



**Titre:** Système d'acquisition de la pression transdiaphragmatique et de l'EMG[indice]D[indice]I  
**Title:** l'EMG[indice]D[indice]I

**Auteur:** Jérôme Dido  
**Author:**

**Date:** 2002

**Type:** Mémoire ou thèse / Dissertation or Thesis

**Référence:** Dido, J. (2002). Système d'acquisition de la pression transdiaphragmatique et de l'EMG[indice]D[indice]I [Mémoire de maîtrise, École Polytechnique de Montréal].  
**Citation:** PolyPublie. <https://publications.polymtl.ca/7241/>

 **Document en libre accès dans PolyPublie**  
Open Access document in PolyPublie

**URL de PolyPublie:** <https://publications.polymtl.ca/7241/>  
**PolyPublie URL:**

**Directeurs de recherche:** Mohamad Sawan, & François Bellemare  
**Advisors:**

**Programme:** Non spécifié  
**Program:**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

SYSTÈME D'ACQUISITION  
DE LA PRESSION TRANSDIAPHRAGMATIQUE  
ET DE L'EMG<sub>DI</sub>

JÉRÔME DIDO  
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE  
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION  
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES  
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)  
JANVIER 2002



National Library  
of Canada

Bibliothèque nationale  
du Canada

Acquisitions and  
Bibliographic Services

Acquisitiions et  
services bibliographiques

395 Wellington Street  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

395, rue Wellington  
Ottawa ON K1A 0N4  
Canada

*Your file    Votre référence*

*ISBN: 0-612-89195-X*

*Our file    Notre référence*

*ISBN: 0-612-89195-X*

The author has granted a non-exclusive licence allowing the National Library of Canada to reproduce, loan, distribute or sell copies of this thesis in microform, paper or electronic formats.

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque nationale du Canada de reproduire, prêter, distribuer ou vendre des copies de cette thèse sous la forme de microfiche/film, de reproduction sur papier ou sur format électronique.

The author retains ownership of the copyright in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur qui protège cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

---

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this dissertation.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de ce manuscrit.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the dissertation.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

**Canada**

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

SYSTÈME D'ACQUISITION  
DE LA PRESSION TRANSDIAPHRAGMATIQUE  
ET DE L'EMG<sub>DI</sub>

présenté par : DIDO Jérôme

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. SAVARIA Yvon, Ph.D., président

M. SAWAN Mohamad, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. BELLEMARE François, Ph.D., membre et codirecteur de recherche

M. SAVARD Pierre, Ph.D., membre



*À ma mère Marie-Josée  
et mes grands-parents Rolande et Maurice*

## REMERCIEMENTS

Je tiens à remercier chaleureusement mon directeur de recherche Mohamad Sawan et mon codirecteur François Bellemare pour m'avoir proposé cette étude à caractère pluridisciplinaire, aussi enrichissante que diversifiée. Leurs précieux conseils ainsi que leur aide technique, morale et financière, m'ont permis de mener à bien ma maîtrise.

Je souhaite également remercier les membres de l'équipe de recherche en neurotechnologies PolySTIM, ceux du Laboratoire d'intégration des senseurs et actuateurs (LISA), et ceux du PolyGRAMES, pour leurs avis éclairés et leur sympathie.

Mes projets n'auraient pu aboutir sans l'aide de Supélec, mon école d'origine, qui m'a permis de participer à cette formation double-diplômante.

Je n'oublierai pas non plus de remercier le groupe des étudiants en échange qui m'ont soutenu sans discontinuer, et ont su faire régner une ambiance motivante de saine camaraderie.

Enfin, je souhaite remercier la Société canadienne de microélectronique (SCM) qui a fabriqué mes différentes puces, ainsi que le Conseil de recherche en sciences et génie du Canada (CRSNG) pour son aide financière.

## RÉSUMÉ

La dysfonction du diaphragme, principal muscle respiratoire, peut conduire à l'insuffisance respiratoire et à la mort. L'électromyogramme du diaphragme ( $EMG_{di}$ ) et la pression transdiaphragmatique ( $P_{di}$ ) sont deux outils qui peuvent être utilisés pour diagnostiquer un mauvais fonctionnement de ce muscle. Le premier signal reflète la commande nerveuse provoquant l'inspiration, tandis que le deuxième mesure la réponse du diaphragme à cette commande. Leur connaissance conjointe permet ainsi de différencier les pathologies d'origine nerveuse des pathologies d'origine musculaire.

À l'heure actuelle, ce type d'enregistrement est essentiellement pratiqué à des fins de recherche. L'acquisition de ces deux signaux s'effectue grâce à des dispositifs indépendants. Pour l' $EMG_{di}$ , on insère un cathéter dans l'œsophage au niveau de son intersection avec le diaphragme. Le cathéter renferme des électrodes formées de multiples anneaux coaxiaux régulièrement espacés qui sont chargés d'acquérir les potentiels électriques émis par les fibres musculaires diaphragmatiques, reflets de la commande de contraction envoyée par le système nerveux central. Malheureusement, ces électrodes ne captent pas uniquement l' $EMG_{di}$  mais également les potentiels cardiaques. En outre, elles seraient sensibles aux mouvements du diaphragme et aux variations du volume pulmonaire.

Pour mesurer la  $P_{di}$ , on dispose deux ballons de latex dans l'œsophage, l'un au-dessus du sphincter gastro-œsophagien, l'autre au niveau de l'estomac. Ces ballons sont couplés à des capteurs de pression externes qui permettent la lecture du résultat. Outre l'inconfort suscité par l'emploi de ces ballons, la méthode n'est pas optimale puisqu'elle offre une mauvaise réponse en fréquence.

Face à ces imperfections, le présent projet propose une nouvelle approche pour améliorer les performances des systèmes d'acquisition en jouant sur trois aspects. Tout d'abord, en proposant un nouveau type d'électrode œsophagienne moins sensible aux

artefacts cardiaques, aux mouvements du diaphragme lui-même et aux variations du volume pulmonaire. Ensuite, en regroupant les dispositifs d'acquisition de l'EMG<sub>di</sub> et de la P<sub>di</sub> en un seul, plus maniable. Enfin, en remplaçant les ballons par des capteurs de pression miniaturisés, dans le but de réduire l'inconfort et augmenter la précision.

Pour ce faire, les performances de deux nouveaux types d'électrodes œsophagiennes (l'une formée de deux tiges, l'autre de deux hélices assemblées de façon similaire à la molécule d'ADN) ont été comparées par simulation électrostatique à celles d'électrodes standards à anneaux. La comparaison s'est axée sur deux points fondamentaux : l'étude de la portée des électrodes, et celle de l'influence des mouvements verticaux du diaphragme sur les résultats. Parallèlement à cela, une puce électronique a été conçue pour permettre l'acquisition quasi-simultanée de l'EMG<sub>di</sub> et de la P<sub>di</sub>, leur conversion en valeurs numériques et leur transmission vers un dispositif extérieur. La puce intègre un capteur de pression piézorésistif.

Il ressort de cette étude qu'une géométrie d'électrode œsophagienne en double-hélice s'avère prometteuse quant à la réduction de la contamination cardiaque et de celle causée par les muscles voisins du diaphragme. Toutefois, les paramètres constitutifs de l'électrode, comme son pas ou son nombre de tours, devraient plutôt être déterminés grâce à des expériences *in vivo*, car la modélisation précise de la cage thoracique est une tâche excessivement ardue dans la mesure où il faudrait tenir compte des caractéristiques des différents organes qu'elle renferme. La méconnaissance de la disposition exacte des fibres diaphragmatiques au niveau du sphincter gastro-œsophagien contribue également à augmenter la difficulté d'une telle modélisation.

Les puces réalisées sont fonctionnelles, mais les capteurs de pression n'ont pas été finalisés dans le cadre de ce projet.

## ABSTRACT

Electromyographic activity of the diaphragm ( $EMG_{di}$ ) and transdiaphragmatic pressure ( $P_{di}$ ) are two useful tools for respiratory system diseases diagnosis.  $EMG_{di}$  reflects the signals conveyed by the central nervous system to initiate diaphragmatic contractions, whose intensity can be determined through the measure of  $P_{di}$ . The two signals enable to efficiently distinguish nervous diseases from muscular ones.

As far as we know, acquisition of  $EMG_{di}$  and  $P_{di}$  is restricted to research activities and is rarely performed in a clinical context. Recording of these signals requires two different systems. For  $EMG_{di}$  measurement, an electrode composed of several coaxial rings, which is inserted in a catheter, can be placed near the gastro-esophageal sphincter, through the esophagus. Each ring receives electrical potential caused by the propagation of action potentials in the diaphragmatic muscle fibers, initiated themselves by the central nervous system commands. Unfortunately, not only does this type of electrode acquire  $EMG_{di}$ , but also EMGs created by the heart (ECG). Furthermore, it is said to be altered by movements of the diaphragm and lung volume changes.

Gastric and esophageal pressures are measured with balloon-catheter systems positioned in the esophagus respectively in the stomach and in the esophagus. External pressure sensors are required to read the pressures from which  $P_{di}$  is obtained by subtraction. This method is not adequate since the use of balloons can be troublesome for patients. Moreover, balloons offer poor frequency response.

Thus, this master thesis aims at proposing new approaches to improve the performances of the existing systems with respect to three aspects. First, we propose a new type of esophageal electrode, less influenced by cardiac artifacts and those created by movements of the diaphragm or lung volume changes. Secondly, our system is able to treat simultaneously both  $EMG_{di}$  and  $P_{di}$ . Eventually, it contains micro-electro-

mechanical pressure sensors to acquire  $P_{di}$ , which constitutes a significant improvement compared to balloons-based systems regarding discomfort and frequency response.

To achieve these goals, we studied the efficiency of two new types of electrodes – one composed of two cylindrical shafts, the other of a double helix such as DNA – by electrical simulations, in comparison with already existing structures. We focused on characterizing the horizontal distance and vertical positioning influences on the results. We also designed a chip whose functions are to acquire, convert into digital data and transfer both  $EMG_{di}$  and  $P_{di}$  signals. Pressure sensing is performed by a dedicated piezoresistive structure integrated on-chip.

We believe that double helix structures could be far more efficient than traditional ring electrodes as far as cardiac artifacts reduction is concerned. However, real geometrical characteristics should rather be determined by *in vivo* experiments, insofar as true thorax modeling is highly difficult to perform with sufficient accuracy – we should consider the electrical properties of each organ contained in the thorax -, and exact positioning of diaphragmatic fibers near the gastro-esophageal sphincter is unknown.

The chips we designed are nearly fully functional, but pressure sensor fabrication could not be performed during this project.

## TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE .....	iv
REMERCIEMENTS .....	v
RÉSUMÉ .....	vi
ABSTRACT .....	viii
TABLE DES MATIÈRES.....	x
LISTE DES TABLEAUX.....	xv
LISTE DES FIGURES .....	xvi
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS .....	xix
LISTE DES ANNEXES .....	xxi
INTRODUCTION.....	1
MOTIVATIONS.....	1
Intérêts de la pression transdiaphragmatique et de l'électromyogramme du diaphragme .....	1
Nature et inconvénients des méthodes d'acquisition actuelles .....	2
<i>Pression transdiaphragmatique</i> .....	2
<i>Électromyogramme du diaphragme</i> .....	3
<i>Inconvénients des méthodes de mesure actuelles</i> .....	4
OBJECTIFS.....	4
ORGANISATION DU MÉMOIRE.....	5
CHAPITRE 1 – ÉTUDE COMPARATIVE DES ÉLECTRODES ŒSOPHAGIENNES.....	7
1.1 PROBLÉMATIQUE.....	7
1.1.1 Objectifs .....	7
1.1.2 Potentiels d'action .....	9
1.1.3 Organisation des fibres et EMG <sub>di</sub> .....	10

1.1.4	Propagation des potentiels d'action dans le thorax .....	12
1.2	MÉTHODES DE RÉOLUTION DU PROBLÈME .....	13
1.2.1	Énoncé de l'équation de Laplace .....	13
1.2.2	Méthodes de résolution de l'équation de Laplace .....	14
1.2.2.1	<i>Solution analytique</i> .....	14
1.2.2.2	<i>Différences finies</i> .....	14
1.2.2.3	<i>Éléments finis</i> .....	17
1.3	OUTILS DE RÉOLUTION .....	19
1.3.1	Simulateur FDTD .....	19
1.3.2	Programme de simulation par différences finies .....	19
1.3.3	Simulateur par éléments finis .....	20
1.4	MODÈLE ÉTUDIÉ .....	21
1.4.1	Démarche .....	21
1.4.2	Résolution électrostatique .....	21
1.4.2.1	<i>Modèle</i> .....	21
1.4.2.2	<i>Limitations du modèle choisi</i> .....	22
1.4.2.3	<i>Dessin des électrodes</i> .....	23
CHAPITRE 2 – CONCEPTION DES CELLULES SENSIBLES À LA PRESSION .....		26
2.1	ASPECTS ARCHITECTURAUX .....	26
2.1.1	Approches hybride et monolithique .....	26
2.1.2	Organisation globale du système .....	27
2.2	CHOIX DU TYPE DE CELLULE SENSIBLE .....	27
2.2.1	Types de cellules usuelles .....	27
2.2.2	Procédés usuels de fabrication de la membrane .....	29
2.2.3	Technologie disponible et contraintes en découplant .....	31
2.2.4	Structure de la cellule .....	37
2.3	ÉTUDE COMPORTEMENTALE DU CAPTEUR PIÉZORÉSISTIF .....	40



