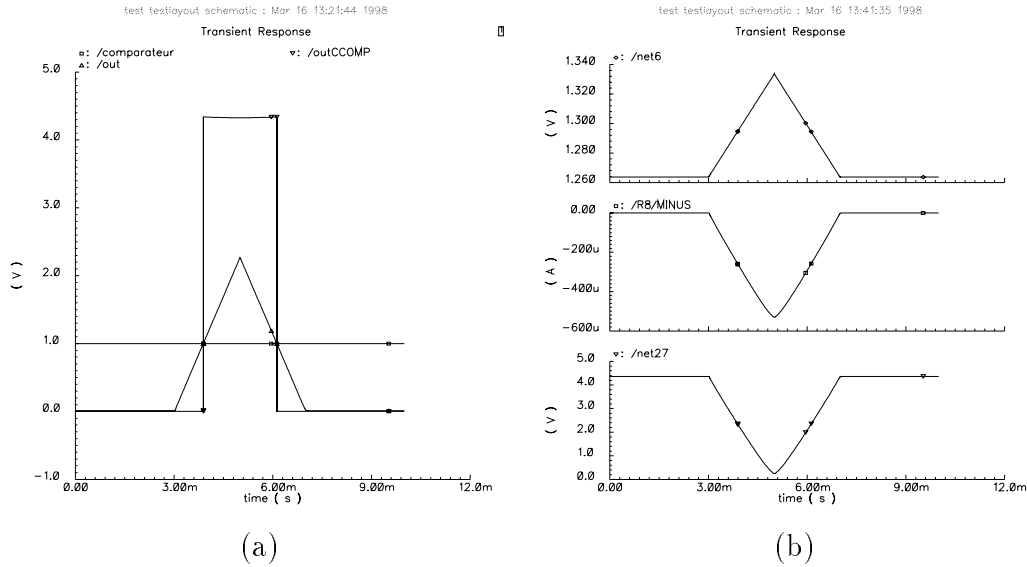


Figure 6.18: a) Résultats de simulation: étage d'amplification et comparaison. b) Courant et tension aux bornes d'une résistance de barrière.

de ruban de $10 \mu\text{m}$. Une "dummy structure" est placée aux extrémités du bloc de résistances pour que le premier et le dernier ruban voient le même environnement que les autres. La figure 6.20 montre le layout de 2 résistances identiques.

6.6.2 Transistors

Le courant qui circule dans les résistances de chauffe est contrôlé par un transistor de taille importante. Pour éviter d'avoir un transistor de $300 \mu\text{m}$ de long sur $15 \mu\text{m}$ de large, on le dessine en peigne. Cette technique fait passer le transistor d'une forme rectangulaire, voire linéaire, à une forme carrée. La figure 6.20 montre un transistor en peigne.

6.6.3 Layout final

La figure 6.21 présente le layout du circuit qui a été envoyé en fabrication. La structure thermique est au centre de la puce et tout autour se répartit l'électronique de régulation et d'amplification. Les résistances appareillées occupent une place importante (en bas à droite et en haut à gauche) sur la puce. A l'avenir il faudra trouver une autre architecture de convertisseur tension-courant pour limiter la surface de silicium consommée.

Les dimensions du circuit sont : $2970\mu\text{m}$ par $2960\mu\text{m}$.

6.7 Fabrication du convertisseur à 12 bras

Un convertisseur à barrières a été fabriqué chez AMS en technologie $0.8\mu\text{m}$. Le composant a été gravé chez IBS sans aucun problème, aucune puce n'a été cassée durant le transport

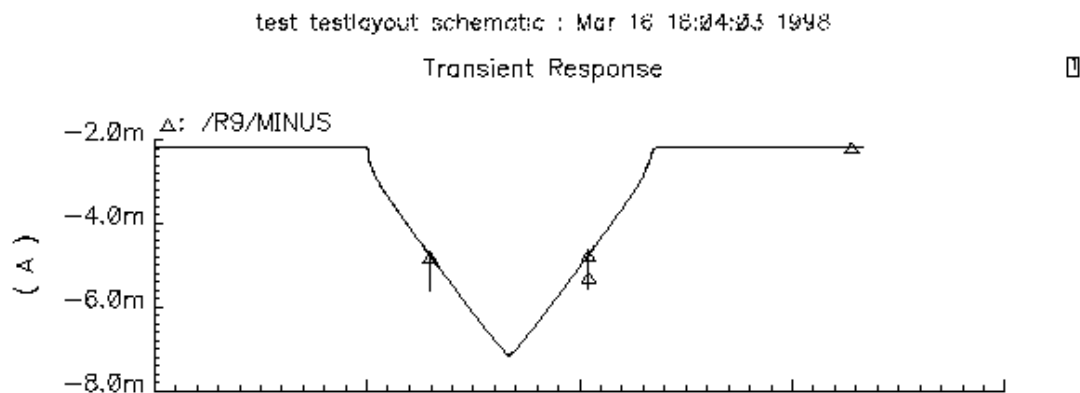


Figure 6.19: Courant total qui circule à travers le circuit.

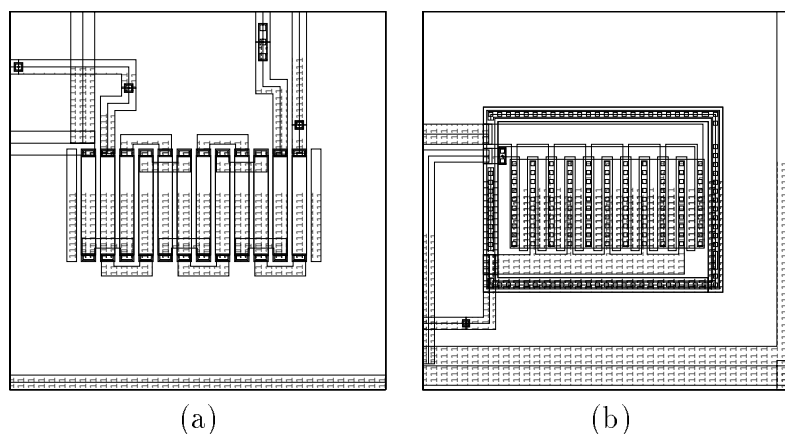


Figure 6.20: a) Layout de deux résistances interdigitalisées. b) Layout d'un transistor en peigne.

ce qui est un gage de solidité. La mise en boîtier s'est déroulée de la même manière que le convertisseur simple, c'est à dire que l'on surélève la puce au moyen d'une plaque en silicium percée (voir Chapitre 3). Les images 6.22 a et b ont été prises après 2h de gravure dans du TMAH 10%.

Malheureusement le composant n'a pu être testé thermiquement car un thermocouple a été sectionné pendant la gravure. Cette coupure est due à une infiltration du TMAH dans les couches d'oxydes qui a attaqué le thermocouple en polysilicium. Une position du thermocouple plus en retrait par rapport au bord du bras aurait évité ce problème. Dans ces conditions aucun test thermique n'est possible car la thermopile est l'élément de base du composant.

6.7.1 Tests mécaniques

Le composant bien qu'inutilisable du point de vue thermique a été testé mécaniquement. Comme nous l'avions prévu le convertisseur montre une grande solidité car il a survécu aux

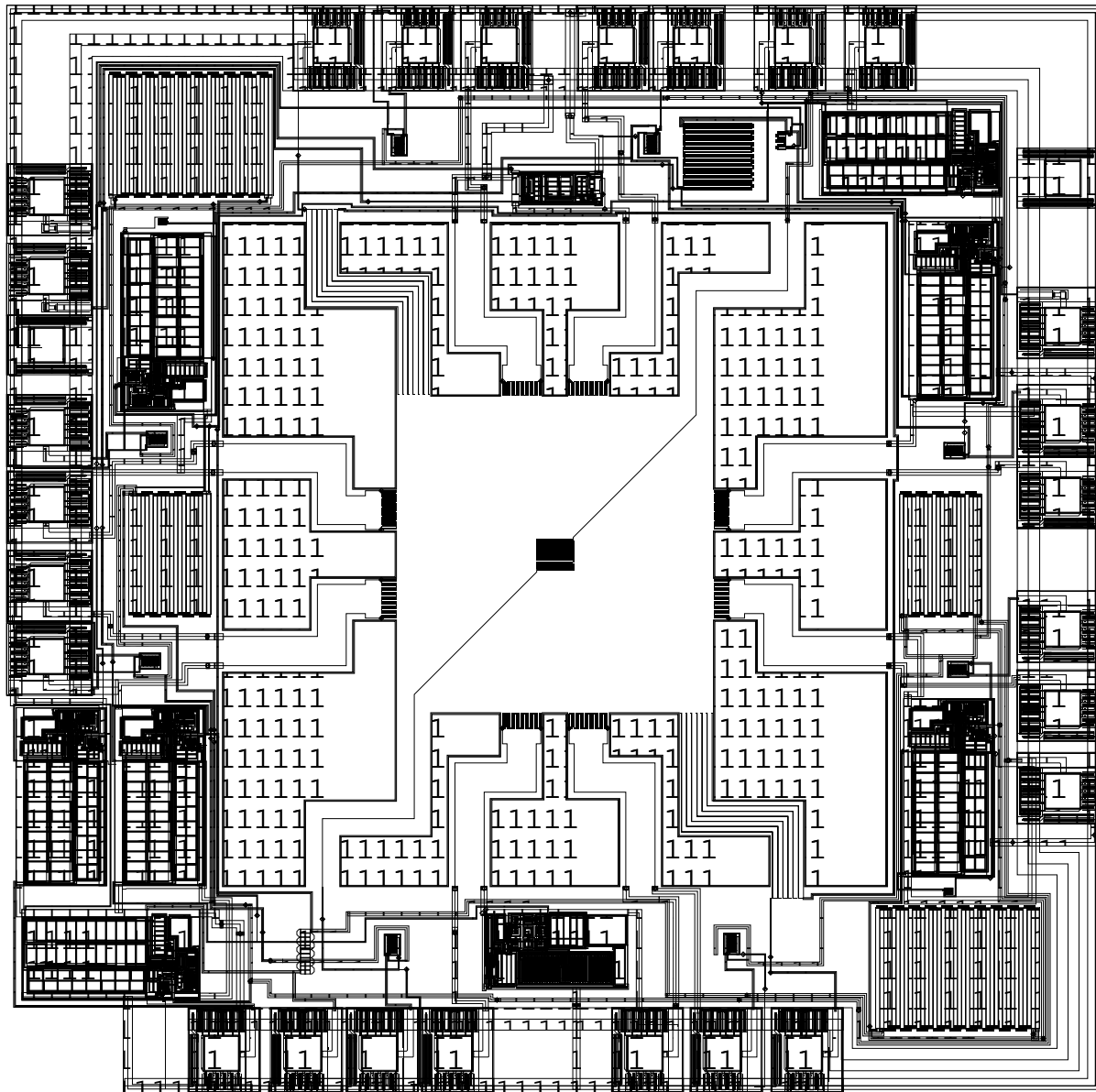


Figure 6.21: Layout du circuit.

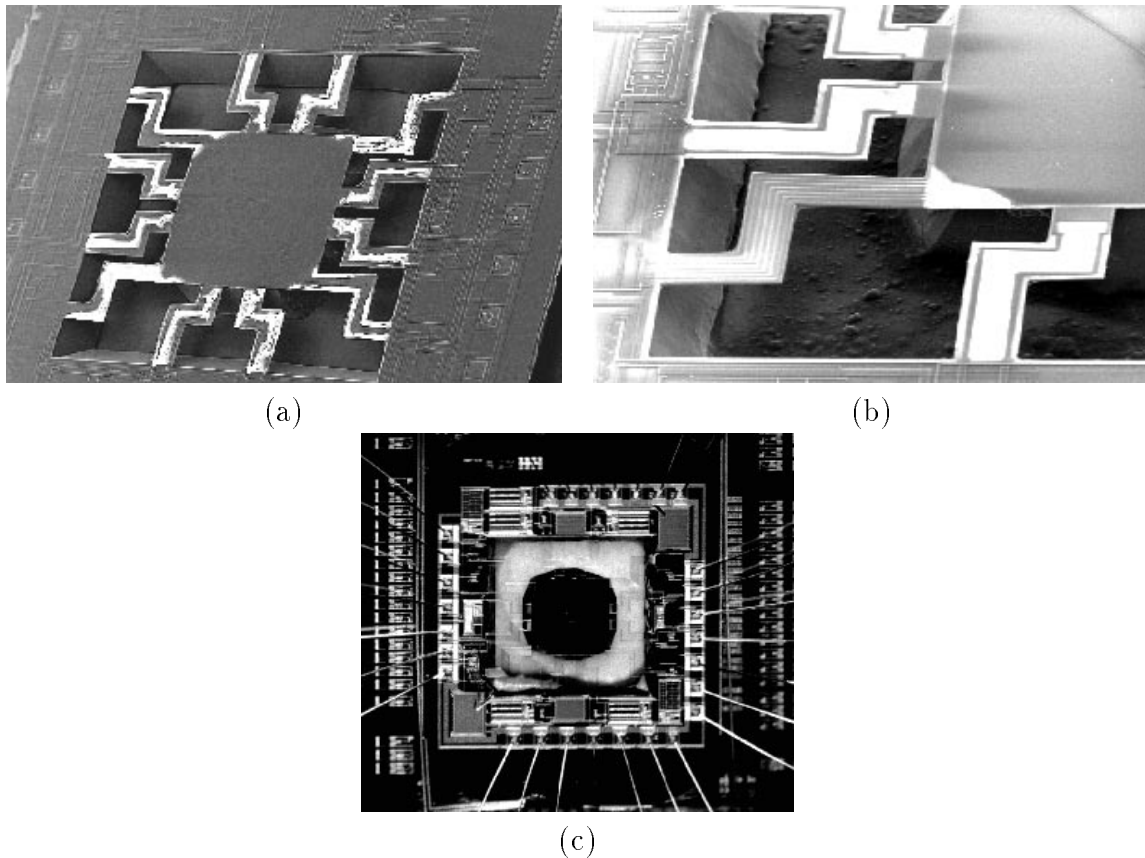


Figure 6.22: a) Vue globale du convertisseur. b) Vue rapprochée du convertisseur. c) Photographie optique du convertisseur monté en boîtier.

tests suivants :

- tests en fréquences de 0 à 2200Hz avec des accélérations de 4 à 20g. Durant tous les tests aucun mode de résonance n'a été détecté,
- tests en choc de 0 à 96g avec des durées d'impulsion allant de 10ms à 2ms. Le composant (en boîtier) a été lâché d'une hauteur de plusieurs dizaines de centimètres sur une surface dure sans casser, ce qui n'a pas été le cas du convertisseur simple.

Remarque : Le principe des tests mécaniques a été détaillé dans le chapitre 5.

6.8 Conclusion

La barrière thermique permet de renforcer mécaniquement une structure thermique tout en faisant disparaître thermiquement les bras de renfort. Ce principe a été modélisé puis vérifié sur un micro-convertisseur avec succès. Les différents résultats de simulations et de mesures ont mis en évidence les limites du principe et les différents points qui posent problème. Parmi ces points, la conversion par effet Joule dans la barrière pose des problèmes car elle donne au

système une réponse non-linéaire.

Un convertisseur à grande constante de temps à 12 bras a été fabriqué, mais il n'a pu être testé thermiquement à cause d'une erreur de layout. Par contre, on a pu constater que les bras de renforts assurent une bonne tenue mécanique vis à vis des chocs et vibrations.

Le travail et principe décrit dans ce chapitre n'ont pu être approfondi par manque de temps, mais ils posent les bases pour des travaux ultérieurs.

Chapitre 7

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Chapitre 7

Conclusion et perspectives

7.1 Conclusion

La conception et la réalisation d'un disjoncteur thermique à base de microsystemes ont été présentées dans ce document. Les résultats obtenus montrent la faisabilité du point de vue théorique du système, cependant une vérification expérimentale n'a pas pu être réalisée. Les mesures effectuées ont montré qu'une gravure par la face avant pouvait libérer une masse en silicium suffisamment importante pour atteindre 30 secondes de constante de temps. Toutefois cette valeur est quatre fois inférieure à ce que nous attendions. Deux problèmes ont contribué à cette différence :

- a. la valeur de la conductivité thermique des couches d'oxydes utilisées lors de la conception est fautive. La valeur publiée dans la littérature pour la technologie utilisée est de 1.48 W/mK alors que nous l'avons mesurée à 6.5 W/mK. Cette différence explique en grande partie la constante de temps de 30 secondes et non les 140 secondes attendues,
- b. la conception du convertisseur reposait sur une gravure anisotropique du silicium avec de l'EDP. La forme des bras, ainsi que l'orientation de la masse ont été calculées par rapport à cet agent gravant. Cependant au cours du projet, l'EDP a été remplacé par du TMAH. Les deux solutions ne possédant pas le même diagramme de gravure on a obtenu une masse plus petite ce qui a réduit la constante de temps de 35%.

Ce dernier point n'est pas critique car on peut re-dimensionner les bras pour obtenir la masse initialement prévue. Ce travail a été réalisé à la fin du cinquième chapitre, par contre, le premier point impose de changer de fondeur ou de technologie.

A partir des résultats obtenus on peut dire que le convertisseur électro-thermique à grande constante de temps (140 s.) est réalisable expérimentalement si on change de technologie et sous certaines conditions. Ces conditions sont un environnement de manipulation sans chocs ni vibrations et sous un vide poussé pour limiter au maximum les pertes par convection. Toutefois, l'industrialisation du composant semble plus difficile comme le montrent ces différents points :

- la tenue mécanique est trop faible pour que le disjoncteur survive dans un environnement industriel (chocs, vibrations),

- le vide poussé entourant la masse engendre un surcoût financier au niveau de la mise en boîtier. De plus, ce vide doit être garanti 5 ans (durée de vie du composant),
- la mise en boîtier automatique ainsi que les boîtiers de la micro-électronique ne pourront être utilisés. En effet, il est impossible de manipuler le convertisseur avec un robot d'assemblage de micro-électronique (micro-suceuse, chocs,...), quant aux boîtiers classiques, ils sont inadaptés pour ce type de composant.

Une solution globale pour résoudre ces points a été proposée dans le cinquième chapitre. Cette solution consisterait à sceller la masse sous vide par wafer-bonding. On réduirait ainsi le coût de mise en boîtier (manipulation de bloc de silicium et non plus de puce avec le micro-système apparent) et on réglerait le problème du vide. La tenue mécanique de la structure serait améliorée grâce à des pointes de renfort qui seraient à faible distance de la masse. En cas de choc la masse irait se poser sur les pointes. Bien que cette idée n'ait pu être ni testée, ni validée, il semble intéressant de la poursuivre et de la développer.

Dans le cas éventuel où le capot à pointes n'aurait aucune efficacité, il a été décidé de développer une nouvelle solution. La solution proposée respecte le cahier des charges, mais nécessite une alimentation permanente du composant ce qui n'était pas le cas du système précédent. Pour obtenir un tel résultat, on a utilisé le principe de la barrière thermique qui a été développé dans le sixième chapitre de ce document. Le principe a été modélisé et testé sur un micro-convertisseur avec succès. Fort de cette réussite, un convertisseur de plus grande taille avec des barrières thermiques a été conçu et fabriqué. Des tests mécaniques ont montré la bonne tenue mécanique de la nouvelle structure cependant aucun test thermique n'a pu être réalisé à cause d'une erreur de masque.

7.2 Perspectives

En ce qui concerne le disjoncteur thermique, différents points sont à développer pour obtenir un composant commercialisable. Ces points sont :

- a. une technologie avec des valeurs de conductivité thermique faible doit être recherchée. Ce travail permettrait de valider la conception proposée et d'étudier le principe des capots-pointes,
- b. la technique du capot-pointe doit être étudiée à travers 2 points qui sont :
 - le wafer-bonding sous vide ; la technique devra être adaptée au projet et la porosité de l'interface devra être mesurée,
 - le contrôle de la distance entre la masse et les pointes. Ce point est délicat à traiter car il faut compenser ou contrôler les contraintes résiduelles des bras sans changer le comportement thermique de la structure. Plusieurs voies de recherche existent, telles que le dépôt de nitrure ou le contrôle électrostatique,
- c. une caractérisation mécanique en fréquences et en chocs devra vérifier si les pointes remplissent leur rôle,

d. la mise en boîtier sur une chaîne micro-électronique sera le dernier point à tester.

Si tous les points sont surmontés, peut être verra-t-on un jour le disjoncteur thermique micro-système installé dans une installation électrique.

Le convertisseur électro-thermique à barrières profitera des points précédents, cependant on pourra développer des points supplémentaires telsque :

- a. étendre les résultats du sixième chapitre à un gros convertisseur. Ce travail a été entrepris mais pas fini,
- b. concevoir un convertisseur AC-DC à partir d'un convertisseur électro-thermique à barrières. La constante de temps du convertisseur s'adapterait au signal à traiter ce qui permettrait une grande souplesse de mesure et une extension de la plage de fréquences aux faibles fréquences ($< 0.001Hz$).

Enfin, pour conclure, un brevet a été déposé sur le principe du disjoncteur thermique micro-système à base de convertisseur électro-thermique, ainsi que sur le convertisseur électro-thermique à barrières thermiques.

ANNEXES

Appendice A

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] “0.8 μm cmos design rules”, Rapport technique C, Austria Mikro Systeme International AG, 1996.
- [2] “0.8 μm cmos process parameters”, Rapport technique D, Austria Mikro Systeme International AG, 1996.
- [3] “1.2 μm cmos design rules”, Rapport technique E, Austria Mikro Systeme International AG, 1996.
- [4] “1.2 μm cmos process parameters”, Rapport technique C, Austria Mikro Systeme International AG, 1996.
- [5] “0.6 μm cmos design rules”, Rapport technique D, Austria Mikro Systeme International AG and Thesys, 1999.
- [6] “0.6 μm cmos joint group process parameters”, Rapport technique B, Austria Mikro Systeme International AG and Thesys, 99.
- [7] R. 5.2, *ANSYS Workbook*, 1994.
- [8] ANACAD, *HDL-A Training Workbook Version 1.2*, 1996.
- [9] M. Arx, O. Paul, et H. Baltes, “Determination of the heat capacity of CMOS layers for optimal CMOS sensor design”, *Sensors and Actuators A*, vol. 46-47, pages 428–431, 1995.
- [10] F. Auerbach, G. Meiendres, R. Muller, et G. Scheller, “Simulation of the thermal behaviour of thermal flow sensors by equivalent electrical circuits”, *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 275–278, 1994.
- [11] H. Baltes, “Futures of IC microtransducers”, *Sensors and Actuators A*, vol. 56, pages 179–192, 1996.
- [12] A. Berthold, B. Jakoby, et M. Vellekoop, “Wafer-to wafer fusion bonding of oxidized silicon to silicon at low temperatures”, *Sensors and Actuators A*, vol. 68, pages 410–413, 1998.

-
- [13] A. Berthold et M. Vellekoop, "IC-compatible silicon wafer-to-wafer bonding", *Sensors and Actuators A*, vol. 60, pages 208–211, 1997.
- [14] M. CAND, E. DEMOULIN, J.-L. LARDY, et P. SENN, *CONCEPTION DES CIRCUITS INTEGRES MOS*. EYROLLES, 1986.
- [15] E. Castano, E. Revuelto, M. C. Martin, A. Garcia-Alonso, et F. Gracia, "Metallic thin-film thermocouple for thermoelectric microgenerators", *Euroensors X*, pages 1409–1412, 1996.
- [16] A. Castillejo, "Etudes des défaillances des microsystemes CMOS compatibles", Master's thesis, Université Joseph Fourier, 1997.
- [17] R. . Catanescu et J. Binder, "An implantable microsystem for biomedical applications", *MICRO SYSTEM Technologies 96*, pages 717–720, 1996.
- [18] B. Chou, Y.-M. Chen, M. Ou-Yang, et J.-S. Shie, "A sensitive pirani vacuum sensor and the electrothermal SPICE modelling", *Sensors and Actuators A*, vol. 53, pages 273–277, 1996.
- [19] T. Corman, E. Kalvesten, M. Huiku, K. Weckstrom, P. Merilainen, et G. Stemme, "New CO2 filters fabricated by anodic bonding at overpressure in CO2 atmosphere", *Sensors and Actuators A*, vol. 69, pages 166–171, 1998.
- [20] CPMT et SPIE, éditions., *4th International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Microstructures (THERMINIC)*, 1998.
- [21] A. Dehé, K. Fricke, et H. L. Hartnagel, "Infrared thermopile sensor based on AlGaAs-GaAs micromachining", *Sensors and Actuators A*, vol. 46-47, pages 432–436, 1995.
- [22] A. Dehé et H. L. Hartnagel, "Free-standing AlGaAs thermopile for improved infrared senso design", *IEEE Transactions Electron Devices*, vol. 43, pages 1193–1199, 1996.
- [23] U. Dillner, "Thermal modeling of multilayer membranes for sensor applications", *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 260–267, 1994.
- [24] U. Dillner, E. Kebler, M. Klonz, et C. Thomes, "Micromachined planar ac-dc multi-junction thermal converter: Aspects of design and layer materials", *MICRO SYSTEM Technologies '94*, pages 773–782, 1994.
- [25] U. Dillner, E. Kessler, S. Poser, V. Baier, et J. Muller, "Low power consumption thermal gas flow sensor based on thermopiles of highly effective thermoelectric materials", *Euroensors X*, pages 449–452, 1996.
- [26] A. Dittmar, H. Rada, G. Delhomme, E. Vernet-Maury, C. Collet, R. Roure, R. Unterreiner, M. Robini, et C. Delemer, "A multi-sensor system for the non-invasive measurement of the activity of the autonomic nervous system", *Euroensors VIII*, vol. 1, pages 461–464, 1994.

- [27] T. Elbel, “Miniaturized thermoelectric radiation sensors covering a wide range with respect to sensitivity or time constant”, *Sensors and Actuators A*, vol. 25-27, pages 653–656, 1991.
- [28] T. Elbel, R. Lenggenhager, et H. Baltes, “Model of thermoelectric radiation made by CMOS and micromachining”, *Sensors and Actuators A*, vol. 35, pages 101–106, 1992.
- [29] T. Elbel, S. Poser, et H. Fischer, “Thermoelectric radiation microsensors”, *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 493–496, 1994.
- [30] Ernest et Y. E. Conseil, “World microsystems markets 1996-2002”, 1997.
- [31] P. French, M. Nagao, et M. Esashi, “Electrochemical etch-stop in TMAH without externally applied bias”, *Sensors and Actuators*, vol. A56, pages 279–280, 1996.
- [32] A. Fritsch, “Un grand pas vers le jet d’encre”, *Industrie et Techniques*, vol. 805, pages 53–55, juin 1999.
- [33] F. Volklien et H. Baltes, “Optimization tool for the performance parameters of thermoelectric microsensors”, *Sensors and Actuators A*, vol. 36, pages 65–71, 1993.
- [34] M. Gajda et H. Ahmed, “Applications of thermal silicon sensors on membranes”, *Sensors and Actuators A*, vol. 49, pages 1–9, 1995.
- [35] J. W. Gardner, *Microsensors Principles and Applications*. John Wiley and Sons Ltd, 1994.
- [36] G. Lin, B. Eyre, et K. Pister, “Bulk micromachining of standart CMOS using silicic acid added to TMAH for aluminium passivation”, *UCLA technical report*, 1995.
- [37] O. Grudin, G. Frolov, I. Katsan, et B. Lupina, “Thermal microsensor with a.c. heating for gas-pressure measurements”, *Sensors and Actuators A*, vol. 62, pages 571–575, 1997.
- [38] A. W. V. Herwaarden, D. C. V. Duyn, V. Oudheusden, et P. Sarro, “Integrated thermopile sensors”, *Sensors and Actuators A*, vol. 21-23, pages 621–630, 1989.
- [39] A. V. Herwaarden et P. Sarro, “Thermal sensors based on the seebeck effect”, *Sensors and Actuators A*, vol. 10, pages 321–346, 1986.
- [40] R. Hintsche, C. Kruse, A. Uhlig, M. Paeschke, T. Lisec, U. Schnakenberg, et B. Wagner, “Chemical microsensor systems for medical applications in catheters”, *Euroensors VIII*, vol. 1, pages 471–473, 1994.
- [41] K. Hofmann, *Differential Model Generation for Microsystem Components Using Analog Hardware Description Languages*. Thèse de Doctorat, THDarmstadt, 1997.
- [42] L. Hornbeck, “Digital light processing for high-brightness, high-resolution applications”, *ISBT and SPIE*, 1997.