2.3.1 L'effet piézorésistif .....	40
2.3.2 Application au capteur de pression.....	41
2.3.3 Dessin de masques de la cellule réalisée.....	43
<b>CHAPITRE 3 – CIRCUIT DE TRAITEMENT ET D'ENVOI DES DONNÉES ....</b>	<b>45</b>
3.1 CAHIER DES CHARGES.....	45
3.1.1 Rôle du circuit .....	45
3.1.2 Caractéristiques des signaux à mesurer .....	46
3.1.3 Contraintes d'ordre matériel.....	47
3.2 FONCTIONNEMENT GLOBAL DU SYSTÈME .....	47
3.2.1 Entités nécessaires au fonctionnement .....	47
3.2.2 Aspects architecturaux .....	49
3.2.3 Organisation globale.....	50
3.2.4 Protocole de communication avec l'extérieur .....	51
3.2.5 Aspects temporels.....	54
3.3 CONCEPTION DES PARTIES ANALOGIQUES .....	56
3.3.1 Module de sélection d'entrée ( $G$ seulement) .....	56
3.3.2 Module d'horloge .....	56
3.3.3 Module d'amplification .....	56
3.3.4 Convertisseur analogique – numérique.....	59
3.4 CONCEPTION DES PARTIES NUMÉRIQUES.....	63
3.4.1 Commande du convertisseur analogique – numérique.....	63
3.4.2 Registre de stockage et de sérialisation .....	64
3.4.3 Module de mise en forme (puce $\mathcal{E}$ seulement).....	64
3.4.4 Séquenceurs généraux de $\mathcal{E}$ et $G$ .....	64
3.5 DESSINS DE MASQUES .....	67
3.5.1 Outils et méthodes employés.....	67
3.5.2 Organisation globale des puces .....	67
3.5.3 Techniques d'augmentation de la précision des parties analogiques ..	68

3.5.4 Plots d'interconnexion .....	69
3.5.4.1 Alimentations .....	70
3.5.4.2 Entrées et sorties de tests, modes de test .....	71
CHAPITRE 4 – TESTS ET RÉSULTATS .....	72
4.1 ÉLECTRODES ŒSOPHAGIENNES .....	72
4.1.1 Électrodes réellement simulées .....	72
4.1.2 Effets du déplacement horizontal de la source .....	72
4.2 PUCES PROTOTYPES .....	75
4.2.1 Présentation et caractéristiques des puces à l'issue de la fabrication .....	75
4.2.2 Équipement de test utilisé .....	76
4.2.2.1 Plaquette d'interconnexion des puces .....	76
4.2.2.2 Appareils de mesure .....	76
4.2.3 Protocole de tests .....	77
4.2.4 Résultats .....	78
4.2.4.1 Compteur du séquenceur, séquenceur, registre à décalage, encodeur Manchester .....	78
4.2.4.2 Horloge de Œ .....	80
4.2.4.3 Fonctionnement du convertisseur à approximations successives .....	82
4.2.4.4 Fonctionnement des cellules de pression non gravées .....	82
4.3 CELLULES DE PRESSION .....	83
4.3.1 Protection du circuit en vue de la gravure .....	83
4.3.2 Définition des zones de gravure arrière .....	85
4.3.3 Gravure du silicium .....	87
4.3.4 Libération des plots .....	88
4.3.5 Fermeture hermétique des cavités .....	88
4.4 SYNTHÈSE ET CONCLUSION .....	90

4.4.1 Électrodes œsophagiennes .....	90
4.4.2 Pucés prototypes .....	91
4.4.3 Gravure des membranes.....	91
CHAPITRE 5 – CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS .....	92
RÉFÉRENCES .....	94
ANNEXES .....	103

## LISTE DES TABLEAUX

Tableau 2.1	Principales étapes du procédé Mitel15 (d'après (CMC, 1995, p18-19))	36
Tableau 2.2	Structures possibles pour la cellule avec la technologie Mitel15 .....	38
Tableau 3.1	Forme de la trame d'information émise .....	53
Tableau 3.2	Signaux synthétisés par les séquenceurs généraux .....	66
Tableau D.1	Rôle des entrées / sorties .....	124
Tableau D.2	Correspondance entre signaux et numéros de pattes .....	132

## LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Représentation à l'échelle des trois types d'électrodes.....	9
Figure 1.2	Propagation des potentiels d'action dans une fibre musculaire.....	11
Figure 1.3	Entremêlage des fibres et asynchronisme des trains de potentiels .....	11
Figure 1.4	Maillage régulier de l'espace .....	15
Figure 1.5	Organigramme du fonctionnement de la méthode des différences finies.....	16
Figure 1.6	Exemples de triangulation.....	17
Figure 1.7	Modèle dans le cas de l'électrode à anneaux .....	22
Figure 1.8	Étapes de la construction d'une branche de l'hélice.....	25
Figure 2.1	Organisation globale du système (électrodes non représentées) .....	28
Figure 2.2	Méthode de dissolution de substrat.....	32
Figure 2.3	Méthode de micro-usinage du substrat .....	33
Figure 2.4	Méthode de micro-usinage de surface .....	34
Figure 2.5	Structures possibles pour la cellule avec la technologie Mitel15 .....	37
Figure 2.6	Disposition des zones résistives .....	42
Figure 2.7	Connexion en pont de Wheatstone .....	42
Figure 2.8	Dessin de masques de la membrane et des zones résistives.....	44
Figure 2.9	Coupe de la membrane suivant un plan médian.....	44
Figure 3.1	Structure schématique du cathéter.....	51
Figure 3.2	Organisation globale .....	52
Figure 3.3	Enchaînement temporel des opérations.....	55
Figure 3.4	Schéma de principe du bloc d'amplification.....	57
Figure 3.5	Réalisation du bloc d'amplification.....	58
Figure 3.6	Schéma de la partie analogique du CAS.....	62
Figure 3.7	Diagramme temporel de la puce œsophagienne.....	65
Figure 3.8	Diagramme temporel de la puce gastrique.....	65

Figure 3.9	Application de la méthode du centroïde pour une paire de résistances (d'après (Johns et Martin, 1997, p114)).....	69
Figure 3.10	Connexions en fonctionnement réel .....	71
Figure 4.1	Nouvelles dimensions des électrodes.....	73
Figure 4.2	Effet du déplacement horizontal de la source .....	74
Figure 4.3	Effet du déplacement horizontal de la source, par rapport à la référence.....	74
Figure 4.4	Puce dans son boîtier 84PGA.....	75
Figure 4.5	Un quart de gaufre .....	76
Figure 4.6	Quelques-uns des signaux observés en sortie du séquenceur des puces $\mathcal{CE}$ et $G$ .....	79
Figure 4.7	Horloge fonctionnelle (a) et non fonctionnelle (b) .....	80
Figure 4.8	Erreur causant les dysfonctionnements de l'horloge .....	81
Figure 4.9	Simulation des signaux d'horloge produits par les puces $\mathcal{CE}$ .....	81
Figure 4.10	Courbe de linéarité du convertisseur .....	82
Figure 4.11	Vue en coupe des gaufres à la réception .....	84
Figure 4.12	Première étape : protection de l'avant .....	85
Figure 4.13	Masque de définition des zones de gravure arrière .....	86
Figure 4.14	Deuxième étape : définition des zones de gravure arrière .....	87
Figure 4.15	Troisième étape : gravure anisotrope de l'arrière.....	88
Figure 4.16	Masque avant pour la libération des plots.....	89
Figure 4.17	Quatrième étape : libération des plots.....	90
Figure C.1	Schéma du CAN simple rampe .....	119
Figure C.2	Chronogramme théorique.....	120
Figure C.3	Réalisation du compteur 4 bits .....	120
Figure C.4	Une bascule T .....	121
Figure C.5	Structure à résistances rapprochées .....	121
Figure C.6	Structure à résistances éloignées .....	121
Figure C.7	Photographie de la puce réalisée .....	122
Figure D.1	Entrées / sorties des deux puces .....	123

Figure D.2	Dessin de masques de la puce œsophagienne .....	126
Figure D.3	Dessin de masques de la puce gastrique .....	127
Figure D.4	Schéma du bloc d'horloge.....	128
Figure D.5	Dessin de masques de l'horloge .....	128
Figure D.6	Amplificateur opérationnel utilisé dans le module d'amplification .....	128
Figure D.7	Dessin de masques du bloc d'amplification .....	129
Figure D.8	Matrice de condensateurs pour la partie analogique du CAS .....	130
Figure D.9	Élément du registre de sérialisation .....	130
Figure D.10	Schéma du module de mise en forme .....	131
Figure D.11	Connexion des pattes (vue de dessous), patte d'orientation en noir .....	131
Figure D.12	Parties analogique et mécanique de la puce .....	133
Figure E.1	Test du compteur du séquenceur .....	134
Figure E.2	Test du séquenceur.....	135
Figure E.3	Décodeur Manchester .....	136
Figure E.4	Test du convertisseur à approximations successives .....	137

## LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

#	Numéro
ADN	Acide désoxyribonucléique
AO	Amplificateur opérationnel
CAN	Convertisseur analogique-numérique
CAS	Convertisseur à approximations successives
CMC	Canadian Microelectronics Corporation (voir Société canadienne de microélectronique)
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
CMRR	Taux de rejet du mode commun (Common Mode Rejection Ratio)
CRC	Vérification de redondance cyclique (Cyclic Redundancy Check)
d.d.p.	Différence de potentiel
<i>E</i>	Module d'Young
ECG	Électrocardiogramme
EDP	Éthylène diamine pyrocatechol
EMG	Électromyogramme
EMG <sub>di</sub>	Électromyogramme du diaphragme
FDTD	Finite Difference Time Domain
<i>G</i>	Puce gastrique
LPCVD	Dépôt chimique en phase vapeur sous basse pression (Low Pressure Chemical Vapor Deposition)
MEMS	Système microélectromécanique (MicroElectroMechanical System)
Mitel15	Technologie à 1,5 microns de la société Mitel
MUAP	Potentiel d'action observable créé par une unité motrice (Motor Unit Action Potential)
MUAPT	Train de MUAPs (Motor Unit Action Potential Train)
mmHg	Millimètres de mercure



Mo	Méga octets
$\mathcal{E}$	Puce œsophagienne
$P_{di}$	Pression transdiaphragmatique
PGA	Pin Grid Array
$P_{ga}$	Pression gastrique
$P_{œ}$	Pression œsophagienne
poly1	Poly-silicium de niveau 1
poly2	Poly-silicium de niveau 2
PSRR	Taux de rejet des alimentations (Power Supply Rejection Ratio)
RIE	Gravure par ions réactifs (Reactive Ion Etching)
RMS (valeur)	Valeur efficace (Root Mean Square)
SCM	Société canadienne de microélectronique (voir Canadian Microelectronics Corporation)
Si	Silicium
$T_H$	Période d'horloge
TTL	Transistor-Transistor Logic
TMAH	Hydroxyde de tetraméthyl ammonium
VHDL	Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language
$\nu$	Coefficient de Poisson

## LISTE DES ANNEXES

ANNEXE A	PROGRAMMES DE MODÉLISATION DES ÉLECTRODES ....	103
ANNEXE B	DÉFORMATION D'UNE PLAQUE CARRÉE .....	110
ANNEXE C	PUCE PRÉLIMINAIRE POUR L'ÉTUDE DE LA MEMBRANE..	117
ANNEXE D	SCHÉMAS ET DESSINS DE MASQUES DES PUCES.....	123
ANNEXE E	SCHÉMAS DE CABLAGES UTILISÉS LORS DES TESTS.....	134

## INTRODUCTION

### MOTIVATIONS

#### Intérêts de la pression transdiaphragmatique et de l'électromyogramme du diaphragme

L'insuffisance respiratoire aiguë résulte de l'incapacité des muscles respiratoires à générer suffisamment de pression pour produire des variations du volume pulmonaire et un débit suffisants. Cette incapacité peut provenir entre autres d'une fatigue des muscles respiratoires ou d'une activité inadéquate des centres nerveux associés. Il serait très utile de pouvoir évaluer directement en clinique la pression développée, ainsi que l'activité électrique des centres respiratoires. En effet, la mesure des pressions œsophagienne et gastrique, ainsi que leur différence (pression transdiaphragmatique, notée par la suite  $P_{di}$ ) permet d'évaluer en temps réel la contraction des muscles thoraciques, diaphragmatique et abdominaux, tandis que la mesure de l'activité électrique des muscles respiratoires (« électromyogramme » ou EMG) représente le mieux l'activité des centres nerveux associés indépendamment des propriétés mécaniques du système respiratoire et des muscles eux-mêmes. En particulier, l'EMG du diaphragme ( $EMG_{di}$ ) est très utile dans la mesure où le diaphragme est le principal muscle respiratoire chez l'homme et qu'il a un rôle postural moins important que les muscles thoraciques. En outre, la connaissance conjointe de l' $EMG_{di}$  et de la  $P_{di}$  constitue un outil de diagnostic puissant puisqu'elle permet d'évaluer le couplage électromécanique du diaphragme ( $P_{di} / EMG_{di}$ ), c'est-à-dire en quelque sorte la commande nerveuse et la réponse mécanique du diaphragme à cette commande. Le médecin est ainsi à même de différencier des dysfonctionnements du système respiratoire causés par des pathologies d'origines très diverses. Par exemple, un patient atteint d'une obstruction pulmonaire – un des poumons empêche le diaphragme de se déplacer correctement bien que ce-dernier soit sain – présentera *a priori* un  $EMG_{di}$  normal mais une  $P_{di}$  anormale (Rochester *et al.*, 1981). Dans le cas d'un patient ayant subi un traumatisme crânien ou un accident

cérébro-vasculaire affectant les centres de commande des fonctions respiratoires, les deux signaux seront anormaux.

## **Nature et inconvénients des méthodes d'acquisition actuelles**

### *Pression transdiaphragmatique*

La mesure des pressions repose sur la technique des ballonnets : on positionne deux cathéters, l'un dans l'œsophage et l'autre dans l'estomac, de telle sorte que des ballonnets fixés à leur extrémité distale se retrouvent de part et d'autre du sphincter gastro-œsophagien. De fins tubes relient les ballonnets à des capteurs de pression extérieurs qui fournissent les valeurs recherchées par rapport à la pression ambiante. Une variante de cette méthode utilise un cathéter rempli d'eau et percé en plusieurs endroits à son extrémité distale. Les valeurs de pression sont lues en externe par équilibre d'une colonne d'eau. Cette technique, surtout répandue en pédiatrie, présente une meilleure réponse en fréquence que la précédente, mais comporte des difficultés d'emploi notables, comme par exemple des problèmes de fuites ou de dimensionnement du cathéter pour diminuer les oscillations de la colonne de liquide lors de ses mouvements. Tous ces dispositifs doivent ensuite être reliés à des transducteurs de pression et des amplificateurs qui sont parfois encombrants et difficiles à manipuler.

D'autres méthodes basées sur des capteurs micromécaniques ou optiques sont également à l'étude, mais leur utilisation demeure rare (Romain, 2000, p3). Dans le cas des capteurs micromécaniques (Chartrand *et al.*, 1991; Gilbert *et al.*, 1991; Hodges et Gandevia, 2000), une membrane se déforme en fonction de la pression appliquée, ce qui est traduit en signal électrique par un circuit élémentaire. Les progrès constants dans la miniaturisation et le faible coût de production de ces capteurs devraient en faire *a priori* des outils de choix, puisqu'ils diminuent considérablement l'inconfort pour le patient tout en augmentant les performances par rapport aux systèmes traditionnels. Il faut noter en outre que ce type de système est déjà en voie de supplanter la méthode du cathéter à eau dans le domaine de la chirurgie cardiovasculaire. Plusieurs études récentes ont en

effet été réalisées, dont l'une au moins a conduit à la commercialisation d'un capteur de pression cardiovasculaire micromécanique (Chau et Wise, 1988; Kälvesten *et al.*, 1998). Il y a donc fort à parier sur un développement prochain de ce type de capteurs pour la mesure de la  $P_{di}$ . Il n'en demeure pas moins que ces dispositifs présentent quelques inconvénients, notamment leur fragilité (principalement au niveau des soudures) et la nécessité d'employer des équipements externes lourds (amplificateurs, circuits de traitement, etc.). Enfin, concernant les capteurs optiques, leur développement est très ralenti par le coût des instruments d'émission et d'amplification lumineuse qu'ils requièrent.

### *Électromyogramme du diaphragme*

En pratique, l'acquisition de l'électromyogramme du diaphragme ( $EMG_{di}$ ) peut s'effectuer de deux manières distinctes. Dans la première, on insère une aiguille (électrode) dans le diaphragme, par exemple entre les 8<sup>e</sup> et 9<sup>e</sup> côtes (Silverman et Rodriquez, 1994), une électrode de référence étant insérée plus bas. Bien que l'efficacité de cette méthode ne fasse plus de doute, elle n'en présente pas moins plusieurs inconvénients : les risques de perforation des poumons ne sont pas nuls, et la finesse et la mobilité du diaphragme rendent difficile voire impossible une exploration précise des zones actives (McKeown et Bolton, 1998). La seconde méthode, non-invasive cette fois, repose sur l'insertion par voie nasale des électrodes dans le conduit œsophagien. Il ne s'agit plus d'aiguilles mais de multiples anneaux équidistants montés dans un cathéter. La forme la plus élémentaire de ce type d'électrode comporte deux anneaux. L' $EMG_{di}$  correspond à la différence de potentiel entre deux des anneaux. Les électrodes sont centrées au niveau du sphincter gastro-œsophagien, c'est-à-dire *grosso modo* à l'endroit où l'œsophage traverse le diaphragme. Plusieurs travaux tendent en effet à montrer que la zone active du diaphragme (*i.e.* l'endroit où aboutit le nerf phrénique qui le commande) se situe dans cette région.

### *Inconvénients des méthodes de mesure actuelles*

À notre connaissance, ce type d'évaluation a été utilisé jusqu'à maintenant essentiellement à des fins de recherche et très peu en clinique. Cela peut s'expliquer par plusieurs facteurs. Tout d'abord, la mesure des pressions œsophagienne et gastrique ainsi que de l'EMG<sub>di</sub> requiert l'insertion et le positionnement de plusieurs cathéters ou sondes dans l'œsophage et l'estomac, ce qui nécessite un temps d'installation assez substantiel, ainsi qu'une certaine expertise, sans compter l'inconfort pour le patient. Or, le positionnement correct des électrodes d'EMG<sub>di</sub> est problématique, puisqu'une variation dans sa position par rapport à la zone d'innervation du diaphragme altère la valeur RMS et la fréquence centrale du spectre de puissance (Beck *et al.*, 1996), paramètres utiles pour la détection de la fatigue musculaire (Bellemare et Grassino, 1982).

En outre, la validité des enregistrements d'EMG<sub>di</sub> est mise en doute puisqu'elle serait l'objet de contamination par l'électrocardiogramme (ECG) et par les mouvements du diaphragme lui-même. Un simple filtrage ne suffit pas à atténuer efficacement la contamination cardiaque, puisque les spectres de l'ECG et de l'EMG<sub>di</sub> se chevauchent. Il faut recourir à des algorithmes complexes comme ceux de « masquage » (Schweitzer *et al.*, 1979) ou de « soustraction » (Bloch, 1983; Levine *et al.*, 1986) qui nécessitent le repérage d'une séquence d'ECG puis l'éliminent dans l'EMG<sub>di</sub> par des méthodes qui, au bout du compte, altèrent le signal final (Bartolo *et al.*, 1996).

### **OBJECTIFS**

Les facteurs évoqués précédemment contribuent sans doute à limiter l'application clinique de ce type d'enregistrement. C'est pourquoi nous avons cherché dans le présent projet à réduire leur nombre et/ou leur importance. Les modifications couvrent principalement deux aspects.

Tout d'abord, nous proposons un système conçu pour acquérir en temps réel à la fois les signaux d'EMG<sub>di</sub> et les pressions œsophagienne et gastrique. L'élément central

est une puce électronique de faibles dimensions comportant un capteur de pression micro-usiné ainsi que tous les circuits nécessaires à l'acquisition, l'amplification, la conversion des signaux analogiques à numérique, et la transmission de ceux-ci vers un organe de visualisation externe (ordinateur ou appareil dédié). L'intégration de toutes les unités de traitement au niveau des zones d'acquisition (capteurs de pression pour la  $P_{di}$ , électrodes pour l' $EMG_{di}$ ) permet d'éliminer efficacement le bruit de transmission, mais aussi et surtout de diminuer de façon très appréciable l'encombrement des dispositifs et la gêne occasionnée au patient par ce type de mesure, rendant du même coup les manipulations plus aisées pour le médecin.

L'autre aspect important concerne l'étude d'un nouveau type d'électrode pour l'acquisition de l' $EMG_{di}$ . Nous avons envisagé une géométrie d'électrode plus complexe qui serait susceptible de réduire les contaminations cardiaques et autres artefacts reliés aux variations pulmonaires ou aux déplacements du diaphragme, et ce directement à la source, avant tout recours éventuel aux algorithmes évoqués précédemment. C'est ainsi que nous avons choisi de comparer par voie informatique (simulations électrostatiques) les performances :

- d'une électrode à géométrie hélicoïdale (ressemblant à une molécule d'ADN);
- d'une électrode formée de deux tiges;
- d'une électrode à anneaux « traditionnelle », servant de référence.

Romain (2000, p66) a obtenu des résultats encourageants avec une électrode en double-hélice lors de tests *in vivo*, ce qui nous porte à croire au potentiel de ce type d'électrodes.

## ORGANISATION DU MÉMOIRE

Le chapitre suivant est consacré à l'établissement du modèle utilisé pour comparer les trois types d'électrodes d' $EMG_{di}$  mentionnées précédemment.

Le deuxième chapitre se concentre sur la réalisation des cellules sensibles à la pression servant à mesurer les pressions gastrique et œsophagienne.

Le troisième chapitre expose le fonctionnement du circuit de traitement électronique des données.

L'ensemble des résultats concernant aussi bien les électrodes que les capteurs de pression et les circuits électroniques sont regroupés dans un quatrième chapitre.

Enfin, nous concluons dans une dernière section sur les performances de notre système ainsi que sur les améliorations à y apporter.



## CHAPITRE 1

### ÉTUDE COMPARATIVE DES ÉLECTRODES ŒSOPHAGIENNES

#### 1.1 PROBLÉMATIQUE

##### 1.1.1 Objectifs

Le but de cette étude est de comparer les  $EMG_{di}$  obtenus avec différentes géométries d'électrodes. On s'attache principalement à leur portée, mais aussi à l'influence de leur position angulaire et verticale par rapport au sphincter gastro-œsophagien.

Les trois types d'électrodes sont les suivants :

##### **Électrodes à anneaux**

Il s'agit, à notre connaissance, du seul type d'électrodes utilisées à ce jour en clinique. Elles sont constituées d'un nombre variable d'anneaux (entre deux et une dizaine) de quelques millimètres de diamètre et espacés d'un ou deux centimètres les uns des autres. Leur positionnement pose quelques problèmes : il faut au préalable déterminer par tâtonnements la position de la zone active du diaphragme – qui se trouve *grosso modo* au niveau du sphincter gastro-œsophagien. L'électrode est correctement disposée lorsque deux paires d'anneaux consécutives donnent des signaux rigoureusement opposés (Luo *et al.*, 1999). Une fois cet ajustement effectué, l' $EMG_{di}$  s'obtient en prenant la paire d'anneaux donnant la différence de potentiel maximale.

S'il a été prouvé expérimentalement (Luo *et al.*, 1999) que ce type d'électrodes permettait d'acquérir précisément l'amplitude de l' $EMG_{di}$  dans le cas d'une excitation artificielle du nerf phrénique, il n'en reste pas moins

que ces dispositifs demeurent sensibles à la contamination cardiaque, aux mouvements du diaphragme, aux EMG des muscles avoisinants, ainsi qu'aux variations du volume pulmonaire.

### **Électrodes à tiges**

Pour tenter d'apporter des améliorations au dispositif précédent, on propose l'étude d'électrodes constituées de deux tiges métalliques allongées verticalement. *A priori*, on s'attend à ce que les mouvements verticaux du diaphragme aient peu d'influence sur les résultats, dans la mesure où la zone de mobilité du diaphragme est incluse dans l'espace occupé par les tiges.

### **Électrodes en double-hélice**

En « enroulant » les électrodes à tiges de manière à former une double-hélice - géométrie similaire à celle de la molécule d'ADN -, on obtient une structure hautement symétrique, que l'on espère être moins sensible aux sources éloignées. Ainsi devrait-on observer une diminution de la contamination par l'ECG et par toute source éloignée.

Les dimensions choisies au départ pour les électrodes hélicoïdales et à anneaux correspondent à des électrodes déjà utilisées dans des cadres de recherche (électrode hélicoïdale de notre équipe (Romain 2000), électrode à anneaux de Luo *et al.* (1999)). Apparemment, les électrodes à tiges n'ont jamais été employées à ce jour. La figure 1.1 illustre les différentes dimensions et donne un aperçu de la géométrie des électrodes. On étudiera deux électrodes hélicoïdales, l'une à un tour, l'autre à deux. Les anneaux forment des paires numérotées de 1 à 4 de la plus haute à la plus basse.

Les sous-sections suivantes expliquent la nature du signal d'EMG<sub>di</sub>, afin de pouvoir le modéliser assez fidèlement dans les parties ultérieures.

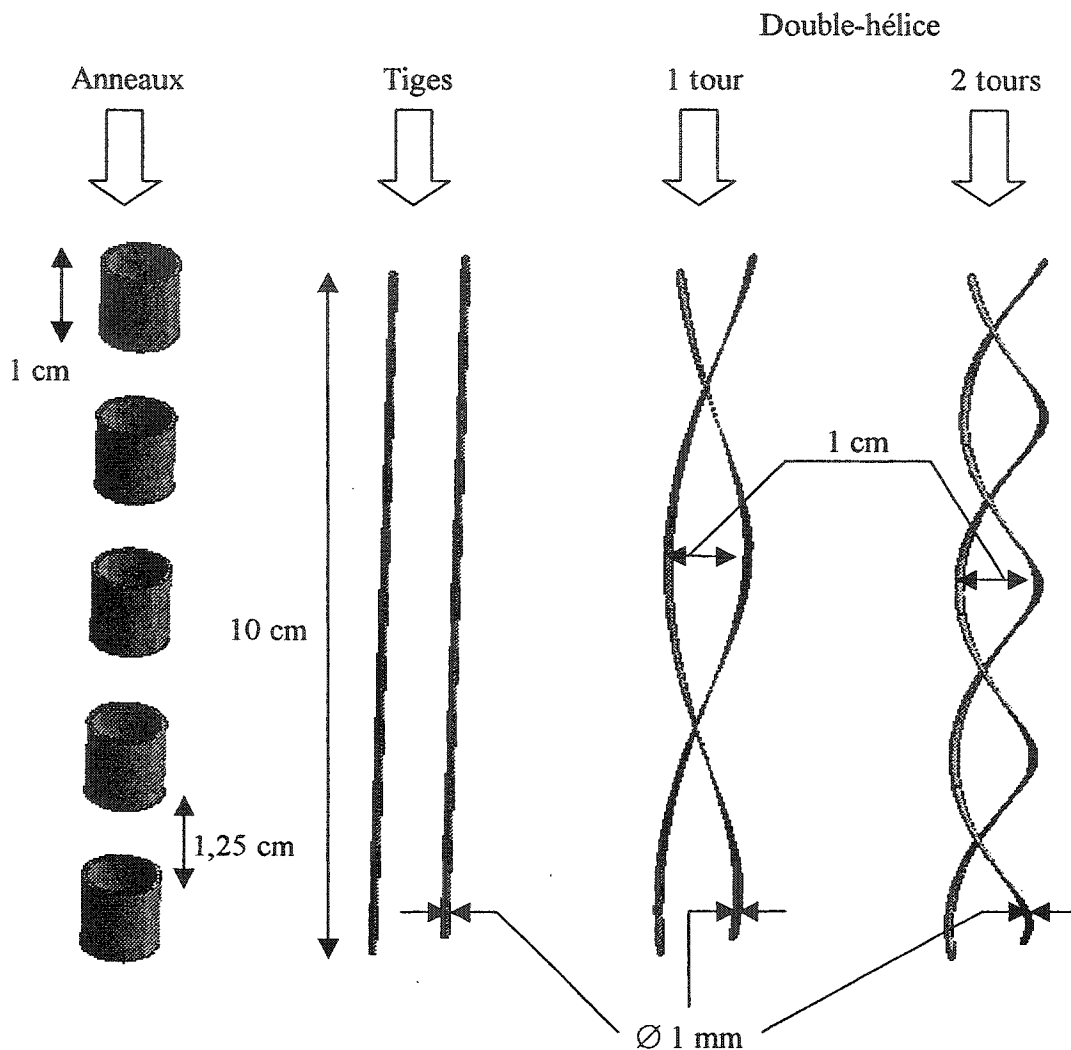


Figure 1.1 Représentation à l'échelle des trois types d'électrodes

### 1.1.2 Potentiels d'action

Pour provoquer la contraction d'un muscle (à l'exception du muscle cardiaque), le cerveau envoie des impulsions électriques qui sont acheminées à destination via la moelle épinière et un certain nombre de neurones interconnectés. L'arrivée de ces impulsions au niveau de la jonction neuromusculaire entraîne la libération d'un neurotransmetteur, l'acétylcholine, qui vient se greffer sur des récepteurs spécifiques (protéines) situés sur une partie de la surface de la fibre musculaire appelée « membrane