-
- [43] <http://mems.isi.edu/mems/materials>, *MEMS Material Database: Measurements*, 1999.
- [44] IEEE, édition, *Solid-State Sensor and Actuator*, IEEE Electron Devices Society, 1988.
- [45] D. Jaeggi, *Thermal Converters by CMOS Technology*. Thèse de Doctorat, ETH Zurich, 1996.
- [46] D. Jaeggi, H. Baltes, et D. Moser, “Thermoelectric AC power sensor by CMOS technology”, *IEEE Electron Device Letter*, vol. 13, pages 366–368, JULY 1992.
- [47] H. Jerominek, M. Renaud, N. R. Swart, F. Picard, T. Pope, M. Levesque, M. Lehoux, G. Bilodeau, M. Pelletier, D. Audet, et P. Lambert, “Micromachined VO₂-based uncooled IR bolometric detector arrays with integrated CMOS readout electronics”, *SPIE*, vol. 2280, pages 111–121, 1996.
- [48] J. Jiwei, D. Lu, B. Xiong, et W. Wang, “Low-temperature silicon direct bonding and interface behaviours”, *Sensors and Actuators A*, vol. 50, pages 117–120, 1995.
- [49] E. Klaassen, R. Reay, C. Storment, et G. Kovacs, “Micromachined thermally isolated circuits”, *Sensors and Actuators*, vol. A58, pages 43–50, 1997.
- [50] E. H. Klaassen, *Micromachined Instrumentation Systems*. Thèse de Doctorat, Stanford University, 1996.
- [51] M. Klonz et T. Weimann, “Accurate thin film multijunction thermal converter on a silicon chip”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 38, pages 335–337, 1989.
- [52] M. Klonz et T. Weimann, “Increasing the time constante of a thin film multijunction thermal converter for low frequency application”, *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 40, pages 350–351, 1991.
- [53] G. Krauter, A. Schumacher, et U. Gosele, “Low temperature silicon direct bonding for application in micromechanics : Bonding energies for different combinations of oxides”, *Sensors and Actuators A*, vol. 70, pages 271–275, 1998.
- [54] T. Kudoh, S.-I. Ikebe, H. Satow, K. Komatsu, et M. Kimura, “A highly sensitive thermistor bolometer for a clinical tympanic thermometer”, *Sensors and Actuators*, vol. A55, pages 13–17, 1996.
- [55] G. Lahiji et K. D. Wise, “A batch-fabricated silicon thermopile infrared detector”, *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. ED-29, pages 14–22, 1982.
- [56] M. Landsberger, S. Naseh, M. Kahrizi, et M. Paranjape, “On hillocks generated during anisotropic etching of si in TMAH”, *Journal of micromechanical systems*, vol. 5, pages 106–116, 1996.
- [57] P. LAPORTE, “TECHNOLOGIE DES CIRCUITES INTEGRES”, 1996.

- [58] J.-B. Lee, I.-S. Kim, Y.-C. Sim, et T.-Y. Kim, "Optimization and fabrication of a dual thermopile sensor based on the BEM", *Sensors and Actuators A*, vol. 64, pages 179–184, 1998.
- [59] F. LEMERY, *Modelisation Comportementale Des Circuits Analogiques et Mixtes*. Thèse de Doctorat, Institut National Polytechniques de Grenoble, 1995.
- [60] R. Lenggenhager, H. Baltes, et T. Elbel, "Thermoelectric infrared sensors in CMOS technology", *Sensors and Actuators A*, vol. 37-38, pages 216–220, 1993.
- [61] J. Lu, B. Xion, et C. Lin, "Structure and properties of silicon-metal thermopile", *Sensors and Actuators A*, vol. 35, pages 217–220, 1993.
- [62] A. Mahrane, M. Djafari-Rouhani, A. Najmi, D. Franques, et D. Esteve, "P(VDF-TrFE) copolymer sensor for passive IR detection in automobiles", *Sensors and Actuators A*, vol. 46-47, pages 399–402, 1995.
- [63] F. Mayer, G. Salis, J. Funk, O. Paul, et H. Baltes, "Scaling of thermal CMOS gas flow microsensors: Experiment and simulation", *IEEE*, pages 116–121, 1996.
- [64] M.C.Acero, J. Esteve, C. Burrer, et A. Gotz, "Electrochemical etch-stop characteristics of TMAH/IPA solutions", *Sensors and actuators*, vol. A46-47, pages 22–26, 1995.
- [65] C. Menolfi, Q. Huang, et N. Schneeberger, "A low noise thermoelectric infrared detector microsystem in a digital CMOS technology", *ESSCIRC*, pages 128–131, 1996.
- [66] A. Merlos, M. Acero, M. Bao, J. Bausells, et J. Esteve, "TMAH/IPA anisotropic etching characteristics", *Sensors and Actuators*, vol. A37-38, pages 737–743, 1993.
- [67] L. M. Miller, "MEMS for space applications", *SPIE*, vol. 3680, pages 2–11, 1999.
- [68] D. MISTA, "Modeling of an electro-thermal converter using finite elements methods", rapport technique, THD-TIMA, 1996.
- [69] D. Moser et H. Baltes, "A high sensitivity CMOS gas flow sensor on a thin dielectric membrane", *Sensors and Actuators A*, vol. 37-38, pages 33–37, 1993.
- [70] M. Muller, W. Budde, R. Gottfried-Gottfried, A. Hubel, R. Jahne, et H. Kuck, "A thermoelectric infrared radiation sensor with monolithically integrated amplifier stage and temperature sensor", *Sensors and Actuators A*, vol. 54, pages 601–605, 1996.
- [71] M. Muller, R. Gottfried-Gottfried, H. Kuck, et W. Mokwa, "A fully CMOS-compatible infrared sensor fabricated on SIMOX substrates", *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 538–541, 1994.
- [72] W. A. NASH, *RESISTANCE DES MATERIAUX Tome1*. SERIE SCHAUM, 1972.
- [73] W. A. NASH, *RESISTANCE DES MATERIAUX Tome2*. SERIE SCHAUM, 1972.

-
- [74] J. Nicolis, L. Musiejovski, et D. Schrottmayer, "Application of an infrared sensor for laser soldering process", *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 511–515, 1994.
- [75] R. O'Connor et D. J. Bak, "Six sensor systems", *Global Design News*, pages 54–58, Feb 1999.
- [76] J.-M. Paret, *Etude et Mise Au Point de la Méthodologie de Conception et de Fabrication Collective de Microsystèmes sur Silicium*. Thèse de Doctorat, INPG, 1997.
- [77] O. Paul, J. Korvink, et H. Baltes, "Determination of thermal conductivity of CMOS IC polysilicon", *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 161–164, 1994.
- [78] P. Pfluger, F. Rudolf, et M. Degrauwe, "A conceptual view of microsystems", *Euroensors X*, vol. 2, pages 399–404, 1996.
- [79] J. Plaza, J. Esteve, et E. Lora-Tamayo, "Effect of silicon oxide, silicon nitride and polysilicon layers on the electrostatic pressure during anodic bonding", *Sensors and Actuators A*, vol. 67, pages 181–184, 1998.
- [80] F. Pressecq, "Electronique spatiale : Des composants dédiés aux composants commerciaux, enjeux d'une mutation", *Colloque de CAO de circuits intégrés et systèmes*, pages 64–67, 1999.
- [81] R. P. Ribas, D. Veychard, J.-M. Karam, et B. Courtois, "Providing technology infrastructure for MEMS", *SPIE*, vol. 3680, pages 298–305, 1999.
- [82] R. P. Ribas, *Etude et Conception de Microsystème Micro-Usinés Par la Face Avant En Utilisant Des Technologies Standards Des Circuits Intégrés sur Arséniure de Gallium*. Thèse de Doctorat, INPG, 1998.
- [83] B. Romanowicz, M. Laudon, et P. Renaud, "Global simulation of microsystems", <http://www.epfl.ch/ims/micsys/subtopics/projects/microsim97.html>, 1997.
- [84] K. Saminadayar, "Physique des couches minces", 1998.
- [85] P. Sarro, S. Brida, et W. Vlist, "Aluminium passivation in saturated TMAHW solutions for IC-compatible microstructures and device isolation", *SPIE*, vol. 2879, pages 242–250.
- [86] P. Sarro, A. V. Herwaarden, et W. V. der Vlist, "A silicon-silicon nitride membrane fabrication process for smart thermal sensors", *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 666–671, 1994.
- [87] A. Satoh, "Water glass bonding", *Sensors and Actuators A*, vol. 72, pages 160–168, 1999.
- [88] J. Schieferdecker, R. Quad, E. Holzenkampfer, et M. Schulze, "Infrared thermopile sensors with high sensitivity and very low temperature coefficient", *Sensors and Actuators A*, vol. 46-47, pages 422–427, 1995.

- [89] U. Schnakenberg, W. Benecke, et P. Lange, "TMAHW etchants for silicon micromachining", *IEEE*, pages 815–818, 1991.
- [90] N. Schneeberger, O. Paul, et H. Baltes, "Optimized structured absorbers for CMOS infrared detectors", *Euroensors IX*, pages 648–651, 1995.
- [91] N. Schneeberger, O. Paul, et H. Baltes, "Optimization of CMOS infrared detector microsystems", *SPIE*, vol. 2882, pages 122–131, 1996.
- [92] S. Schneeberger, "Wire bonding", *Advanced packaging*, vol. April, pages 44–50, 1999.
- [93] S. Schulze, "Silicon bonding in microsystem technology", *NEXUS Workshop*, 1995.
- [94] A. Septier et C. Machet, "Calcul de la sensibilité et de la constante de temps d'une thermopile à éléments en couches minces et structure radiale", *Revue Phys. Appl.*, vol. 18, pages 507–514, 1983.
- [95] C. Shafai, M. Brett, et T. Hruday, "Etch-induced stress failures of SiO₂ cantilever beams", *Sensors and Actuators A*, vol. 70, pages 283–290, 1998.
- [96] J.-S. Shie, Y.-M. Chen, M. Ou-Yang, et B. Chou, "Characterization and modeling of metal-film microbolometer", *Journal of micromechanical systems*, vol. 5, pages 298–306, 1996.
- [97] S. Shoji, H. Kikuchi, et H. Torigoe, "Low-temperature anodic bonding using lithium aluminosilicate b quartz glass ceramic", *Sensors and Actuators A*, vol. 64, pages 95–100, 1998.
- [98] S.M.Sze, *Semiconductors Sensors*. A Wiley-Interscience Publications, 1995.
- [99] SPIE, édition, *3rd International Workshop on Thermal Investigations of ICs and Microstructures (THERMINIC)*, 1997.
- [100] N. Swart et A. Nathan, "Design optimisation of integrated microhotplates", *Sensors and Actuators A*, vol. 43, pages 3–10, 1994.
- [101] O. Tabata, "pH-controlled TMAH etchants for silicon micromachining", *Sensors and Actuators*, vol. A53, pages 335–339, 1996.
- [102] O. Tabata, R. Asahi, H. Funabashi, K. Shimoaka, et S. Sugiyama, "Anisotropic etching of silicon in TMAH solutions", *Sensors and Actuators*, vol. A34, pages 51–57, 1992.
- [103] J. Taine et J.-P. Petit, *Transfert Thermique Mécanique Des Fluides Anisothermes*.
- [104] Y. Tal, C. Mastrangelo, et R. Muller, "Thermal conductivity of heavily doped low-pressure chemical vapor deposited polycrystalline silicon films", *J. Appl. Phys.*, vol. 63, pages 1442–1445, 1988.
- [105] J. Thong, W. Choi, et C. Chong, "TMAH etching of silicon and the interaction of etching parameters", *Sensors and Actuators*, vol. A63, pages 243–249, 1997.

-
- [106] J.-P. Valentin, B. Abboud, et R. Delaite, “Characteristics of heated sensors emitting by radiation only”, *Sensors and Actuators A*, vol. 40, pages 173–178, 1994.
- [107] H. Verhoeven et J. Huijsing, “Integrated gas flow sensor with high sensitivity, low response and a pulse-rate output”, *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 217–220, 1994.
- [108] D. Veychard, “Etude des différentes technologies pour réaliser un convertisseur avec une constante de temps de 140s”, rapport technique, TIMA/Schneider Electric, 1996.
- [109] D. Veychard, “Etude de structures pour un convertisseur électro-thermique avec une constante de temps de 140s”, rapport technique, TIMA/Schneider Electric, 1997.
- [110] D. Veychard, “Rapport final sur le convertisseur electro-thermique”, rapport technique, TIMA / Schneider Electric, 1998.
- [111] D. Veychard, “Rapport de tests sur le convertisseur electro-thermique”, rapport technique, TIMA / Schneider Electric, 1999.
- [112] D. Veychard, P. Hazard, et J.-M. Karam, “Electro-thermal converter with long time constante”, *THERMINIC 98*, pages 73–78, 1998.
- [113] F. Volklein et A. Wiegand, “High sensitivity and detectivity radiation thermopiles made by multi-layer technology”, *Sensors and Actuators A*, vol. 24, pages 1–4, 1990.
- [114] J. Werno, R. Kersjes, W. Mokwa, et H. Vogt, “Reduction of heat loss of silicon membranes by the use of trench-etching techniques”, *Sensors and Actuators A*, vol. 41-42, pages 578–581, 1994.
- [115] W. Wojciak, M. Orlikowski, M. Zubert, et A. Napieralski, “The design and electro-thermal modeling of microdevices in CMOS compatible MEMS technology”, *3rd Thermnick Workshop*, pages 159–161, 1997.
- [116] M. Wu, “Micromachining for optical and optoelectronic systems”, *IEEE*, vol. 85, pages 1833–1856, 1997.
- [117] Z.-X. Xiao, G.-Y. Wo, Z.-H. Li, G.-B. Zhang, Y.-L. Hao, et Y.-Y. Wang, “Silicon-glass wafer bonding with silicon hydrophilic fusion bonding technology”, *Sensors and Actuators A*, vol. 72, pages 46–48, 1999.
- [118] J. N. Zemel, “Future directions for thermal information sensors”, *Sensors and Actuators A*, vol. 56, pages 57–62, 1996.