post-synaptique » (Sherwood, 1993, p208). Le potentiel transmembranaire (différence locale du potentiel entre l'intérieur et l'extérieur de la cellule) de la membrane post-synaptique augmente avec le nombre de récepteurs occupés, jusqu'à atteindre un seuil critique dit de « dépolarisation » qui provoque l'ouverture de canaux ioniques dépendants de la tension dans la membrane musculaire adjacente. Cela engendre de brusques échanges ioniques de sodium et potassium entre l'intérieur et l'extérieur de la cellule qui font accroître le potentiel transmembranaire (appelé aussi « potentiel d'action ») de - 70 mV à + 30 mV (« dépolarisation » de la membrane) avant de revenir à sa valeur de repos de - 70 mV (« repolarisation »). On obtient ainsi une forme en cloche durant de une à deux millisecondes.

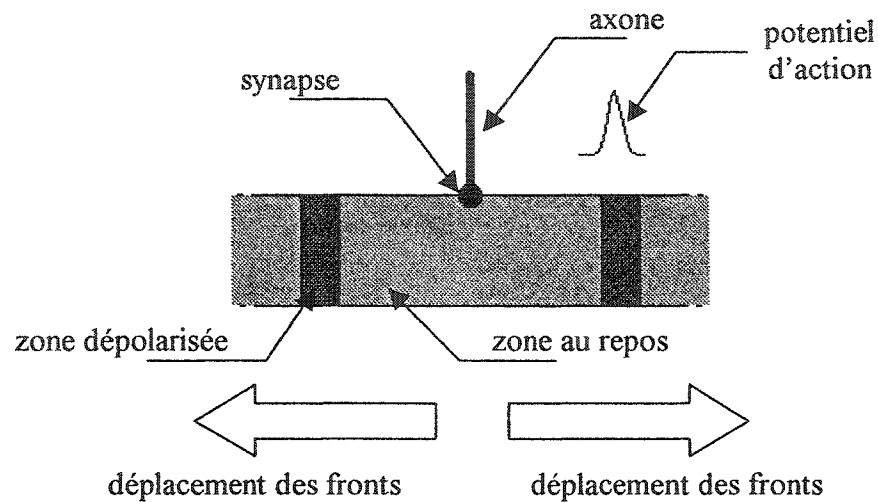
La dépolarisation locale de la membrane se propage sur toute la longueur de la fibre musculaire, dans les deux directions à partir du point d'innervation (situé à peu près au milieu de la fibre), par des phénomènes capacitifs, sans dégradation. La vitesse de conduction pour le cas particulier du diaphragme varie de 2 m/s à 5 m/s selon le diamètre des fibres (cf. figure 1.2).

### 1.1.3 Organisation des fibres et EMG<sub>di</sub>

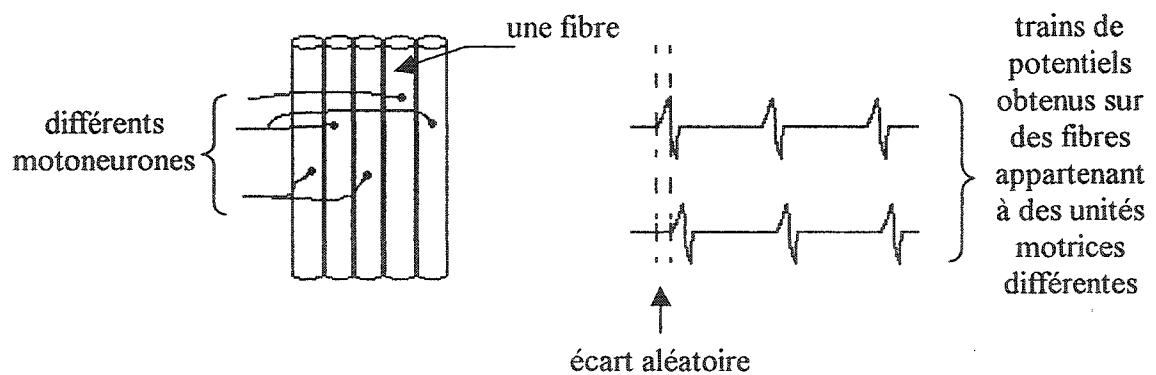
Les motoneurones qui commandent le diaphragme innervent chacun plusieurs dizaines de fibres musculaires. On appelle « unité motrice » le groupe constitué d'un motoneurone et de ses fibres associées. Les différences de longueur entre chaque ramification axonale d'un motoneurone font en sorte que chaque fibre d'une même unité motrice est actionnée de manière légèrement asynchrone. Par contre, des fibres contenues dans des unités motrices différentes sont actionnées de façon totalement asynchrone, et l'on peut ainsi considérer leur activation comme aléatoire.

Les fibres d'une même unité motrice ne sont pas disposées « côte à côte » mais jouxtent des fibres appartenant à d'autres unités. De ce fait, les potentiels électriques générés par un muscle forment un signal très complexe (EMG) qui représente la

superposition des potentiels électriques générés par l'ensemble des fibres (DeLuca, 1979; LeFever *et al.*, 1982a et 1982b) (cf. figure 1.3).



**Figure 1.2 Propagation des potentiels d'action dans une fibre musculaire**



**Figure 1.3 Entremêlage des fibres et asynchronisme des trains de potentiels**

#### 1.1.4 Propagation des potentiels d'action dans le thorax

Il reste à présent à montrer comment les potentiels d'action engendrent un champ électrique au niveau des électrodes. De Guise (1984, p9-14) démontre que, vu de l'extérieur, un front de dépolarisation d'une cellule cardiaque se comporte comme un dipôle de courant, c'est-à-dire que le potentiel créé par la cellule en un point  $O$  extérieur peut s'écrire sous la forme :

$$V(O) = \frac{\vec{P} \cdot \vec{u}_r}{4\pi \sigma_e r^2} \quad (1.1)$$

avec  $\vec{P}$  le moment dipolaire (qui dépend des dimensions de la cellule, de sa conductivité interne et des potentiels internes),  $\vec{u}_r$  un vecteur unitaire dans la direction d'observation,  $r$  la distance entre le centre du front de dépolarisation et le point d'observation, et  $\sigma_e$  la conductivité de l'extérieur de la cellule.

Son raisonnement et sa conclusion peuvent se transposer intégralement au cas des cellules musculaires diaphragmatiques, puisque aucune spécificité de la physiologie cardiaque n'intervient. Toutefois, il convient d'adapter quelque peu le modèle : dans le cas de cellules musculaires squelettiques, il n'existe pas de plateau de dépolarisation comme pour les cellules cardiaques, c'est-à-dire que le passage d'un front de dépolarisation est suivi presque immédiatement après d'un front de repolarisation qui ramène localement la cellule à son état de repos.

On peut donc considérer le champ créé par la propagation des potentiels d'action dans chaque fibre comme la superposition des champs engendrés par quatre dipôles parcourant la fibre. L'EMG<sub>di</sub> correspond alors à la superposition de tous les résultats pour l'ensemble des fibres.

## 1.2 MÉTHODES DE RÉOLUTION DU PROBLÈME

### 1.2.1 Énoncé de l'équation de Laplace

Notre problème consiste à trouver le potentiel électrique créé, au niveau des électrodes, par des potentiels d'action parcourant les fibres musculaires. Aux fréquences de variations de l'EMG<sub>di</sub> et de l'ECG, la longueur d'onde dans les tissus se chiffre en dizaines de mètres, ce qui est très grand devant la distance entre les électrodes, le diaphragme, et le cœur. Il s'agit donc d'un problème quasi-statique (pas de propagation d'ondes dans le corps), sans densité de charges libres, qui se résout grâce à l'équation de Laplace :

$$\nabla^2 V = 0 \quad (1.2)$$

dans laquelle  $\nabla^2$  désigne l'opérateur Laplacien (divergence du gradient) et  $V$  le potentiel électrostatique au point considéré.

La solution de notre problème est l'unique potentiel vérifiant à la fois l'équation de Laplace et les conditions aux limites, à savoir :

- potentiel nul à la surface du thorax, pris comme référence;
- champ électrique normal aux surfaces métalliques dans leur voisinage immédiat (on suppose les conducteurs parfaits);
- potentiels connus au niveau des cellules musculaires.

À noter que la deuxième condition revient à dire que le potentiel doit être constant en tout point de chaque conducteur.

## 1.2.2 Méthodes de résolution de l'équation de Laplace

### 1.2.2.1 Solution analytique

De nombreux problèmes ne possèdent pas de solution analytique car la géométrie des structures qu'ils comportent est trop complexe pour être traitée par des équations. Le présent problème n'échappe pas à cette règle, et il faut recourir à des méthodes de résolution numérique, comme les deux suivantes.

### 1.2.2.2 Différences finies

La méthode des différences finies repose sur un maillage régulier de l'espace dans lequel seuls les potentiels aux nœuds du maillage sont évalués (cf. figure 1.4). Considérons un point de coordonnées  $(x,y,z)$  dans un espace cartésien. Les potentiels en deux points voisins  $(x+h,y,z)$  et  $(x-h,y,z)$ , avec  $h$  suffisamment petit, peuvent être approximés au 3<sup>ème</sup> ordre par les relations (Euvrard, 1994, p27) :

$$V(x+h,y,z) = V(x,y,z) + h \frac{\partial V}{\partial x}(x,y,z) + \frac{h^2}{2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2}(x,y,z) + \frac{h^3}{6} \frac{\partial^3 V}{\partial x^3}(x,y,z) \quad (1.3)$$

$$V(x-h,y,z) = V(x,y,z) - h \frac{\partial V}{\partial x}(x,y,z) + \frac{h^2}{2} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2}(x,y,z) - \frac{h^3}{6} \frac{\partial^3 V}{\partial x^3}(x,y,z) \quad (1.4)$$

ce qui donne par addition des deux équations (1.3) et (1.4) l'approximation au premier ordre :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2}(x,y,z) = \frac{V(x+h,y,z) - 2V(x,y,z) + V(x-h,y,z)}{h^2} \quad (1.5)$$

Le même raisonnement est également valable pour les deux autres coordonnées, ce qui donne, en injectant les expressions obtenues dans l'équation de Laplace :

$$V(x,y,z) = \frac{1}{6} \left( V(x+h,y,z) + V(x-h,y,z) + V(x,y+h,z) + V(x,y-h,z) + V(x,y,z+h) + V(x,y,z-h) \right) \quad (1.6)$$



en supposant le maillage identique dans les trois directions de l'espace et le milieu homogène. Le passage d'un milieu à l'autre se traduit par le rajout d'un terme dépendant de la permittivité de chaque milieu.

Cette équation montre qu'il est possible de calculer le potentiel électrostatique en un point à l'aide du potentiel de ses six plus proches voisins. C'est le principe de la méthode des différences finies, qui procède par itération pour calculer chaque nœud à partir des résultats obtenus pour ses plus proches voisins à l'itération précédente, comme le décrit l'organigramme de la figure 1.5. Le critère de convergence mentionné dans cet organigramme peut être par exemple le fait d'arrêter le processus si les variations de potentiel entre deux itérations sont inférieures à un certain seuil. Évidemment, le résultat est d'autant plus précis que le critère est strict, au détriment du temps de calcul.