Appendice B

Données thermiques et mécaniques

Les tableaux suivants donnent les caractéristiques thermiques, mécaniques et électriques des matériaux que nous avons utilisés pour ce projet.

B.1 Propriétés Thermiques et Mécaniques

Matériel	ρ kg/m^3	C_p $Jm^{-3}K^{-1}$	K $WK^{-1}m^{-1}$	Module d'Youngs Pa
Si	2330	1.65e6	149	19e10
SiO2	2230	1.05e6	1.38	7.6e10
<i>Passivation*</i>	3440	2.7e6	1.48	30.4e10
Aluminium	2707	2.42e6	237	6.8e10
SiPoly.	2300	1.6e6	28	17e10
AsGa	5360	1.87e6	44	—
Polurèthane	100	0.1e6	0.02	—
Polythène	950	1.78e6	—	—
Polypropène	920	1.77e6	0.22	0.13e10
PVC	1390	1.39e6	0.16	0.29e10
Air (20C)	1.2042	1.211	0.0256	—
Co2 (0C)	0.8277	—	0.0137	—

* la passivation est un sandwich d'oxyde et de nitrure. Cette valeur dépend beaucoup de la technologie.

B.2 Propriétés Electriques

Matériel	Résistance carrée $\Omega_{carré}$	Seebeck $\mu V/K$
Al	0.08	-1.7
n-Poly AMS	24	-65
p-Poly AMS	200	135

B.3 Constantes Physiques

- Constante de Stefan $\sigma = 5.668e - 8 W m^{-2} K^{-4}$
- Constante de Boltzmann $k=1.38e-23 J/K$

B.4 Coefficient d'absorption de certain matériaux

Le coefficient d'absorption et l'émissivité définissent le même phénomène. Le tableau suivant donne des exemples de coefficients d'absorption en fonction de la température. Dans la plupart des cas le coefficient est inférieur à 0.1 donc il aura une faible incidence sur la constante de temps.

Matériaux	Emissivité	Temperature C)
Aluminium face brillante	0.04	371
Al 24S-T81 avec acide Chromique	0.17	149
Al 24S-T81 avec H2SO4	0.85	149
Laiton hautement poli	0.03	277
Laiton (laminoir)	0.06	22
Chrome poli	0.08	38
Or évaporé sur fibr. Verre	0.05	93
Or déposé sur de l'Acier	0.09	93
Platine sur métal poli	0.13	93
Argent poli	0.02	227
Acier poli	0.066	100
Acier rugueux	0.94	38
Acier inoxydable T301	0.14	94
filament de tungsten	0.39	3316

Appendice C

Résultats de simulations FEM

C.1 Simulations thermiques

C.1.1 Liste des températures

Liste de températures prises en différents points du convertisseur en fonction du temps. La figure C.1 donne une représentation graphique de ces résultats.

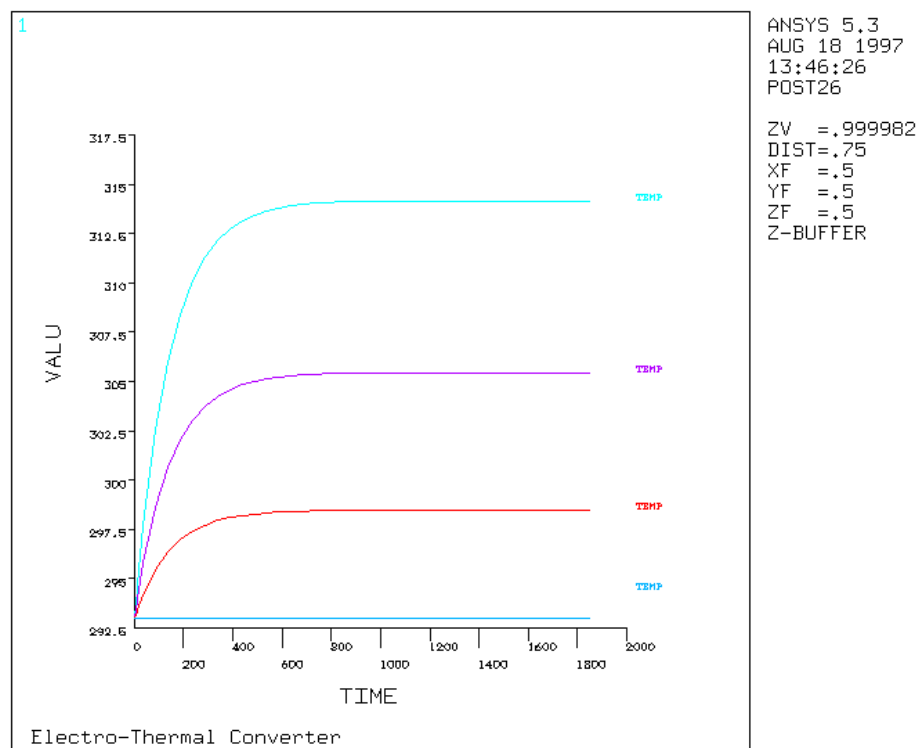


Figure C.1: Réponse du capteur à un échelon de température.

***** ANSYS POST26 VARIABLE LISTING *****

TIME	1221 TEMP TEMP	680 TEMP TEMP	112 TEMP TEMP	95 TEMP TEMP
0.10000	293.000	293.000	293.000	293.000
0.20000	293.006	293.002	293.001	293.000
0.30000	293.019	293.009	293.003	293.000
0.60000	293.064	293.035	293.015	293.000
1.5000	293.194	293.112	293.049	293.000
4.2000	293.583	293.341	293.149	293.000
12.300	294.705	294.001	293.440	293.000
36.600	297.724	295.777	294.221	293.000
86.600	302.573	298.630	295.475	293.000
136.60	305.992	300.642	296.360	293.000
186.60	308.401	302.059	296.984	293.000
236.60	310.100	303.059	297.423	293.000
286.60	311.297	303.763	297.733	293.000
336.60	312.141	304.260	297.951	293.000
386.60	312.736	304.610	298.105	293.000
436.60	313.156	304.857	298.214	293.000
486.60	313.451	305.031	298.290	293.000
536.60	313.660	305.153	298.344	293.000
586.60	313.806	305.240	298.382	293.000
636.60	313.910	305.301	298.409	293.000

***** ANSYS POST26 VARIABLE LISTING *****

TIME	1221 TEMP TEMP	680 TEMP TEMP	112 TEMP TEMP	95 TEMP TEMP
686.60	313.983	305.343	298.428	293.000
736.60	314.035	305.374	298.441	293.000
786.60	314.071	305.395	298.450	293.000
836.60	314.096	305.410	298.457	293.000
886.60	314.114	305.421	298.462	293.000
936.60	314.127	305.428	298.465	293.000
986.60	314.136	305.433	298.467	293.000
1036.6	314.142	305.437	298.469	293.000
1086.6	314.147	305.440	298.470	293.000
1136.6	314.150	305.442	298.471	293.000
1186.6	314.152	305.443	298.471	293.000
1236.6	314.154	305.444	298.472	293.000
1286.6	314.155	305.444	298.472	293.000
1336.6	314.156	305.445	298.472	293.000

1386.6	314.156	305.445	298.473	293.000
1436.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1486.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1536.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1586.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1636.6	314.157	305.446	298.473	293.000

***** ANSYS POST26 VARIABLE LISTING *****

TIME	1221 TEMP	680 TEMP	112 TEMP	95 TEMP
	TEMP	TEMP	TEMP	TEMP
1686.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1736.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1786.6	314.157	305.446	298.473	293.000
1818.3	314.157	305.446	298.473	293.000
1850.0	314.157	305.446	298.473	293.000

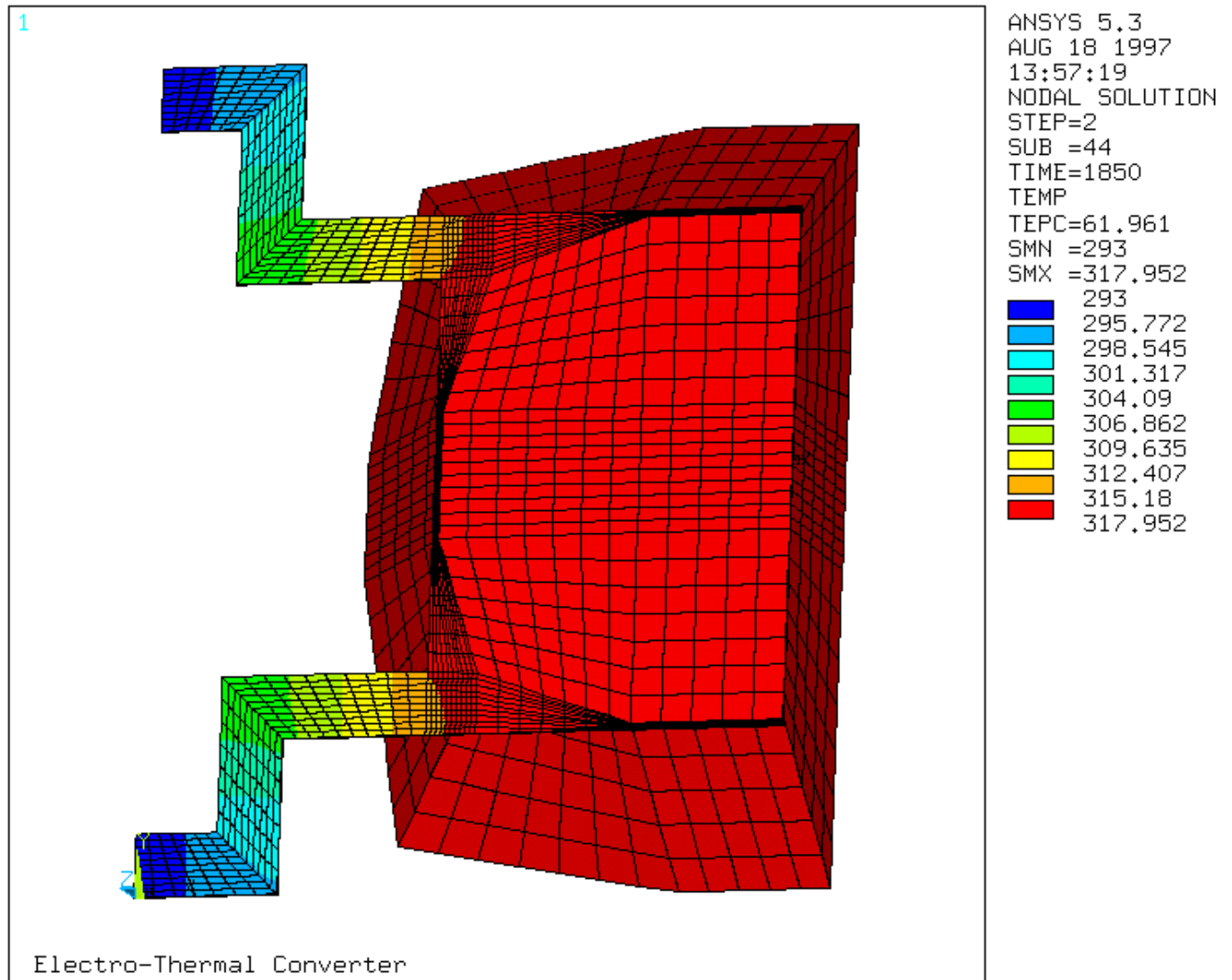


Figure C.2: Répartition de la température sur le capteur pour une puissance de chauffe de 0.1mW.

C.2 Simulations Mécaniques

C.2.1 Simulations modales

***** INDEX OF DATA SETS ON RESULTS FILE *****

SET	TIME/FREQ	LOAD STEP	SUBSTEP	CUMULATIVE
1	519.96	1	1	1
	Electro-Thermal Converter			
2	748.04	1	2	2
	Electro-Thermal Converter			
3	1012.1	1	3	3
	Electro-Thermal Converter			
4	27338.	1	4	4
	Electro-Thermal Converter			
5	34841.	1	5	5
	Electro-Thermal Converter			
6	35263.	1	6	6
	Electro-Thermal Converter			
7	49015.	1	7	7
	Electro-Thermal Converter			
8	49192.	1	8	8
	Electro-Thermal Converter			
9	52331.	1	9	9
	Electro-Thermal Converter			
10	90221.	1	10	10
	Electro-Thermal Converter			

C.2.2 Simulations mécaniques de la structure

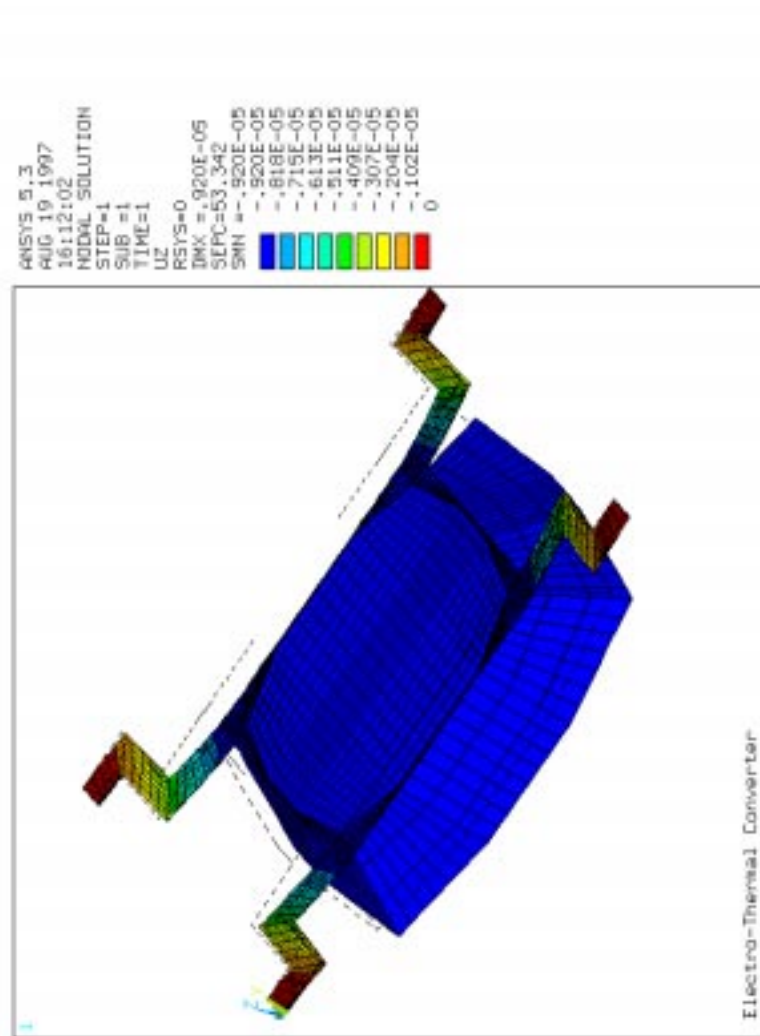


Figure C.3: Déplacement de la structure lors d'une accélération de 10g en Z.

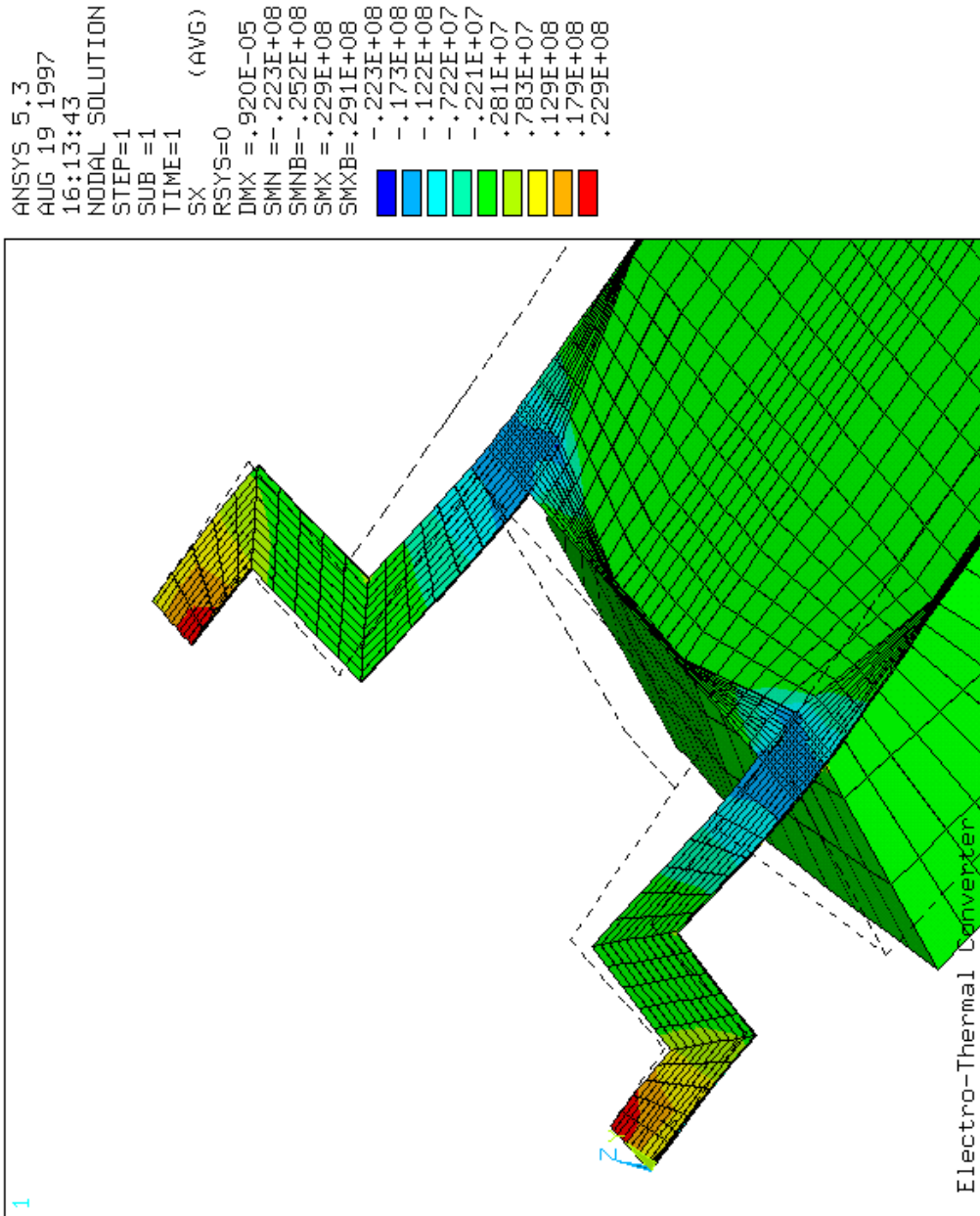


Figure C.4: Contrainte en X pour une accélération de 10g en Z.

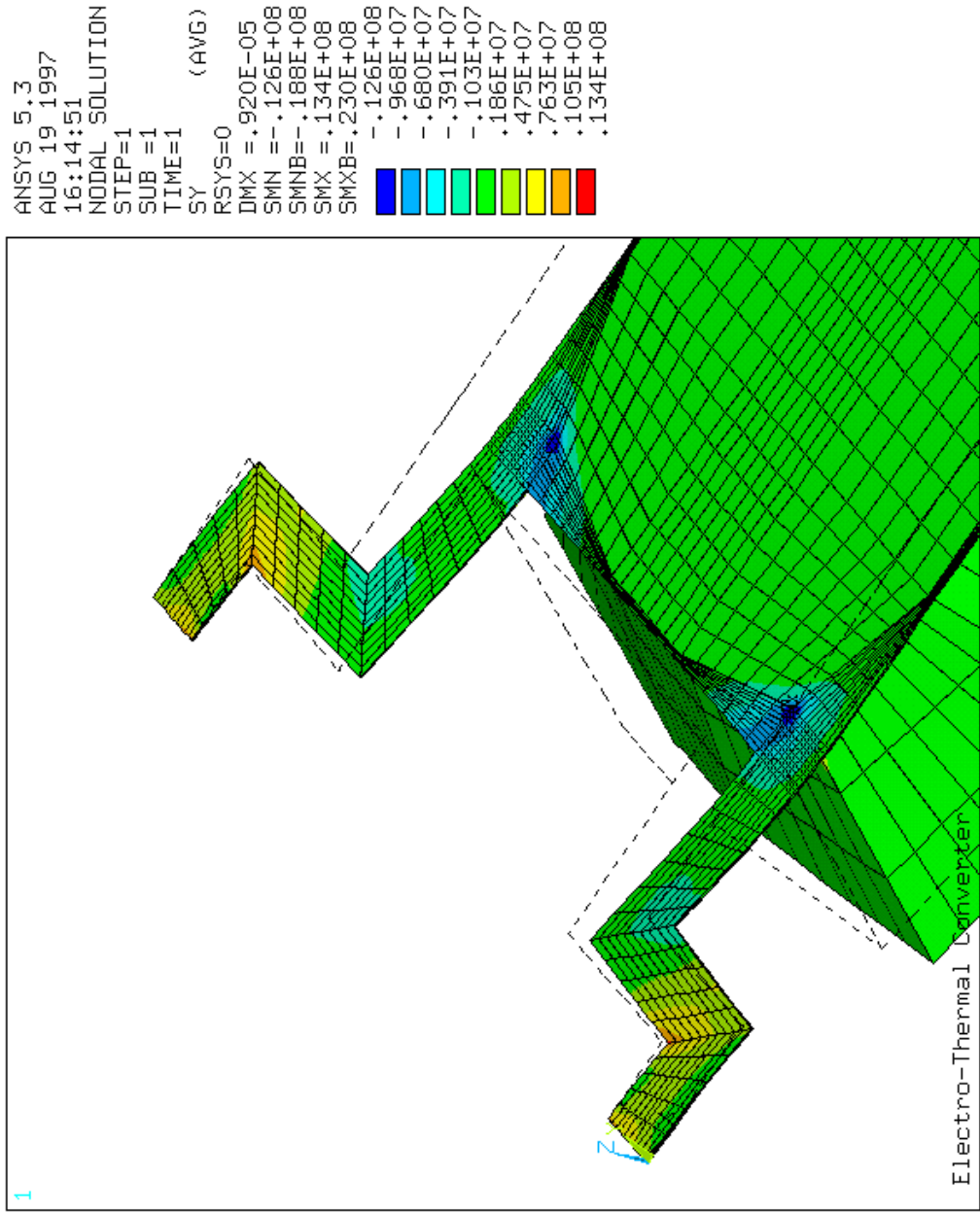


Figure C.5: Contrainte en Y pour une accélération de 10g en Z.

```

ANSYS 5.3
AUG 19 1997
16:16:57
NODAL SOLUTION
STEP=1
SUB =1
TIME=1
SZ
      (AVG)
RSYS=0
DMX =.920E-05
SMN =-.833E+07
SMNB=-.120E+08
SMX =.699E+07
SMXB=.162E+08
      -.833E+07
      -.663E+07
      -.493E+07
      -.323E+07
      -.152E+07
      177071
      .188E+07
      .358E+07
      .528E+07
      .699E+07
  
```

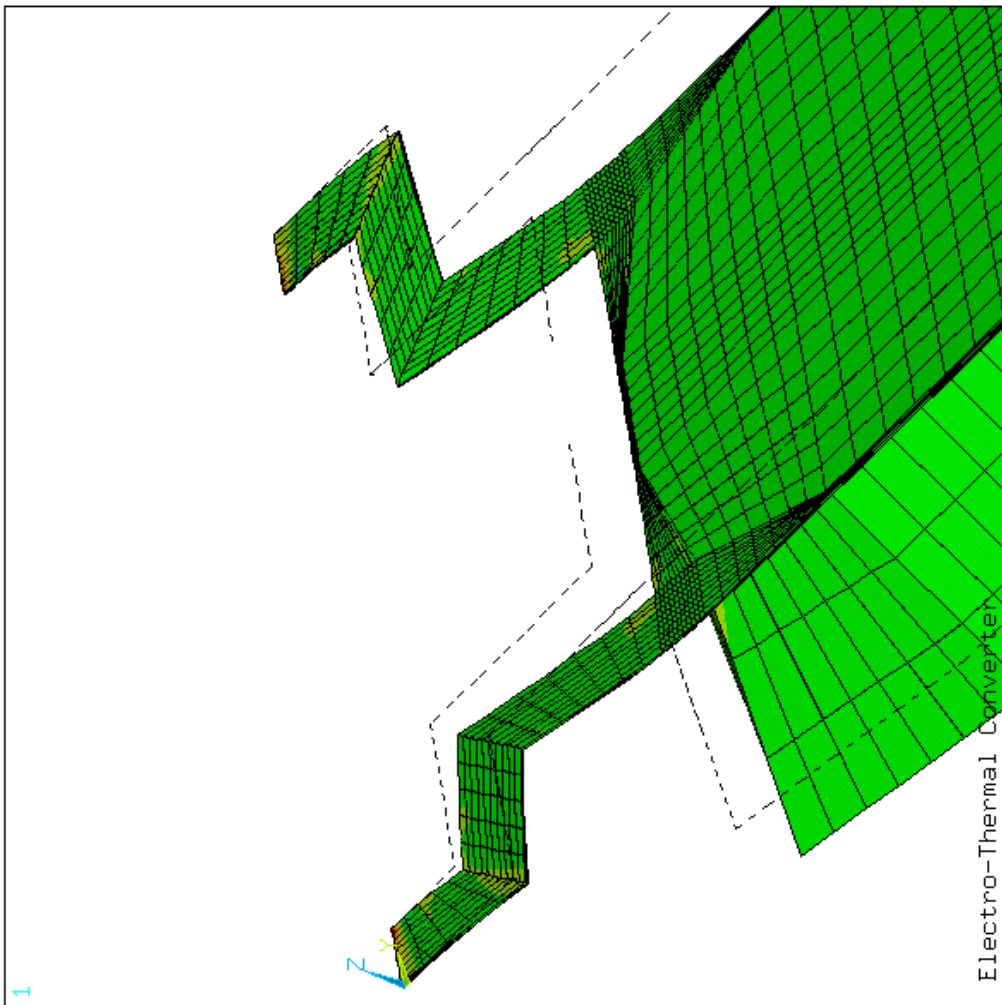


Figure C.6: Contrainte en Z pour une accélération de 10g en Z.