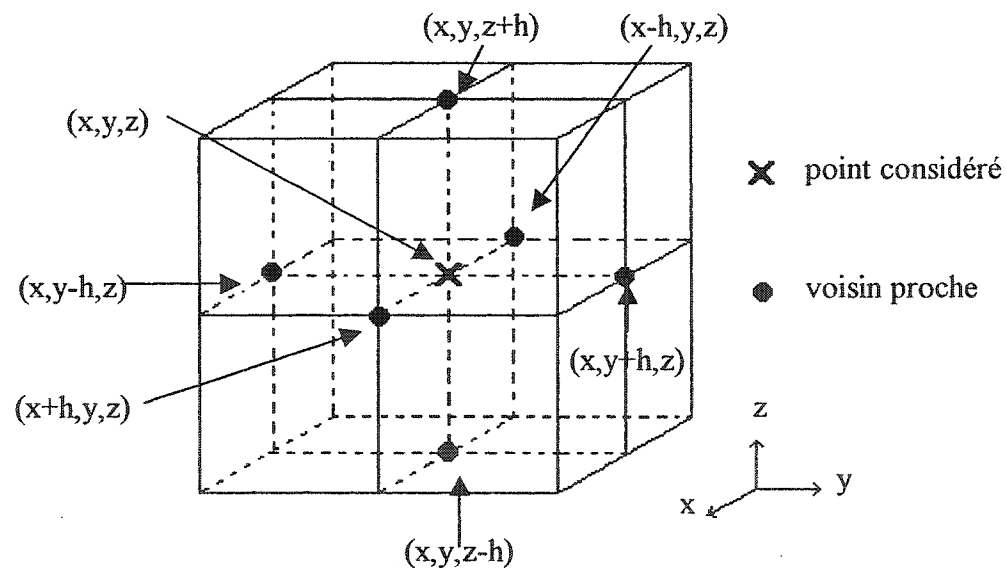


Figure 1.4 Maillage régulier de l'espace

Cette méthode comporte plusieurs variantes qui permettent d'accélérer sa convergence, comme par exemple la sur-relaxation (Euvrard, 1994, p38-39). Si elle est simple à mettre en œuvre, elle peut néanmoins s'avérer extrêmement lente lorsque le

maillage devient volumineux. De plus, elle s'adapte mal à des modèles « creux » - c'est-à-dire dans lesquels seules certaines zones sont réellement utiles – puisqu'il faut parcourir l'ensemble de l'espace à chaque itération.

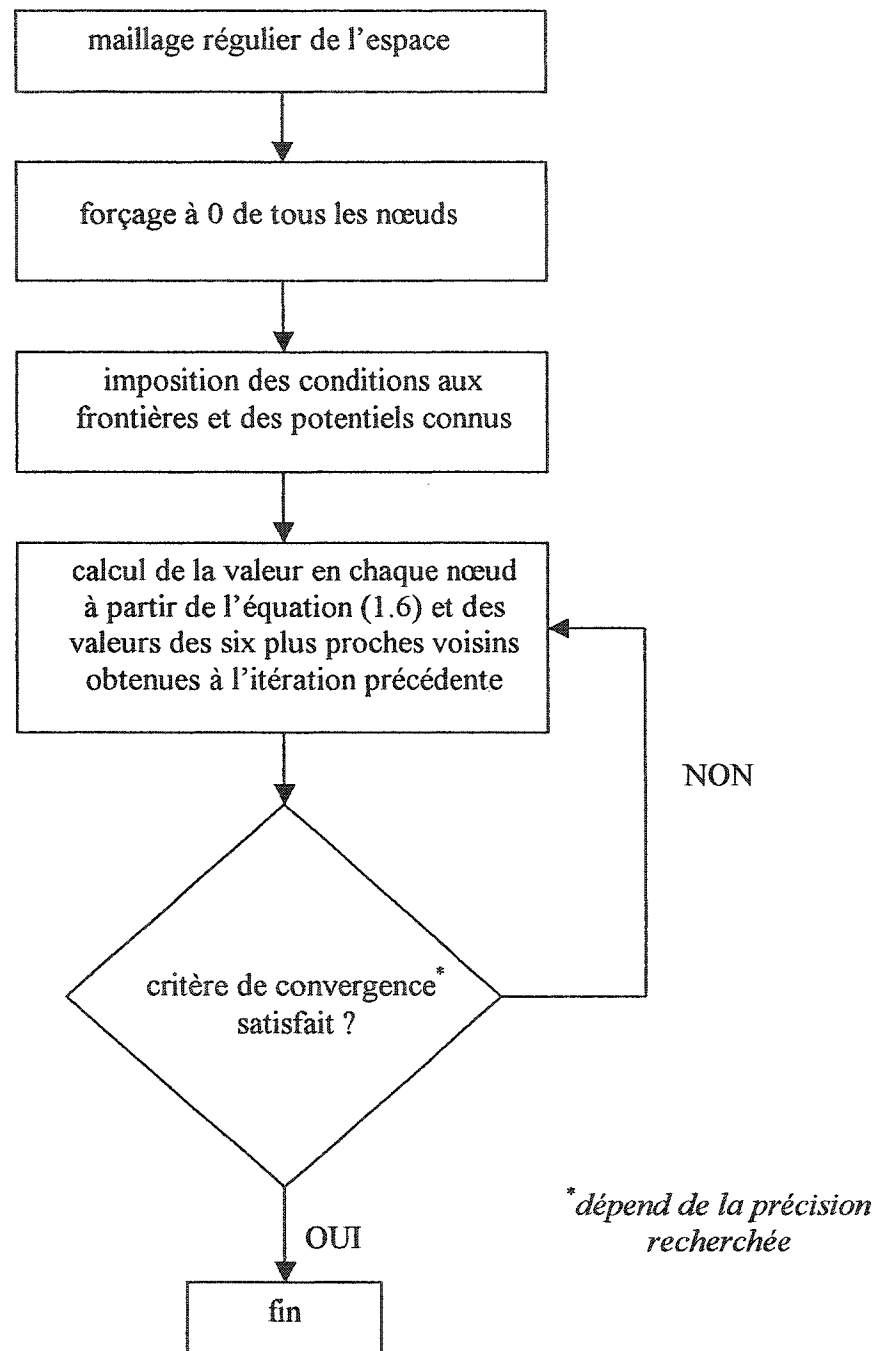


Figure 1.5 Organigramme du fonctionnement de la méthode des différences finies

### 1.2.2.3 Éléments finis

Beaucoup plus complexe que la précédente, cette méthode ne repose plus sur un maillage régulier de l'espace mais sur son découpage en tétraèdres tous *a priori* différents. On se reportera aux ouvrages de Euvrard (1994, p176-217) et George (1997) pour les développements mathématiques qui sortent largement du cadre de ce mémoire. Néanmoins, on peut énumérer et donner quelques indications sur les différentes étapes de la méthode :

#### Étape 1 : triangulation des surfaces

On commence par « découper » les surfaces de séparation entre deux milieux – par exemple entre un conducteur et un diélectrique – en triangles. Cela s'effectue à l'aide de différents algorithmes dont la « triangulation de Delaunay » qui est à la base de certains logiciels de simulation. La figure 1.6 donne deux exemples de solides triangulés. On y voit que la présence de structures fines (comme le trou dans le solide de droite) augmente localement la densité de la triangulation.

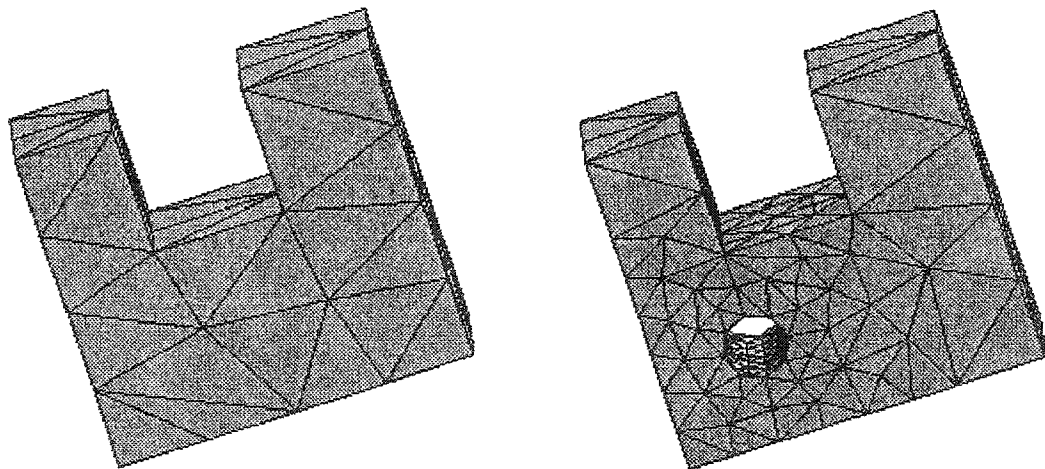


Figure 1.6 Exemples de triangulation

## **Étape 2 : construction du maillage**

À partir des surfaces triangulées, on bâtit un maillage formé par des tétraèdres, là encore grâce à des algorithmes complexes qui ne seront pas développés ici.

## **Étape 3 : résolution de l'équation de Laplace**

On suppose que la solution de l'équation de Laplace peut se mettre sous la forme d'une fonction « polynomiale par morceaux », c'est-à-dire qu'elle peut s'écrire, sur chaque tétraèdre, sous la forme d'un polynôme des coordonnées de l'espace. Il est alors possible de trouver les potentiels vérifiant l'équation dans tout l'espace à l'aide des relations mathématiques données par Euvrard (1994).

La complexité de cette méthode provient non pas de la résolution de l'équation de Laplace mais bien de la triangulation. Il est possible d'accroître la précision des résultats de plusieurs manières :

- en raffinant la triangulation pour mieux épouser la géométrie des structures;
- en raffinant le maillage (volumique) localement afin de rendre compte de brusques variations de la solution dans certaines zones (« méthode h»);
- en augmentant le degré des polynômes (« méthode p»);
- en combinant plusieurs de ces méthodes.

Les méthodes h et p sont itératives : après résolution du problème pour le maillage initial, on reconstruit le maillage localement (cas de la méthode h) puis on résout à nouveau le système en incrémentant le degré des polynômes d'une unité (cas de la méthode p), et ainsi de suite, jusqu'à satisfaction d'un critère particulier, généralement la minimisation de l'énergie du système.

Tout cela s'effectue évidemment au détriment de la rapidité de calcul, et peut s'avérer problématique pour la résolution de modèles complexes. Toutefois, cette méthode est plus souple que celle des différences finies car elle peut s'adapter à des géométries irrégulières, mais aussi car elle fournit les potentiels non plus aux seuls nœuds du maillage, mais dans tout l'espace.

### **1.3 OUTILS DE RÉOLUTION**

La structure d'un modèle et l'outil servant à résoudre les équations pour ce modèle sont étroitement liés. Nous disposons de plusieurs simulateurs pouvant être utilisés.

#### **1.3.1 Simulateur FDTD**

Un simulateur FDTD a été développé en C++ par un membre de l'équipe pour tenter de résoudre ce problème (Romain, 2000). Bien que fonctionnel, cet outil s'est avéré mal adapté au cas qui nous occupe. En effet, la méthode FDTD (Finite Difference Time Domain) (Kunz et Luebbers, 1993; Taflov, 1995), qui consiste à résoudre les équations de Maxwell en les discrétisant à la fois par rapport à l'espace et par rapport au temps, est valide surtout pour des modèles hautes fréquences. Or, il s'agit ici davantage d'un modèle basse fréquence (cf. section 1.2.1). Même s'il est théoriquement possible d'adapter la méthode à cette gamme de fréquences (technique de multiplication fréquentielle (Romain, 2000, p44)), le simulateur n'a néanmoins pas donné les résultats attendus. Nous avons donc été contraints d'abandonner son utilisation dans le cadre de notre étude.

#### **1.3.2 Programme de simulation par différences finies**

Dans une première étape, nous avons implémenté un calculateur de différences finies simple en langage Matlab. Ce langage se prête assez bien à la résolution numérique de ce type de problèmes puisqu'il est dédié aux opérations matricielles. Toutefois, nous nous sommes rapidement détournés de cette méthode car la petitesse des électrodes face à la taille du thorax aurait entraîné un temps de calcul excessivement

long. La méthode des différences finies est, sans nul doute, très mal adaptée à notre problème, puisque seul le champ dans une petite zone (les électrodes et leur voisinage) est réellement utile. Or, il ne serait possible d'obtenir une telle précision qu'au prix d'un maillage très fin de l'espace, donc un très grand nombre de points à traiter, ce qui engendrerait des temps de calculs trop élevés.

### 1.3.3 Simulateur par éléments finis

Nous avons examiné récemment le logiciel ElecNet de la société Infolytica (Infolytica Corp.) qui effectue la simulation de problèmes quasi-statiques par la méthode des éléments finis. Une interface d'utilisateur permet de dessiner les structures, leur attribuer une conductivité ou une résistivité voulue, et de choisir les degrés des polynômes et la taille maximale des tétraèdres. De plus, il comprend deux modules permettant :

- le raffinement automatique du maillage par la méthode  $h$ , avec itérations successives jusqu'à obtention d'un minimum d'énergie;
- l'augmentation automatique du degré des polynômes (méthode  $p$ ).

Enfin, un module de programmation permet de décrire les structures en langage Visual Basic pour automatiser et simplifier la modélisation.

Ce logiciel a finalement été retenu. Toutefois, il faut remarquer que ce choix nous limite sur plusieurs aspects. Tout d'abord, la notion de « dipôle de courant » n'y a pas été implémentée. Heureusement, cela ne pose pas de problèmes majeurs, puisqu'il est théoriquement possible de modéliser des « dipôles électrostatiques », constitués de deux charges quasi-ponctuelles situées à proximité l'une de l'autre. En effet, les équations qui donnent le potentiel créé par un dipôle de courant (1.1) et un dipôle électrostatique sont très similaires (il suffit d'y remplacer la conductivité par la permittivité du milieu). Ensuite, justement, nous nous sommes rapidement aperçus que de petites structures comme des dipôles étaient souvent rejetées par le module de maillage intégré au

logiciel. Nous avons donc été contraints de les remplacer par des sources « quasi-ponctuelles », ce qui limite la validité des résultats, comme le détaille la partie 1.4.2.2.