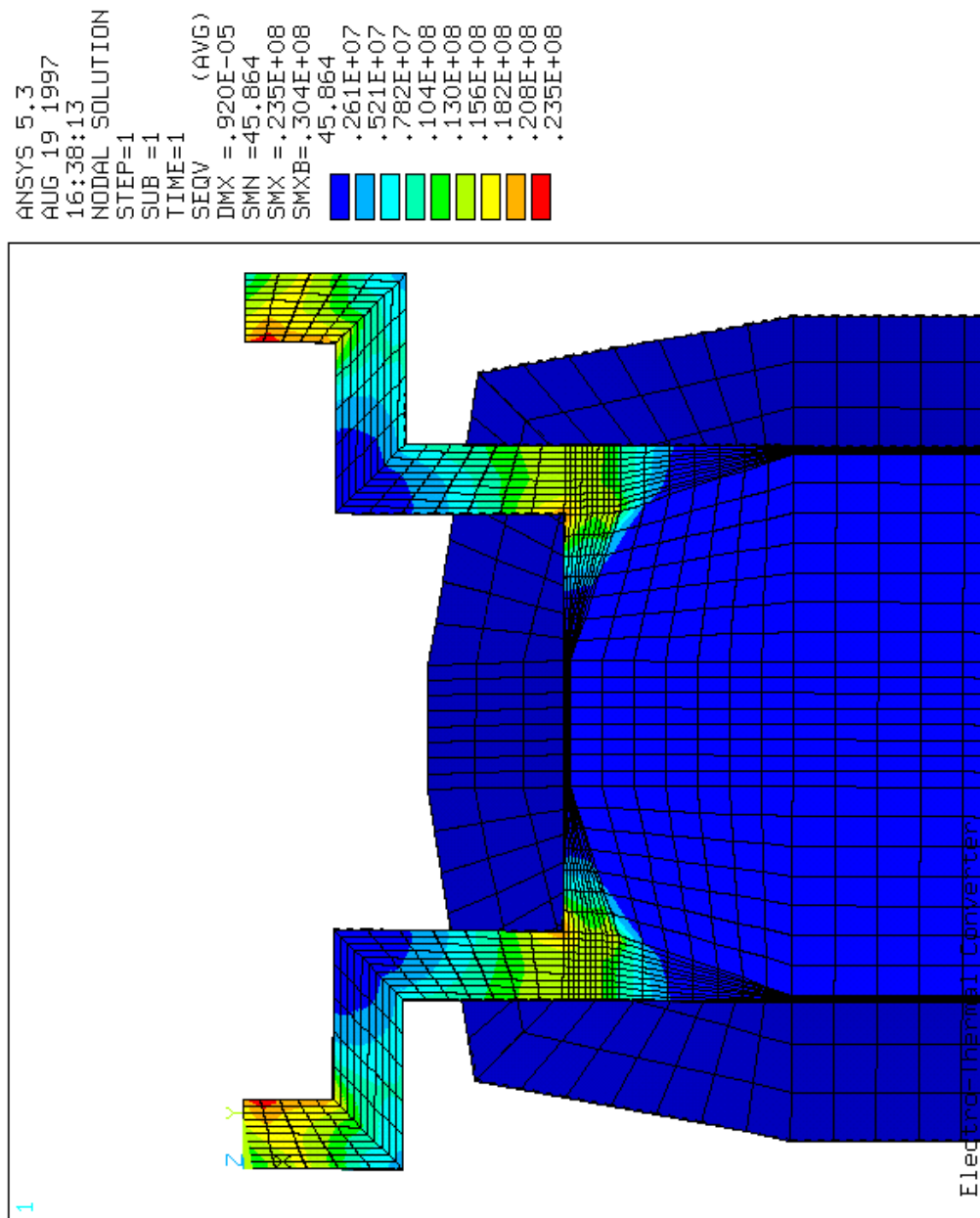


Figure C.7: Critère de Von Mises sur les bras lors d'une accélération de 10 g en Z.

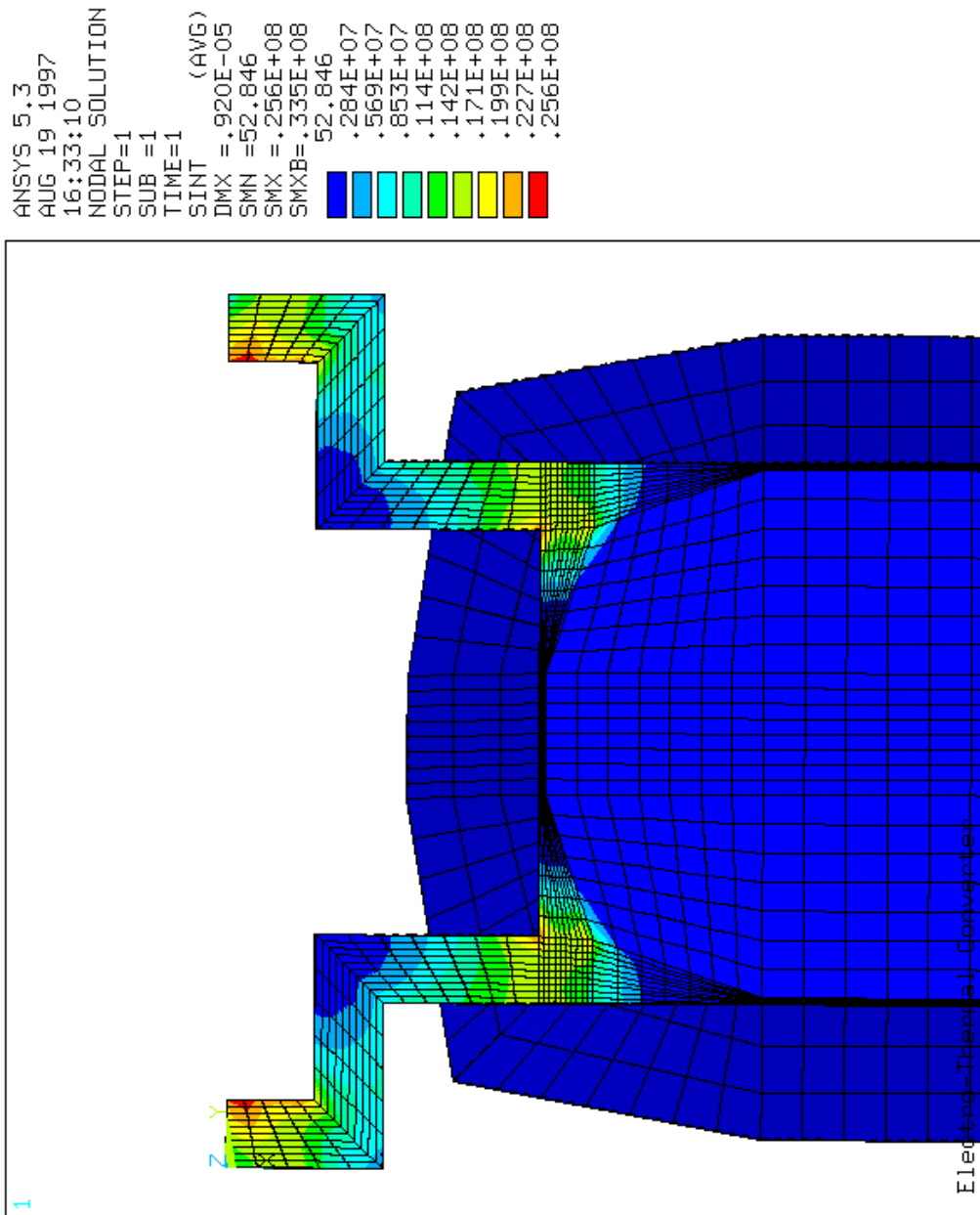


Figure C.8: Intensité sur les bras lors d'une accélération de 10 g en Z.

W (μm)	lm	wm	τ (s)	f1 (Hz)	f2	f3	f4	σ_x (Pa)	σ_y (Pa)	m (μkg)	Int (Pa)	Von (Pa)	G_{max}
80	110	800	162.9	491	719	968	21221	21.7M	12.2M	0.764	26M	24.4M	25.3
80	1000	750	138.5	529	766	1045	23302	18.6M	10.5M	0.657	22.4M	21M	29.5
80	900	750	126.5	557	809	1093	24139	16.8M	9.47M	0.594	20.2M	19M	32.7
80	800	750	114	590	860	1148	24974	15M	8.46M	0.531	18.1M	16.9M	36.6
80	730	730	101.5	623	908	1205	26587	13.4M	7.55M	0.474	16.1M	15.1M	41
100	1150	820	146	538	774	1043	28114	18.5M	12.3M	0.814	22.6M	21.3M	29.4
100	1050	800	130.9	562	809	1096	28616	17.2M	11.3M	0.747	20.7M	19.5M	31.9
100	950	750	114.1	606	862	1170	30825	14.8M	9.72M	0.642	17.8M	16.8M	37.2
100	850	650	89.4	681	936	1312	36210	11.7M	7.71M	0.509	14.1M	13.3M	47
100	700	650	74.7	746	1032	1409	38964	9.74M	6.43M	0.424	11.8M	11.1M	56.4
120	1300	1000	166.3	522	769	986	28921	29.3M	19.4M	1.156	35M	30.3M	18.7
120	1300	900	142.7	545	787	1032	29854	26.7M	17.7M	1.055	31.9M	27.7M	20.6
120	1213	820	130.9	586	829	1109	33333	23.2M	15.3M	0.916	27.7M	24M	23.7
120	1050	800	113.8	632	891	1194	34631	19.9M	13.2M	0.788	23.8M	20.6M	27.6
120	900	800	99	677	955	1269	37733	17.4M	11.5M	0.688	20.8M	18M	31.6
120	800	600	70	804	1055	1500	48313	12.3M	8.14M	0.488	14.7M	12.8M	44.7

Tableau C.1: Résultats de simulations thermiques et mécaniques (à une accélération de 10g dans Z)

W	l _{poi}	W _{poi}	l _p	W _p
80	94	95	358	358
100	80	95	330	310
120	58	68	241	216

Tableau C.2: Cordonnées (μm) de la pointe sous l'oxyde.

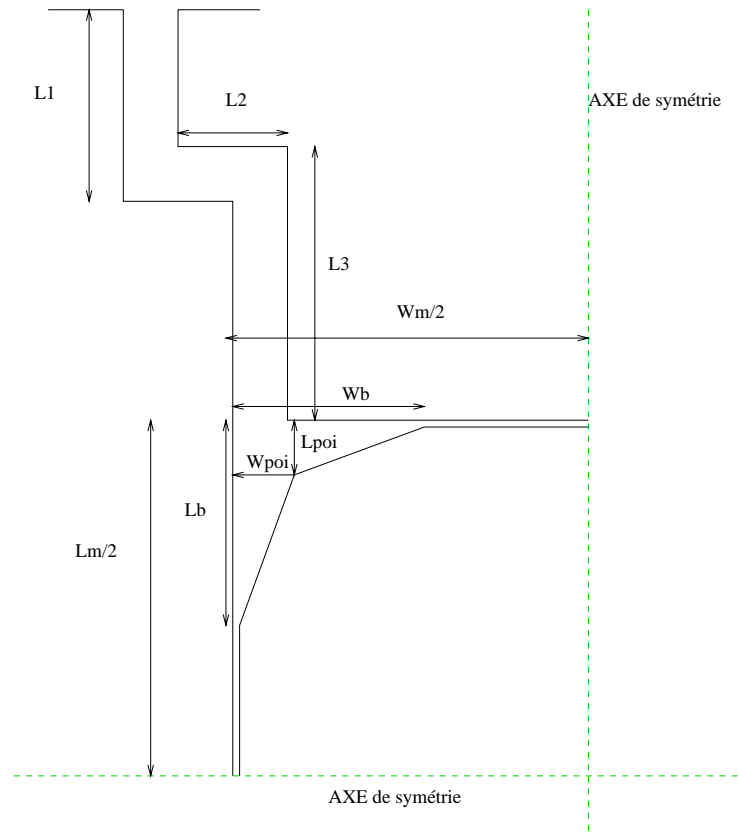


Figure C.9: Description des variables.

C.3 Analyse modale

Les premiers calculs de la première fréquence de résonance ont été obtenus numériquement. Le lecteur trouvera dans cette section le principe du calcul.

$$\omega = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

ω est la pulsation (rad/s), k est la constante de rappel de la structure et m est la masse de la structure. Pour simplifier les calculs on réduit le convertisseur à 4 ressorts branchés en parallèle et une masse (voir figure C.10). $K1$ est la constante de rappel des bras avec du polysilicium (thermocouples) et $K2$ la constante des bras en oxyde.

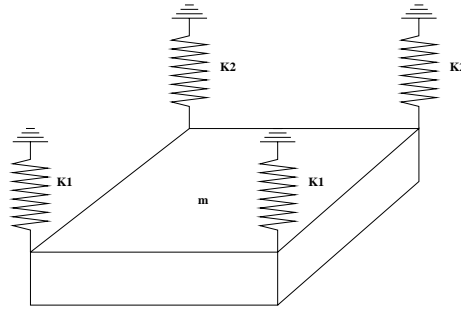


Figure C.10: structure équivalente du système.

C.3.1 Calcul de K

Les bras sont constitués de couches différentes, on calcule donc à partir d'un module d'Young de référence les largeurs des autres couches selon la formule $E_1 b_1 = E_2 b_2$. b_i est la largeur de la couche et E le module d'Young (voir figure C.11).

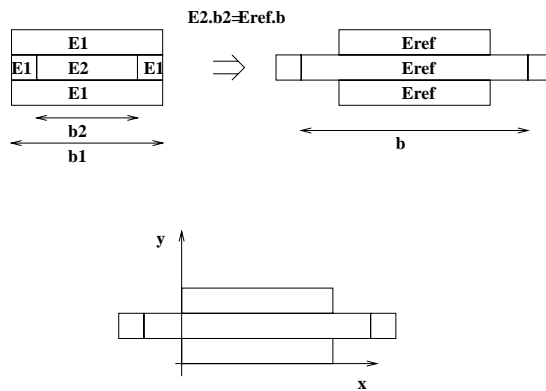


Figure C.11: Conversion des couches et définition du repère.

Une fois qu'on a effectué les modifications nécessaires on passe au calcul de k.

$$K = \frac{3EI}{l^3}$$

- avec, K = constante de rappel (N/m)
- E = module d'Young équivalent (Pa)
- I = moment d'inertie
- l = longueur du bras (m)

Pour avoir k il faut calculer le moment d'inertie I.

$$I = \int y^2 dS$$

La valeur globale de k est :

$$k = 2 * k1 + 2 * k2 = 38,8$$

on peut maintenant calculer f

$$f = \frac{\omega}{2\pi}$$

Appendice D

Mesure du coefficient de convection

Le coefficient de convection est mal connu. Il existe bien des formules pour le calculer mais rien ne garantit leur validité. Nous avons donc décidé de le mesurer au moyen d'un convertisseur électro-thermique en pont.

La mesure se fait en deux temps. La première opération consiste à mesurer le coefficient Seebeck du thermocouple utilisé puis dans un deuxième temps de mesurer la réponse du convertisseur dans le vide et à l'ambiante.

D.1 Coefficient Seebeck

Le convertisseur est constitué d'un pont en oxyde sur lequel sont couchées deux thermopiles en poly/métal. Chaque thermopile regarde une résistance qui est placée au centre du pont, on obtient ainsi une grande sensibilité (surtout si les thermopiles sont branchées en série). La valeur du coefficient Seebeck étant mal connu nous avons utilisé une caméra infra-rouge pour le mesurer. Le principe de la mesure est simple; on injecte une tension continue dans la résistance de chauffe, on mesure la réponse de la thermopile lorsque le régime est établi et on fait une image thermographique du pont (voir figure D.1). La différence de température entre le point chaud et le substrat est extraite de l'image infra-rouge puis mise dans la formule D.1. Le nombre de thermocouples (n) est connu, la tension (ΔV) a été mesurée ainsi que la différence de température (ΔT), on peut donc calculer α . Le coefficient Seebeck du thermocouple Poly/Métal en technologie ES2 ECPD10 est $\alpha = 148\mu V/K$.

$$\Delta V = N\alpha\Delta T \tag{D.1}$$

D.2 Mesure de la conductivité

La résistance thermique du composant (ou conductivité) est essentielle pour calculer le coefficient de convection, pour cela on doit s'affranchir des pertes par rayonnement et convection. Eliminer les pertes par rayonnement n'est pas très difficile car il suffit de travailler à faible puissance (le composant émet peu), par contre pour les pertes par convection on doit absolument travailler sous vide. Le composant a donc été placé dans un bati où règne un vide de 2.10^{-7} Torr.

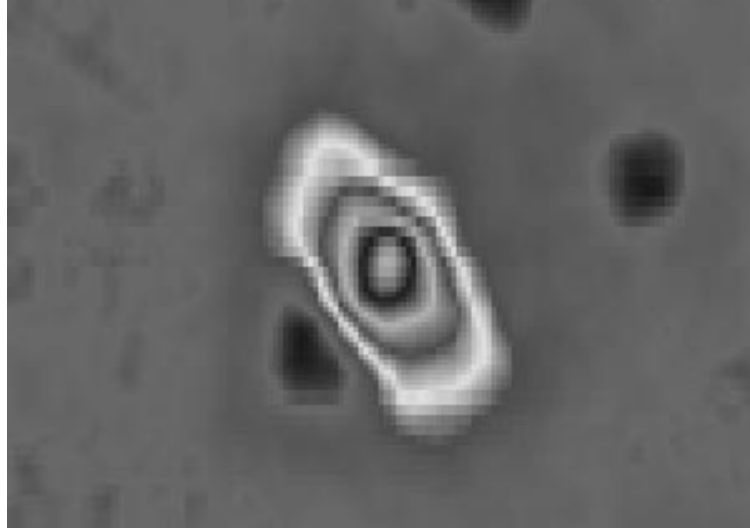


Figure D.1: Thermographie d'un pont.

Les opérations suivantes consistent à injecter une tension continue dans la résistance de chauffe et à mesurer la réponse statique du convertisseur. La puissance thermique injectée se calcule à partir de la valeur de résistance de chauffe et de la tension du signal d'entrée ($P = v^2/R_{signal}$), quand à la température au centre du pont on la calcule à partir de la tension de sortie de la thermopile. Avec ces deux données et la géométrie du convertisseur, la conductivité thermique (λ) du pont se calcule grâce à l'équation de Fourier (D.2).

La résolution de l'équation se fait de façon graphique ou par un algorithme de Newton.

$$\Delta T = \frac{\tanh(\beta l)}{\lambda d b \beta} N_T / 2 \quad (D.2)$$

avec

$$\beta = \sqrt{\frac{8\sigma\epsilon_0 T_{amb}^3}{\lambda d}} \quad (D.3)$$

- ΔT = Différence de température entre le centre du pont et le substrat (Kelvin),
- l = longueur d'une moitié de pont (m),
- λ = conductivité thermique globale du pont (W/mK),
- d = épaisseur du pont (m),
- b = largeur du pont (m),
- N_T = Puissance injectée dans le pont (W),
- σ = constant de Stefan,
- ϵ_0 = émissivité du pont,
- T_{amb} = Température ambiante (K),

La conductivité thermique du pont est de **12.3 W/mK**.

Cette valeur va permettre de calculer le coefficient de convection.

D.3 Mesure de la convection

Le calcul du coefficient de convection se fait de la même façon que le calcul de la conductivité, c'est à dire que l'on récupère les données (V_{in} et $V_{thermopile}$) de la mesure à l'ambiante et on les convertit ($V_{thermopile} \rightarrow \Delta T$ et $V_{in} \rightarrow N_T$) pour les intégrer à la formule de Fourier (D.2). La seule différence par rapport au calcul précédent est que la valeur de conductivité est maintenant connue. Le coefficient de convection (h_{conv}) est introduit dans le terme $\beta = \sqrt{\frac{8\sigma\epsilon_0 T_{amb}^3 + 2 * h_{conv}}{\lambda d}}$, qui représente les pertes thermiques. Là encore, la résolution de l'équation se fait graphiquement.

Le coefficient de convection mesuré est de $h_{conv} = 479W/m^2K$.

Appendice E

Mesures des coefficients de conduction de la technologie AMS

Les valeurs de conductivité thermique que l'on a trouvé dans des articles sont fausses, or ces valeurs sont vitales pour concevoir un convertisseur avec une grande constant de temps. Nous avons donc mesuré la conductivité pour les différentes technologies dont on dispose. Les valeurs de conductivités ont été mesurées de la même manière que dans l'annexe D, c'est à dire que l'on a dans un premier temps fait une image thermographique de la structure qui nous a permis de calculer le coefficient Seebeck de la technologie visée. Dans un deuxième temps on a repris le modèle de Fourier (D.2) et on a calculé la conductivité thermique de la structure. On a bien sur pris le soin avant d'introduire les dimensions exactes de la géométrie et la valeur du coefficient de convection. Les résultats pour les différentes technologies mesurées sont dans le tableau E.1.

Technologie	Conductivité (W/mK)	Coefficient Seebeck ($\mu V/K$)
AMS 0.6 Poly/Métal	40.8	248.7
AMS 0.6 Poly1/Poly2	31.12	6.06
AMS 0.8 Poly1/Poly2	41	66
AMS 0.8 Poly/Métal	-	180.4
ES2 ECPD10 Poly/Métal	12.3	150

Tableau E.1: Tableau regroupant les conductivité et coefficient Seebeck.

Les valeurs mesurées correspondent à la conductivité globale d'une poutre (voir figure E.1) avec 16 thermocouples et de largeur $175\mu m$. On ne peut réutiliser ces valeurs seulement si la structure que l'on dessine porte 16 thermocouples et a une largeur de $175\mu m$, par contre on peut calculer la valeur de conductivité des couches d'oxydes (LOCOS + oxyde inter-poly. + oxyde inter-métal + passivation). Cette information serait très utile car on pourrait l'utiliser dans le modèle FEM du convertisseur.

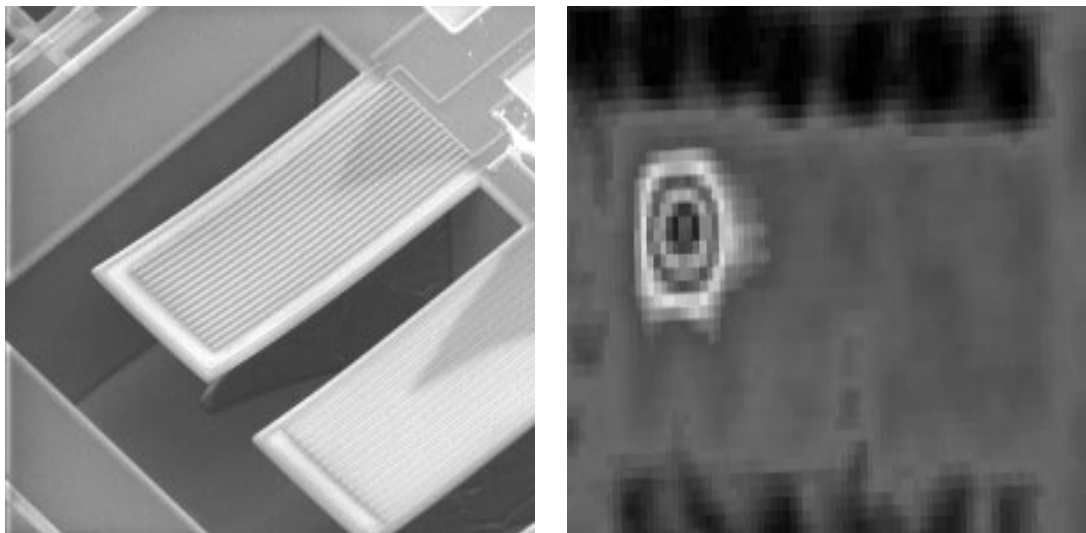


Figure E.1: a) Image MEB de la poutre de caractérisation. b) Image thermographique de la poutre lorsqu'elle est alimentée par une tension constante.

E.1 Calcul de la conductivité des oxydes

La conductivité des oxydes se calcule à partir de la conductivité globale de la poutre. En effet on peut écrire que:

$$\lambda.d = \sum \lambda_i d_i$$

avec $\lambda.d$ la conductivité globale de la poutre multipliée par son épaisseur, λ_i est la conductivité de la couche i , tandis que d_i est l'épaisseur de cette couche. Les résultats se trouvent dans le tableau E.2.

Remarque: La valeur du polysilicium a été prise comme référence car on l'a trouvée dans

Technologie	Oxyde (W/mK)	Métal (W/mK)	Polysilicium (W/mK)
AMS 0.6	29.3	263	28
AMS 0.8	41 (?)	237	28
AMS 1.2	6.5	237	28
ES2 ECPD10	3.41	237	29

Tableau E.2: Conductivité thermique des différentes couches.

plusieurs articles.

Les valeurs de conductivité thermique des oxydes sont très importantes et ne correspondent pas du tout aux valeurs publiées dans la littérature. Il existe deux explications; la première est que la méthode de calcul est fautive, mais dans ces conditions cela n'explique pas pourquoi lorsqu'on injecte ces valeurs dans le modèle FEM on trouve les mêmes résultats qu'à la mesure. La deuxième explication est que parmi les couches d'oxydes se trouve la passivation et des

couches de BPSG (Boro Phosphoro Silicat Glass). La passivation est en générale réalisée en Si₃N₄, or la conductivité thermique de ce matériau dépend beaucoup de la façon dont il est déposé ainsi que des impuretés introduites pour le rendre plus fluide. Les valeurs varient de 1.5W/mK à 30 W/mK, cela pourrait expliquer les valeurs trouvées dans le tableau E.2. Les couches d'oxyde intermédiaires (BPSG) sont elles aussi fortement dopées pour être plus fluide donc on aura forcément une variation de la conductivité.

Le doute sur ces valeurs peut être levé en effectuant des mesures sous vide, mais si les valeurs se confirment ces technologies (à part ES2) ne pourront être utilisées pour concevoir un convertisseur à grande constante de temps.

Appendice F

CIRCUITS MICROSYSTEMES FABRIQUES PAR AMS

F.1 Circuit MICKAMS4

Lot CMP : A97_07.

Procédé de fabrication : CAE (AMS CMOS DLM, DLP 1.2 μm).

Circuit conçu par : TIMA.

Taille : 2450 μm \times 1954 μm .

Surface : 4.8 mm².

Fonction : Structures de tests pour la caractérisation de la gravure et de la technologie AMS CAE.

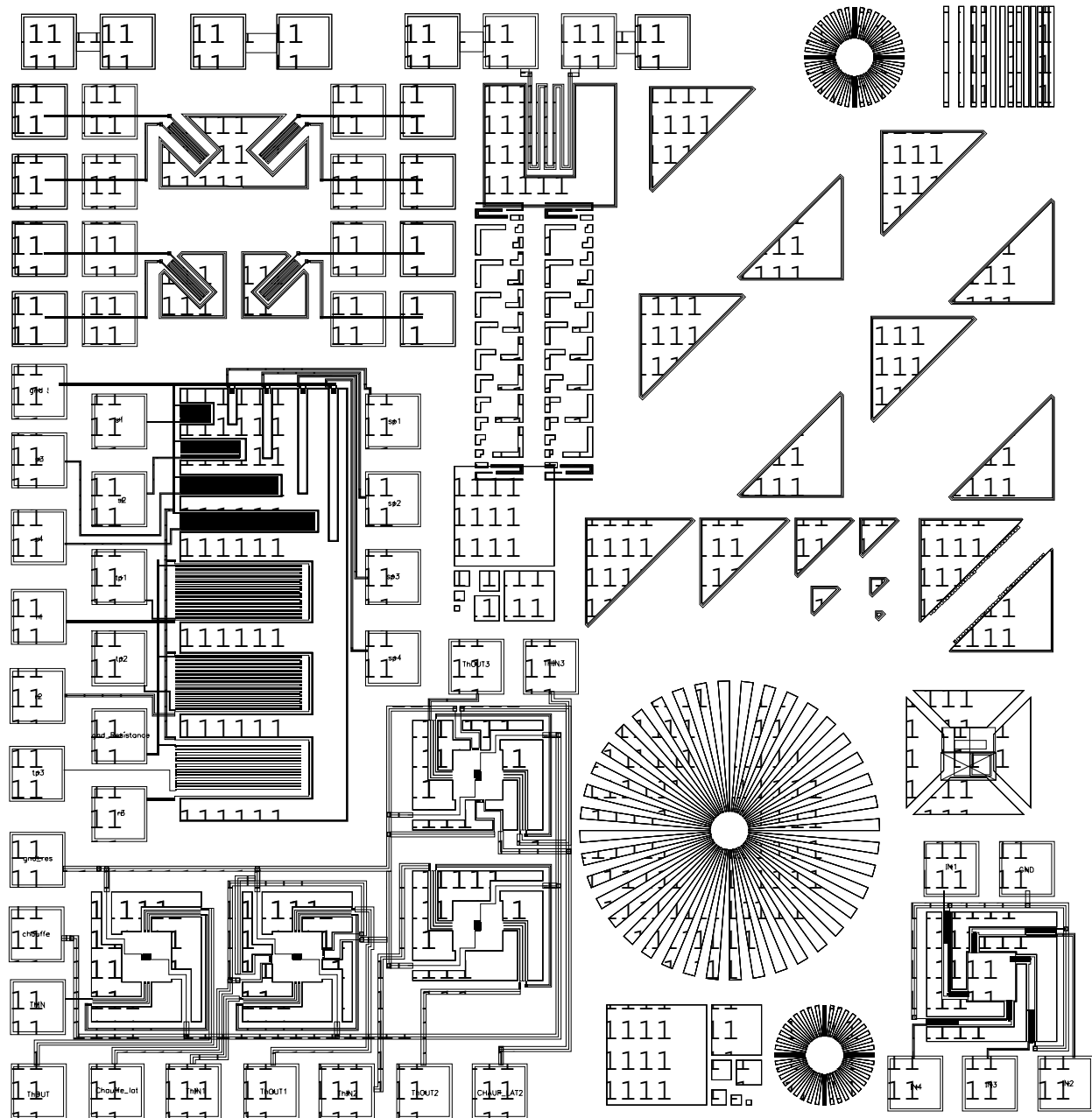


Figure F.1: Dessin des masques du circuit Mickams4.