## **1.4 MODÈLE ÉTUDIÉ**

### **1.4.1 Démarche**

La triangulation de formes complexes comme celles des électrodes hélicoïdales demande des temps de calcul élevés même avec des machines performantes (jusqu'à une journée pour trianguler la structure) et n'aboutit pas systématiquement. C'est pourquoi nous n'avons pas cherché à modéliser des formes de diaphragme complexes mais que nous nous sommes limités à résoudre le problème simple qui consiste à déterminer par simulation électrostatique le potentiel créé au niveau des électrodes par une source positionnée à une certaine distance horizontale, cela afin de prédire l'atténuation des composantes d'ECG et de toute autre source éloignée.

### **1.4.2 Résolution électrostatique**

#### *1.4.2.1 Modèle*

Nous avons construit un modèle simple sous ElecNet pour caractériser le comportement des électrodes dans un milieu homogène quelconque. L'objectif est de comparer leur efficacité vis-à-vis de sources lointaines ou proches.

Ce modèle comporte ainsi trois éléments :

- le thorax, considéré comme un milieu homogène dont les frontières sont forcées au potentiel nul;
- une source « quasi-ponctuelle » portée à un potentiel arbitraire (identique pour toutes les mesures) positionnable en n'importe quel point du thorax;
- l'électrode étudiée.

Le thorax est représenté par un parallélépipède (dont la surface à l'avantage d'être rapidement triangulable). On le suppose rempli d'air : ce choix n'a en fait aucune importance car l'utilisation d'un autre matériau homogène ne ferait que rajouter un coefficient multiplicateur aux résultats. Quant à la source, elle est approximée par une sphère de faible diamètre (1 mm).

La figure 1.7 illustre le modèle pour le cas particulier de l'étude des électrodes à anneaux.

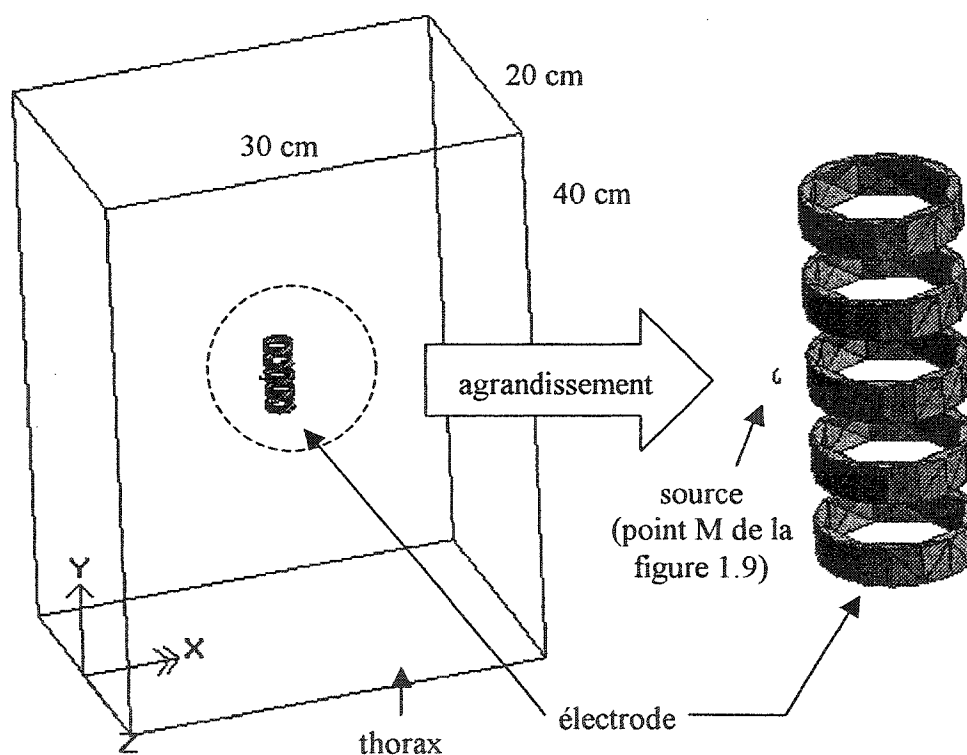


Figure 1.7 Modèle dans le cas de l'électrode à anneaux

#### 1.4.2.2 Limitations du modèle choisi

Les hypothèses énoncées à la sous-section précédente, qui découlent de problèmes de maillage ou d'autres contraintes apparaissant à l'utilisation du logiciel, ne sont pas toutes en accord avec les concepts reconnus de biophysique. D'une part, nous utilisons



une source monopolaire (sphère de faible diamètre) alors que les sources électriques musculaires et cardiaques sont davantage assimilables à des dipôles de courant, comme le montre l'équation (1.1). Or, dans le cas d'un monopôle, le potentiel électrique créé dans un milieu homogène est inversement proportionnel à la distance, tandis que pour un dipôle il est inversement proportionnel au carré de la distance. De ce fait, les résultats que l'on obtiendra (cf. chapitre 4) vont surestimer l'effet des sources éloignées des électrodes. Ainsi, l'effet d'atténuation des sources distantes par les électrodes hélicoïdales sera en réalité plus prononcé que celui obtenu par simulation.

D'autre part, la surface du modèle de thorax est fixée à un potentiel nul (condition de Dirichlet) plutôt qu'à un flux normal nul (condition de Neumann). Toutefois, l'effet sur la précision des résultats est limité du fait de l'éloignement du thorax par rapport à la source. Des approches plus conformes à la réalité pour la simulation des potentiels bioélectriques sont décrites par Dubé *et al.* (1996) pour l'ECG et Farina et Merletti (2001) pour l'EMG.

#### 1.4.2.3 Dessin des électrodes

Les électrodes à tiges et à anneaux se réalisent facilement à partir de cylindres. Nous avons rédigé des programmes Visual Basic pour modéliser ces structures automatiquement (cf. sections A.1 et A.2 de l'annexe A). L'utilisateur a la possibilité de paramétrer totalement la géométrie en choisissant :

- dans le cas d'électrodes à anneaux, les rayons interne et externe, l'épaisseur des anneaux, ainsi que leur nombre et leur espacement;
- pour des électrodes à tiges, leurs rayon et hauteur, ainsi que leur espacement.

De telles structures sont relativement faciles à mailler par le simulateur, car elles s'appuient sur des cylindres réguliers (cf. électrode de la figure 1.7).

Le dessin de la double-hélice s'avère plus délicat. Nous avons choisi une méthode qui donne un résultat très proche de la géométrie réelle. On part d'un cercle (figure 1.8a) sur lequel on construit une portion de tore (figure 1.8b) dont on décale une extrémité vers le haut (figure 1.8c). On répète ensuite l'opération jusqu'à atteindre la hauteur désirée. La deuxième branche de l'hélice s'obtient par copie de la première.

Tout cela s'effectue automatiquement grâce au programme de l'annexe A.3, avec possibilités de paramétrer :

- le rayon du fil (cercle initial);
- l'espacement des deux hélices, leur pas, et le nombre de tours.

Cette géométrie, qui s'appuie sur des structures déformées, est bien plus difficile à mailler que les précédentes.

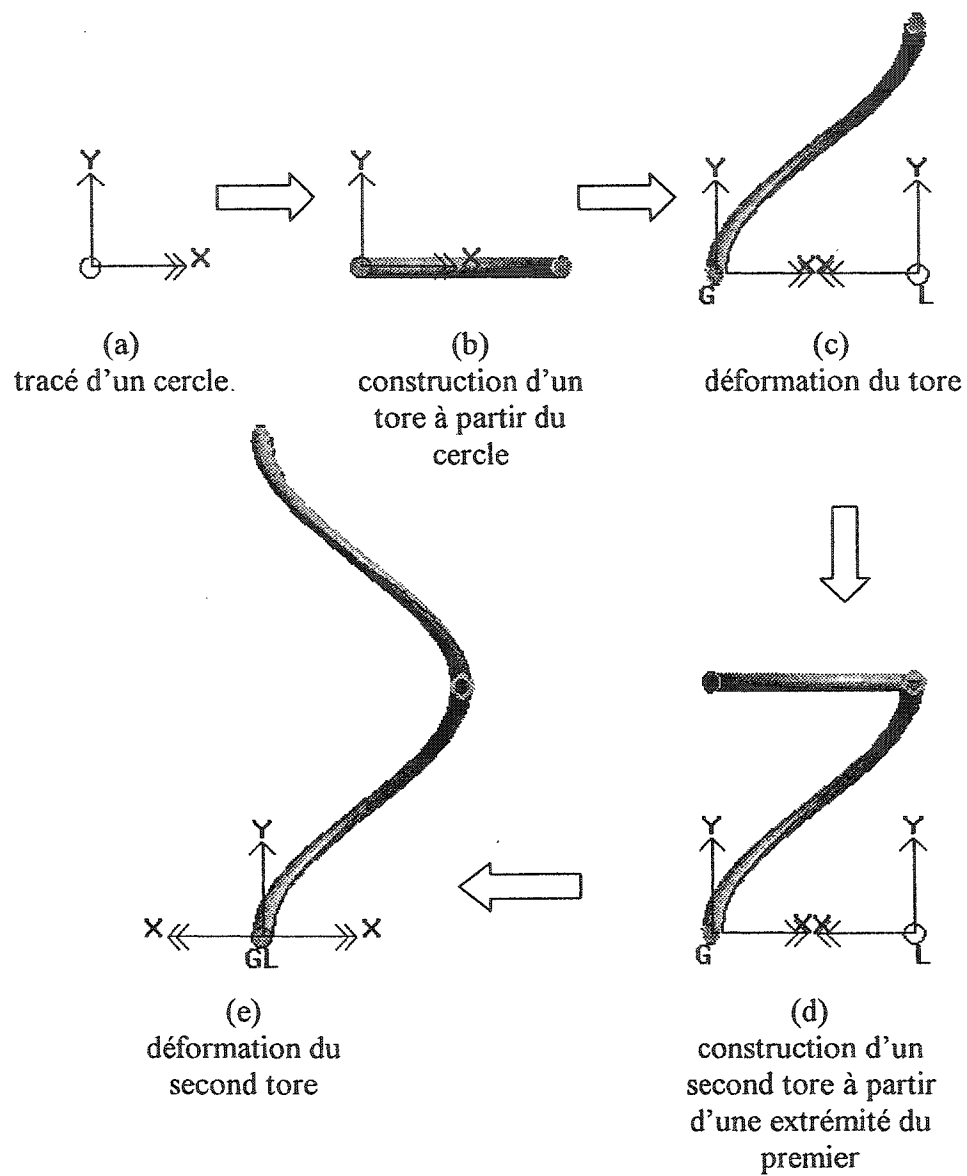


Figure 1.8 Étapes de la construction d'une branche de l'hélice

## CHAPITRE 2

### CONCEPTION DES CELLULES SENSIBLES À LA PRESSION

#### 2.1 ASPECTS ARCHITECTURAUX

##### 2.1.1 Approches hybride et monolithique

Parmi les différents types de capteurs de pression évoqués précédemment (cf. introduction), les capteurs micromécaniques (ou, plus précisément, micro-électromécaniques), sont les plus adaptés à notre application. Ils peuvent en effet offrir des performances comparables voire meilleures que les ballonnets de latex tout en présentant un encombrement très réduit et un faible coût de production. De plus, les différents organes de traitement (amplification, conversion en numérique, filtrages éventuels...) peuvent aussi être miniaturisés et intégrés au cathéter, avec les capteurs. C'est précisément la solution qui a été retenue : le cathéter contient à la fois les capteurs de pression – un pour la pression gastrique et l'autre pour la pression œsophagienne – et un circuit de traitement.

À ce niveau, deux catégories d'architectures sont à considérer (Ménini, 1998, p9). La première est l'approche dite « hybride » : on fabrique séparément les capteurs et les circuits de traitement, puis on les assemble soit directement l'un sur l'autre (*flip-chip*), soit par l'intermédiaire de fils d'interconnexions (*wire bonds*). Si cette approche permet d'optimiser chaque partie du point de vue taille et performances – on peut même utiliser des capteurs commerciaux – elle présente néanmoins quelques inconvénients, principalement au niveau des soudures. En effet, celles-ci peuvent altérer la précision (introduction de capacités parasites) et la robustesse (nombreuses manipulations).

La seconde approche, dite « monolithique », consiste à fabriquer le capteur et un circuit de traitement associé sur le même substrat de silicium. Aucune interconnexion n'est alors nécessaire et la précision s'en voit largement augmentée. Toutefois, dans cette

approche, on doit fabriquer la partie mécanique non plus par des méthodes dédiées, mais par des procédés conçus et optimisés pour fabriquer des circuits microélectroniques, ce qui est généralement incompatible. Il faut donc concevoir des structures mécaniques réalisables seulement à partir des étapes incluses dans le procédé microélectronique et d'étapes de post-traitement, sans l'ajout d'étapes intermédiaires (dans un cadre de recherche, cela est impossible car on doit se plier au séquençement des opérations imposé par les organismes qui fabriquent les puces, et dans un cadre industriel, c'est excessivement coûteux). Il faut ainsi trouver des compromis, ce qui augmente les temps de conception, de fabrication, et donc le coût du système.

### **2.1.2 Organisation globale du système**

Nous avons opté pour l'approche monolithique, qui, bien que plus délicate à mettre en œuvre, devrait permettre de concevoir un dispositif plus précis et plus réduit qu'avec l'autre approche. En outre, nous verrons plus loin que nos structures sont relativement peu complexes. Elles sont donc simples à réaliser par l'approche monolithique.

La figure 2.1 donne un aperçu de l'organisation du système. Il se compose de deux puces dites « prototypes » comportant chacune une zone sensible à la pression (baptisée « cellule de pression » par la suite) et un circuit de traitement qui sera détaillé au chapitre 3. Le tout est monté dans un cathéter œsophagien, de façon à ce que l'une des puces se retrouve du côté de l'estomac tandis que l'autre reste dans la partie supérieure de l'œsophage. À cela s'ajoutent les électrodes d'EMG<sub>di</sub> dont nous avons parlé au chapitre précédent.

## **2.2 CHOIX DU TYPE DE CELLULE SENSIBLE**

### **2.2.1 Types de cellules usuelles**

Le fonctionnement de tous les capteurs de pression micromécaniques repose sur une membrane qui se déforme en fonction de la pression. Cette déformation mécanique est ensuite traduite en une grandeur électrique qui est traitée par le circuit en aval. Les

deux méthodes principales de « traduction » mécanique - électrique sont basées sur les effets capacitif et piézorésistif.

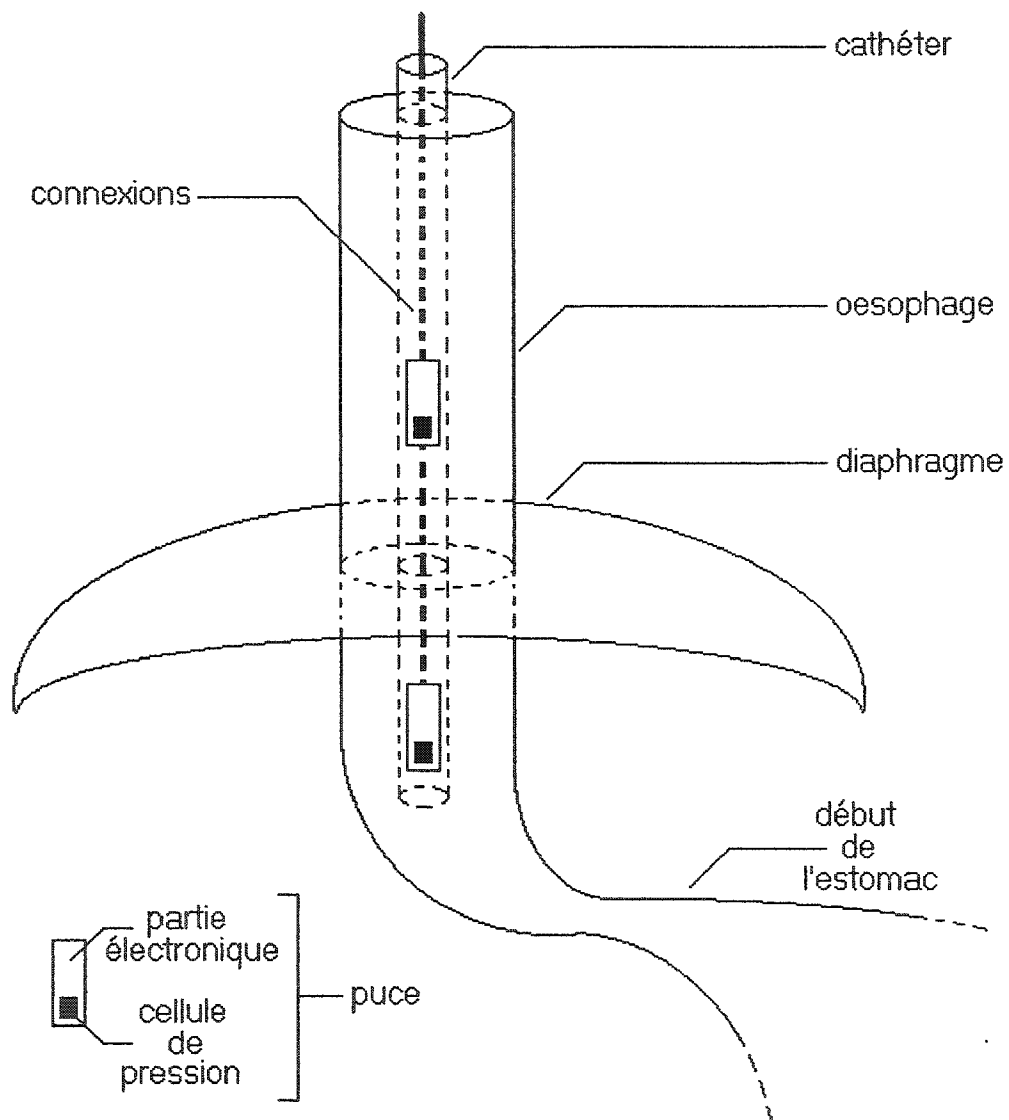


Figure 2.1 Organisation globale du système (électrodes non représentées)

Les capteurs de pression capacitifs sont constitués de deux armatures, l'une fixe et l'autre déformable en fonction de la pression (Chau et Wise, 1988; Hierold *et al.*, 1998; VLSI Technology Inc. (U.S.), 1999; Wise *et al.*, 1990). Cela forme ainsi un condensateur de capacité variable et le plus souvent inversement proportionnelle à la pression appliquée. Il s'agit de capteurs précis et peu sensibles à la température. Leur circuit de traitement peut être assez simple et ne pas nécessiter d'étapes de conversion analogique à numérique (Ménini, 1998, p55). Cependant, leurs dimensions doivent être assez grandes pour que les variations de leur capacité soient suffisamment grandes devant les capacités parasites. Par exemple, pour obtenir une capacité de 1 pF entre deux armatures carrées distantes de 10 nm (ce qui est plutôt faible), il faut des armatures de 34 microns de côté.

Les capteurs piézorésistifs sont les plus utilisés à l'heure actuelle, en particulier pour des applications biomédicales (Cane *et al.*, 1995; Kälvesten *et al.*, 1998; SAE, 1987a, 1987b et 1996). Ils sont constitués de zones résistives déposées ou implantées sur une membrane. Lorsque celle-ci se déforme sous l'action de la pression extérieure, la valeur des résistances varie, ce qui se détecte par un circuit relativement peu complexe (pont de Wheatstone). Ce type de capteur présente une dérive en température plus ou moins marquée selon le matériau qui compose les zones résistives. Par exemple, du silicium légèrement dopé (moins de  $10^{18} \text{ cm}^{-3}$ ) présente un coefficient en température de  $0,25\%/^{\circ}\text{C}$ , coefficient qui décroît à mesure que le dopage augmente pour atteindre  $0,14\%/^{\circ}\text{C}$  à  $10^{20} \text{ cm}^{-3}$ . À cette concentration de dopants, le poly-silicium est plus avantageux puisque son coefficient n'est que de  $0,04\%/^{\circ}\text{C}$  (Malouf, 2000, p31). Suivant le matériau choisi, il peut donc s'avérer nécessaire d'ajouter un circuit de compensation pour atténuer l'influence de la température dans les résultats (SAE, 1987b).

### 2.2.2 Procédés usuels de fabrication de la membrane

Il existe principalement trois méthodes pour fabriquer la membrane déformable, que la cellule soit capacitive ou piézorésistive : par collage, par micro-usinage du substrat, ou par micro-usinage de surface.

La méthode de « collage » ou de « dissolution du substrat » (cf. figure 2.2) débute par le dopage plus ou moins en profondeur d'un substrat de silicium, afin de former la future membrane et un anneau pour la porter. Ensuite, on applique une décharge électrostatique pour coller le wafer à l'envers sur du pyrex, puis on élimine le silicium non dopé par gravure isotrope rapide (avec un mélange HF/HNO<sub>3</sub> dans l'acide acétique, le taux de gravure peut dépasser les 190 µm/min). Il ne reste donc plus que les parties dopées, c'est-à-dire la membrane et son support (Madou, 1997, p205). À noter que la couche de diélectrique présente sur la figure est facultative et sert à empêcher la membrane d'entrer en contact avec d'éventuelles métallisations du pyrex, ce qui provoquerait un court-circuit. Bien qu'efficace et employée plusieurs fois avec succès (Chau et Wise, 1988; Wise *et al.*, 1990), cette méthode est difficile à mettre en œuvre : il faut en effet soit métalliser le verre pour former la deuxième armature (cellule capacitive), soit définir des zones résistives sur la membrane (cellule piézorésistive) puis faire les diverses connexions avec le circuit. Elle s'apparente plus à une méthode hybride.

La deuxième méthode, celle du micro-usinage du substrat, a été et est toujours très utilisée (Malouf, 2000, p100). Le circuit électronique est fabriqué par des procédés microélectroniques standard, puis on fragilise une zone du dé en gravant le substrat par l'arrière dans sa totalité (cf. figure 2.3). Un collage sur pyrex ou silicium permet de fermer hermétiquement la cavité ainsi formée. Cette méthode a l'avantage de permettre la réalisation d'une membrane uniquement à partir des étapes standard de fabrication électronique et de peu d'étapes de post-traitement. En s'assurant que les parties électroniques – en particulier les lignes métalliques – du circuit sont suffisamment protégées, il est donc tout à fait possible de fabriquer une membrane à moindre coût. Toutefois, l'inconvénient majeur de ce type de membrane provient de leur encombrement : les flancs de la zone gravée (plans (111)) forment un angle de 54,74° avec le plan horizontal (plan (100)) dans le cas d'une gravure anisotrope, seule capable de garantir les dimensions de la membrane. De ce fait, la longueur du côté externe de l'orifice ( $x_m$ ) est reliée au côté de la membrane ( $x_f$ ) par la relation :



$$x_m = x_f + \frac{2e}{\tan 54,74} \quad (2.1)$$

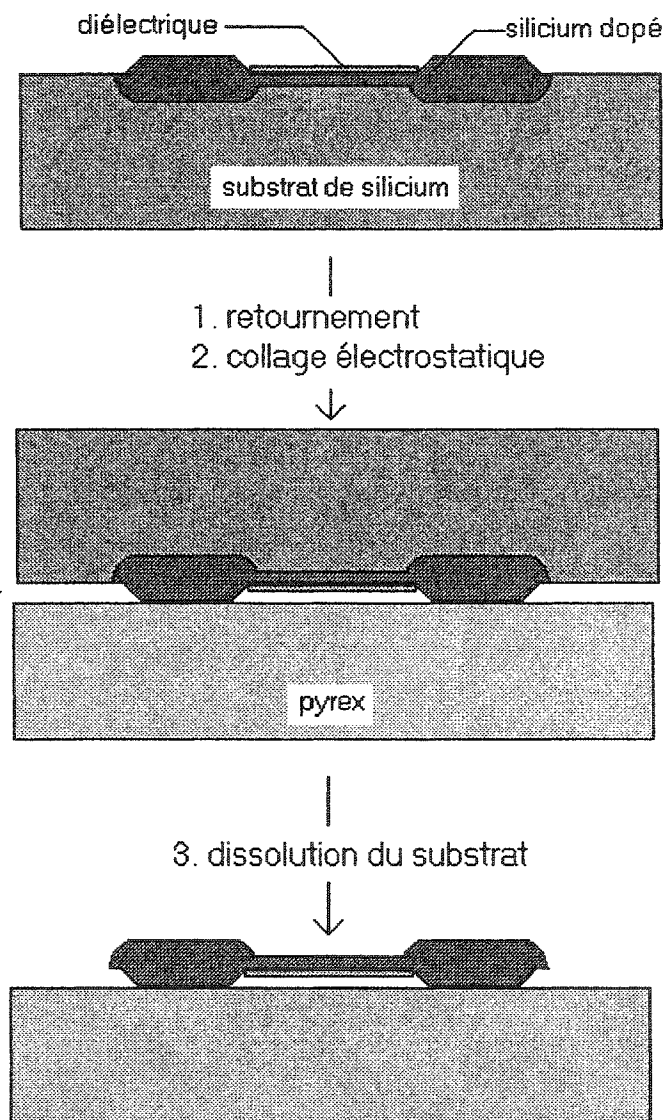
dans laquelle  $e$  désigne l'épaisseur du substrat. Dans le cas d'un substrat de 675  $\mu\text{m}$  d'épaisseur, une membrane de 100  $\mu\text{m}$  de côté nécessite un orifice de 1054  $\mu\text{m}$ .

Enfin, la méthode de micro-usinage de surface fonctionne de la manière suivante (cf. figure 2.4) : tout d'abord, on grave la surface du wafer, de façon anisotrope ou isotrope, afin de créer une cavité. On dépose ensuite un matériau dit « sacrificiel » (dans la plupart des cas, il s'agit d'un oxyde) dans la cavité, que l'on referme par dépôt de poly-silicium par exemple. La fabrication du circuit de traitement se poursuit normalement à l'aide d'étapes standard, jusqu'à la fin où l'on pratique une ouverture dans le poly-silicium pour permettre la gravure de l'oxyde sacrificiel. Il ne reste plus qu'à sceller la cavité ainsi vidée (Hierold *et al.*, 1998; Kälvesten *et al.*, 1998; SAE 1987a).

Une variante récente (VLSI Technology Inc. (U.S.), 1999) de cette méthode utilise le tungstène qui forme les *vias* (connexions entre deux niveaux de métal consécutifs) comme matériau sacrificiel. On fait en sorte que la couche de métal supérieure ne recouvre pas parfaitement le via. De cette façon, le tungstène est exposé aux solutions de nettoyage de l'étape suivante, qui ont justement pour rôle d'éliminer les traces de tungstène qui pourraient subsister. Le via se retrouve donc vidé et formera une cavité emprisonnée entre deux couches métalliques. Cette méthode présente ainsi le grand avantage de ne nécessiter aucune étape de post-traitement. Toutefois, il est impératif d'avoir le contrôle de l'étape de libération des *vias* pour s'assurer qu'elle est terminée avant de continuer la fabrication.