F.2 Circuit MICKAMS5

Lot CMP : A94_17.

Procédé de fabrication : CYE (AMS CMOS DLM, DLP 0.8 μm).

Circuit conçu par : TIMA.

Taille : 2165 μm \times 2215 μm .

Surface : 4.8 mm^2 .

Fonction : Structures de tests pour caractériser la technologie CYE. Les structures de gauche servent à la caractérisation de la gravure, tandis que les structures de droite servent à caractériser thermiquement la technologie. La structure en bas à droite est utilisée pour mesurer la vitesse de gravure de l'aluminium.

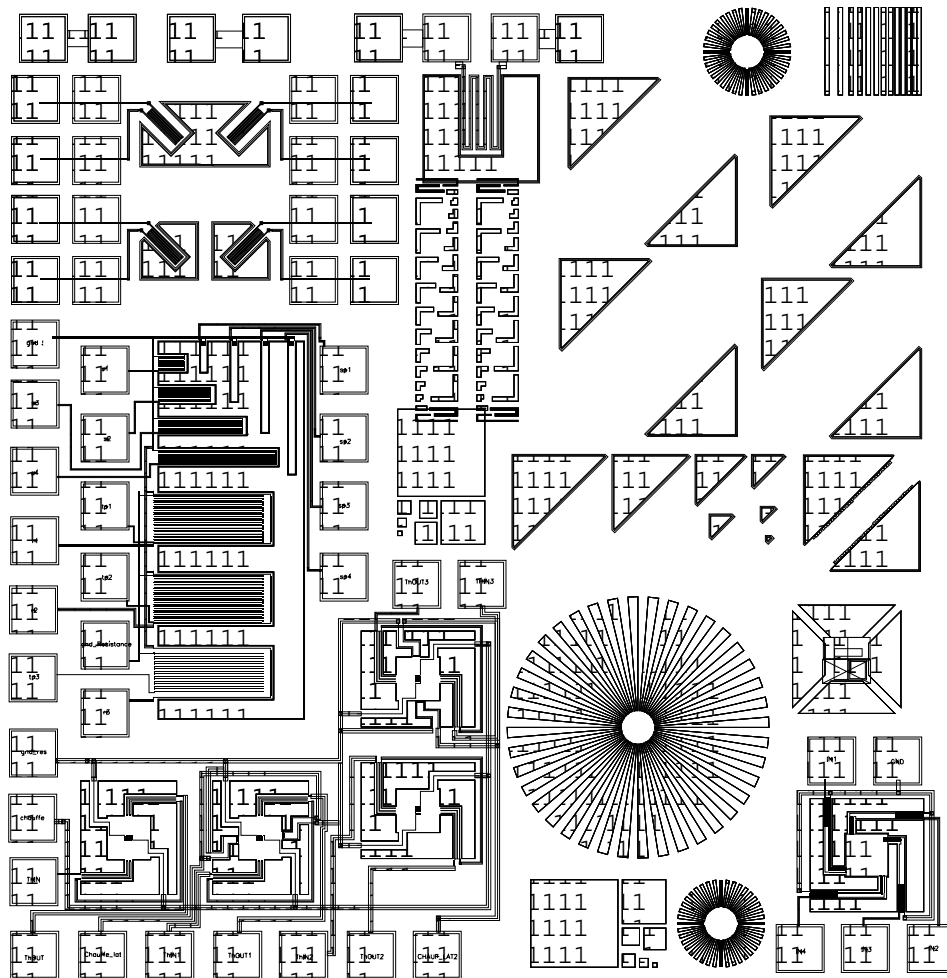


Figure F.2: Dessin des masques du circuit Mickams5.

F.3 Circuit MICKAMS6

Lot CMP : A98_08.

Procédé de fabrication : CYE (AMS CMOS DLM, DLP 0.8 μm).

Circuit conçu par : TIMA.

Taille : 1950 μm \times 2640 μm .

Surface : 5.1 mm^2 .

Fonction : Structure de test pour la caractérisation de la vitesse de gravure du plan (100). Tout autour de l'ouverture centrale se trouvent des convertisseurs électro-thermiques à barrières, des selfs suspendues des capteurs de flux de gas.

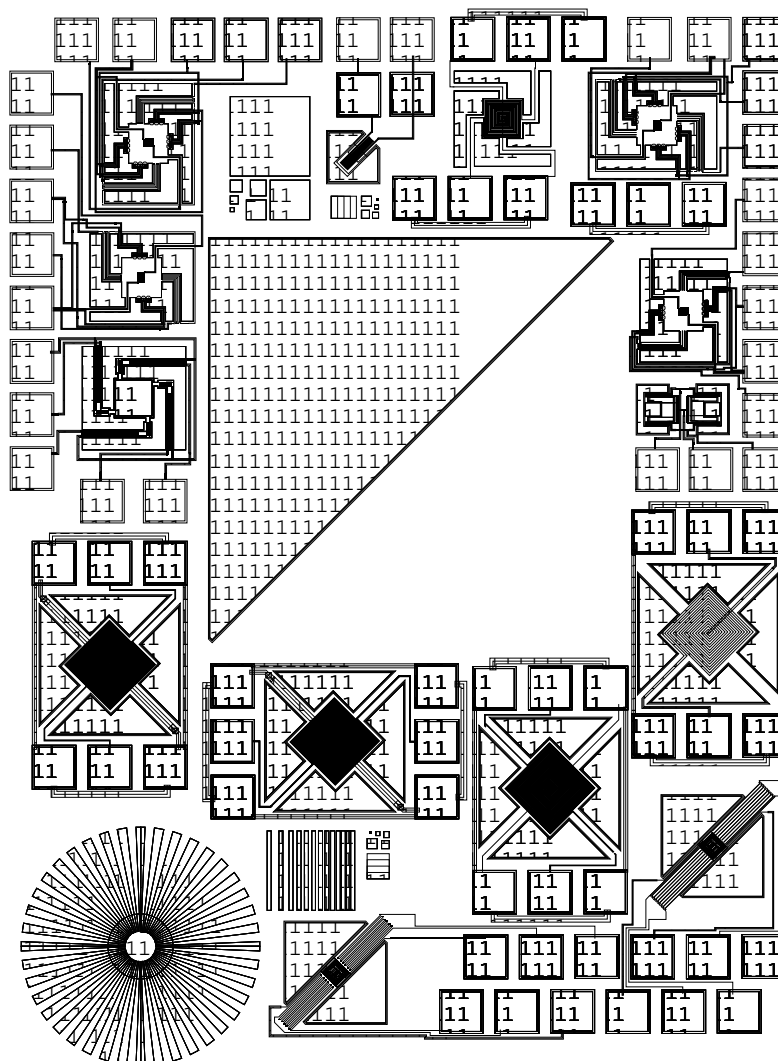


Figure F.3: Dessin des masques du circuit Mickams6.

F.4 Circuit MICKAMS7

Lot CMP : A98_09.

Procédé de fabrication : CUE (AMS CMOS DLM, DLP 0.6 μm).

Circuit conçu par : TIMA.

Taille : 2000 μm \times 3800 μm .

Surface : 7.6 mm^2 .

Fonction : Structures de tests pour caractériser la technologie CUE. Des capteurs magnétiques ont été intégrés dans le circuit (coté droit).

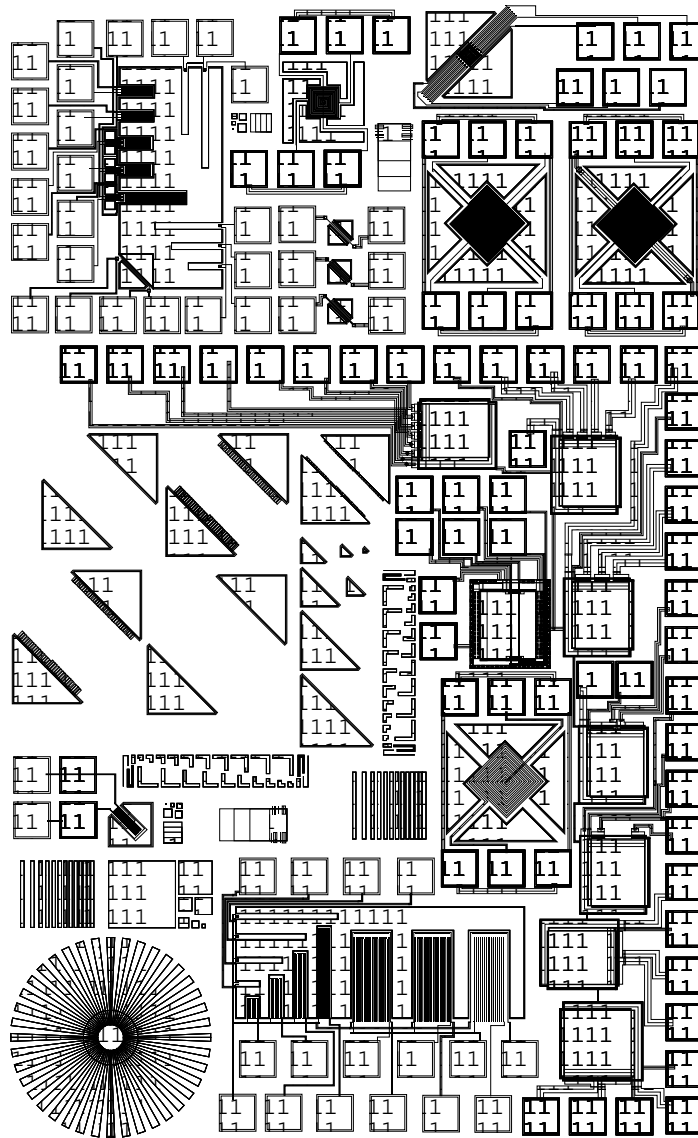


Figure F.4: Dessin des masques du circuit Mickams7.

F.5 Circuit MEMBRANE

Lots CMP : A99_03.

Procédé de fabrication : CYE (AMS CMOS DLM, DLP 0.8 μm).

Circuit conçu par : TIMA.

Taille : 1990 μm \times 1950 μm .

Surface : 3.9 mm^2 .

Fonction : Structures de test pour le micro-usinage en volume par la face arrière. Test effectué au niveau du wafer.

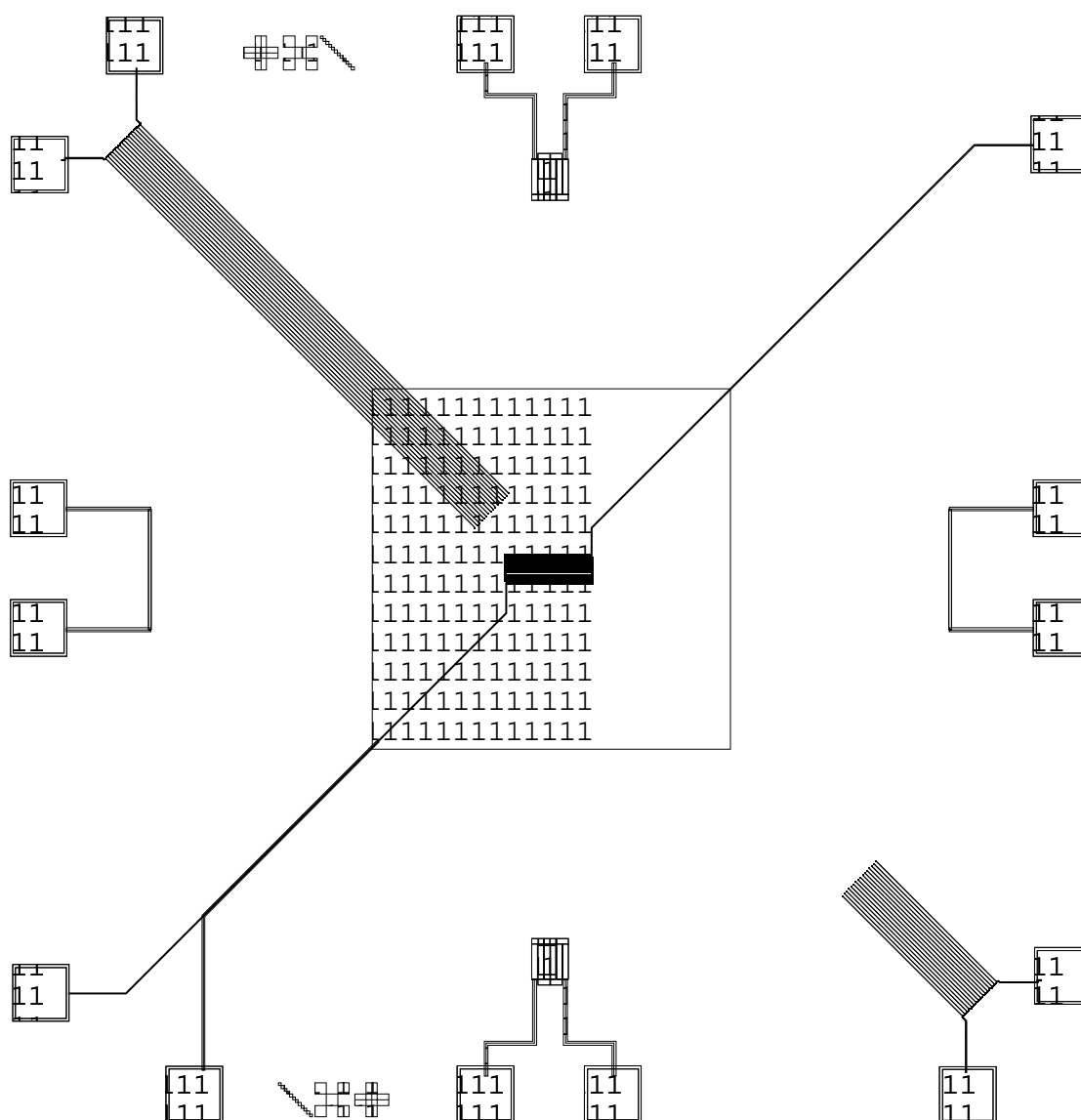


Figure F.5: Dessin des masques du circuit Membrane.