### 2.2.3 Technologie disponible et contraintes en découlant

Vu les temps de conception et les coûts exorbitants, il n'est pas envisageable de fabriquer soi-même l'intégralité d'un circuit électronique complexe dans un cadre de recherche, même si cette solution serait la plus appréciable pour réaliser des systèmes



**Figure 2.2 Méthode de dissolution de substrat**

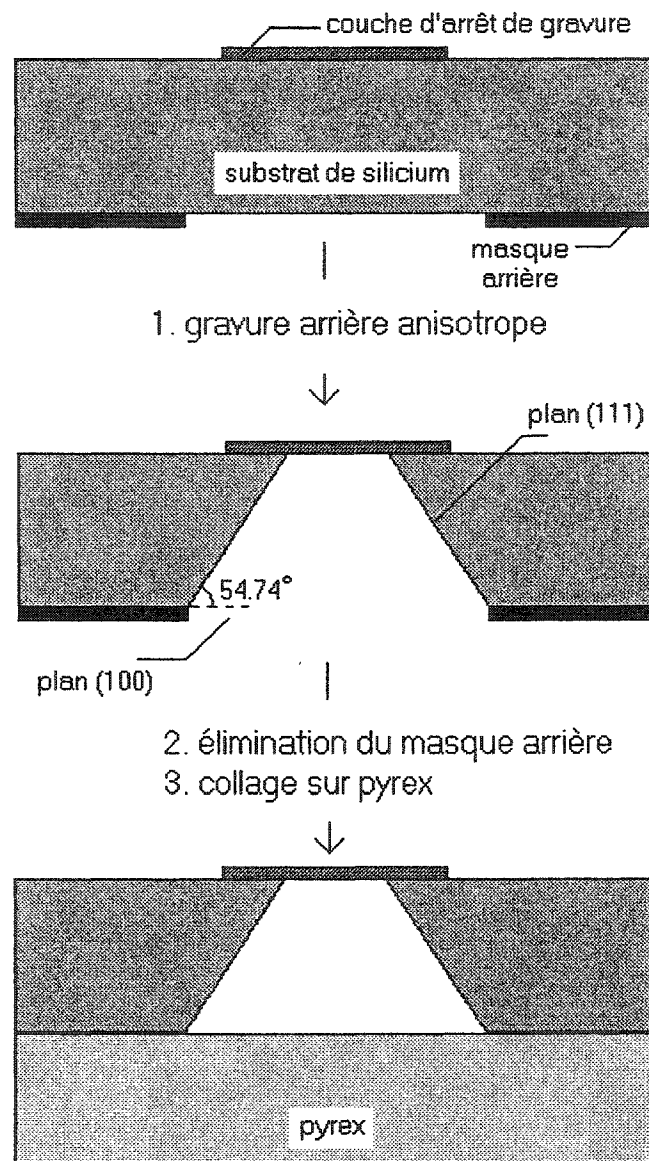
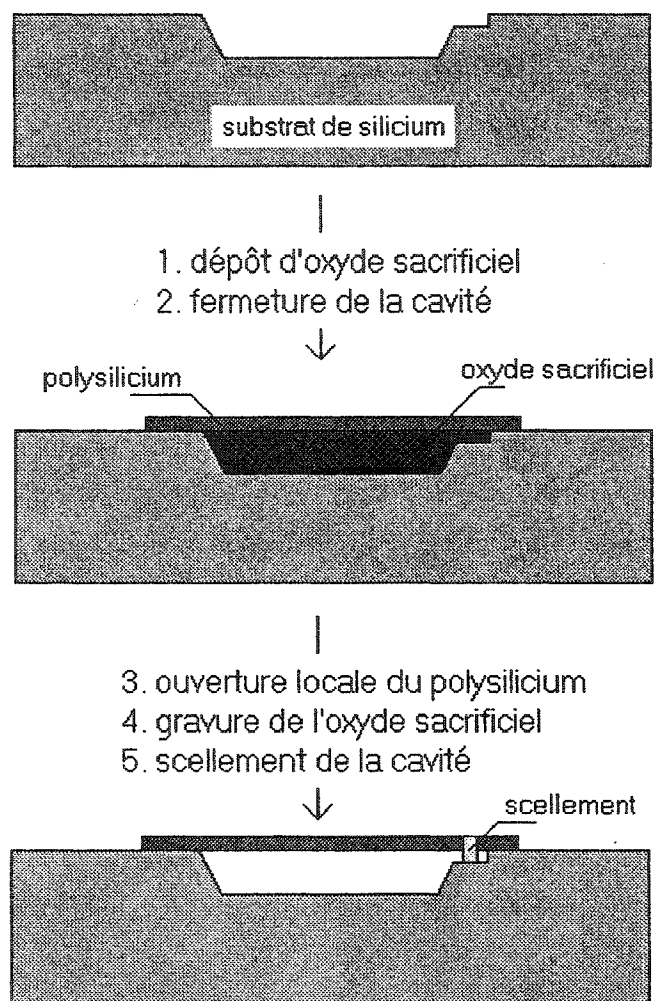


Figure 2.3 Méthode de micro-usinage du substrat



**Figure 2.4 Méthode de micro-usinage de surface**

micro-électromécaniques (MEMS). Il faut recourir à des procédés commerciaux, optimisés pour la réalisation de structures électroniques, mais *a priori* par pour des structures mécaniques.

Ainsi, parmi l'éventail des technologies mises à notre disposition par la Société canadienne de microélectronique (SCM), seule la technologie « Mitel15 » peut être utilisée pour fabriquer des MEMS. Il s'agit d'une technologie relativement ancienne mise au point par la société Mitel, et ayant des dimensions caractéristiques élevées –

1,5 microns de largeur de grille – par rapport aux procédés de pointe actuels (0,13 microns). Bon nombre de MEMS ont d'ores et déjà été réalisés avec succès dans cette technologie (CMC, 1995, p65-76).

Le tableau 2.1 montre les principales étapes du procédé et donne quelques caractéristiques des couches disponibles. Les wafers utilisés sont orientés dans la direction (100) et sont en silicium dopé n<sup>-</sup>. Ils font 675 microns d'épaisseur. On constate d'emblée que les cellules capacitives ne peuvent pas être réalisées avec cette technologie. Tout d'abord, il est impossible de créer des cavités qui ne soient pas constituées de métal (poly-silicium ou aluminium) comme matériau sacrificiel. Cela interdit la réalisation de cellules capacitives par micro-usinage de surface, puisque les armatures des condensateurs doivent précisément être métalliques. Par ailleurs, la fabrication d'une cellule capacitive par micro-usinage du substrat exigerait la réduction de l'épaisseur du substrat à des valeurs trop faibles pour y réaliser simultanément des dispositifs électroniques.

Compte-tenu de ces étapes, il ne reste que deux possibilités : fabriquer une cellule piézorésistive par micro-usinage du substrat ou de surface. Cependant, dans le cas d'un micro-usinage de surface, la membrane ne pourrait être constituée que par l'oxyde séparant le poly-silicium 1 du poly-silicium 2, qui est très fin, d'où une membrane potentiellement très peu solide. C'est la raison pour laquelle nous nous sommes tournés vers la réalisation d'une cellule piézorésistive par micro-usinage du substrat.

Tableau 2.1 Principales étapes du procédé Mitel15 (d'après (CMC, 1995, p18-19))

#	Fonction	Détail
1	définition des puits-P	implantation ionique et diffusion sur 3 $\mu\text{m}$ de profondeur
2	définition des zones actives	croissance d'oxyde, gravure
3	oxyde de grille	croissance d'oxyde thermique sur 0,8 $\mu\text{m}$
4	définition du poly-silicium 1	dépôt de 0,3 $\mu\text{m}$ de poly-silicium (LPCVD), gravure
5	dépôt d'oxyde de grille	dépôt de 48 nm d'oxyde
6	diffusion $\text{n}^+$	implant de phosphore, diffusion
7	diffusion $\text{p}^+$	implant de bore, diffusion
8	définition du poly-silicium 2	dépôt de 0,3 $\mu\text{m}$ de poly-silicium, gravure
9	définition des contacts	croissance de 0,8 $\mu\text{m}$ d'oxyde, définition des contacts par gravure
10	définition du métal 1	dépôt de 0,8 $\mu\text{m}$ d'aluminium (évaporation), gravure
11	définition des vias	croissance de 0,8 $\mu\text{m}$ d'oxyde, définition des vias par gravure
12	définition du métal 2	dépôt de 0,8 $\mu\text{m}$ d'aluminium (évaporation), gravure
13	passivation	croissance de 0,5 $\mu\text{m}$ d'oxyde et 0,5 $\mu\text{m}$ de nitrure, gravure

### 2.2.4 Structure de la cellule

D'après les informations et les choix effectués à la section précédente, la cellule ne peut avoir que l'une des sept structures représentées sur la figure 2.5 et détaillées dans le tableau 2.2.

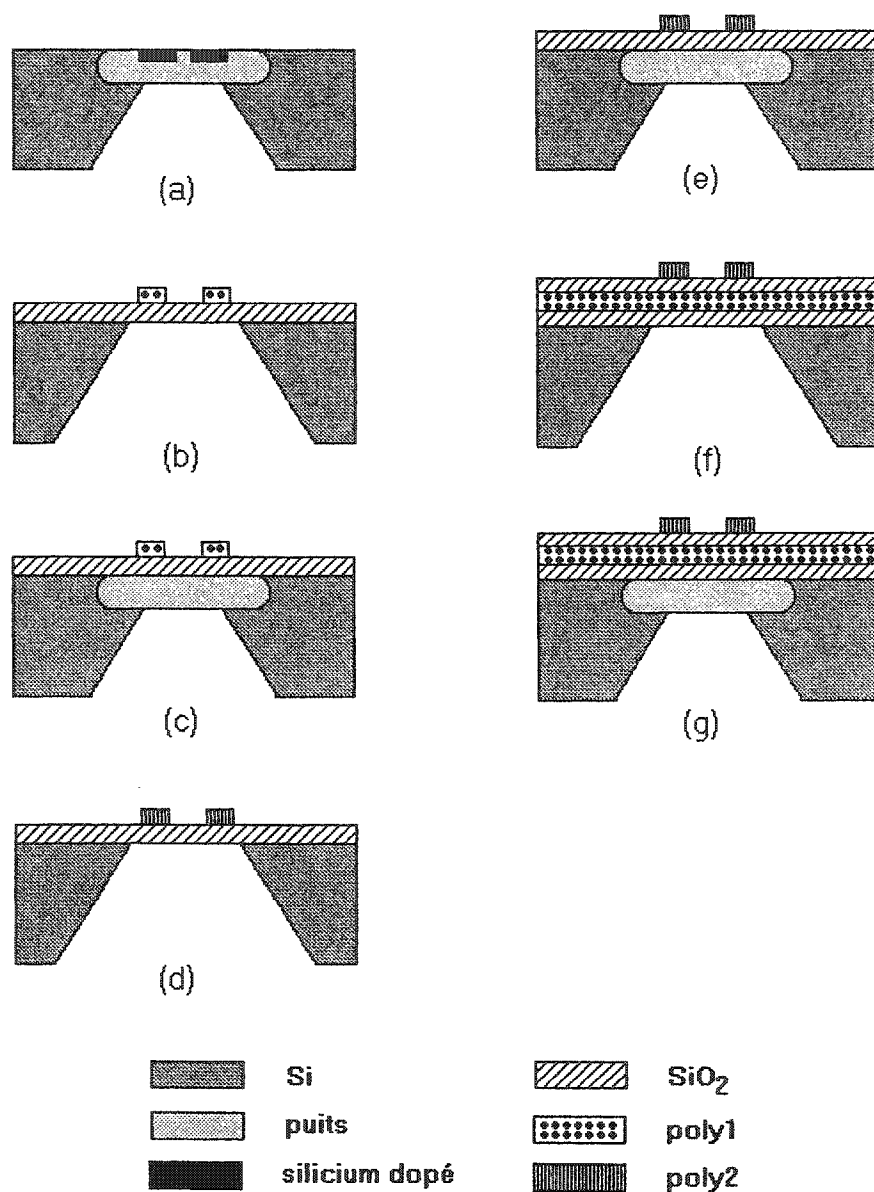


Figure 2.5 Structures possibles pour la cellule avec la technologie Mitel15

Tableau 2.2 Structures possibles pour la cellule avec la technologie Mitel15

#	Composition de la membrane	Composition des zones résistives	Couche effectuant l'arrêt de gravure
(a)	puits-P	Si dopé ( $p^+$ )	puits-P
(b)	SiO <sub>2</sub>	poly1	SiO <sub>2</sub>
(c)	puits-P + SiO <sub>2</sub>	poly1	puits-P
(d)	SiO <sub>2</sub>	poly2	SiO <sub>2</sub>
(e)	puits-P + SiO <sub>2</sub>	poly2	puits-P
(f)	SiO <sub>2</sub> + poly1 + SiO <sub>2</sub>	poly2	SiO <sub>2</sub>
(g)	puits-P + SiO <sub>2</sub> + poly1 + SiO <sub>2</sub>	poly2	puits-P

On notera que par souci de simplification, les couches d'oxyde supérieures ont été volontairement omises des dessins et de la colonne « composition de la membrane ». Par exemple, dans le premier cas, la membrane est en silicium faiblement dopé surmontée des différents niveaux d'oxyde et de nitrure évoqués dans le tableau 2.1. Les abréviations « poly1 » et « poly2 » désignent respectivement les première et deuxième couches de silicium polycristallin, tandis que « puits-P » désigne le silicium faiblement dopé.

Des études expérimentales ont montré (CMC, 1995, p63) que le silicium faiblement dopé au bore (puits-P) ne permettait généralement pas d'arrêter les gravures anisotropes de façon efficace. En outre, le niveau de silicium fortement dopé au bore ( $p^+$ ) ne peut pas être disposé sous la couche de poly1 car le procédé est à grille auto-alignée (le poly1 sert de masque à l'implantation des dopants dans le silicium). La solution (a) est donc à rejeter puisque le risque est grand de creuser le substrat sur toute son épaisseur.

Par ailleurs, la valeur à donner aux résistances résulte d'un compromis entre l'encombrement et la puissance dissipée. Une résistance élevée limite le courant, donc atténue l'échauffement, diminuant ainsi la dérive en température. Par contre, elle occupe



un plus grand espace, ce qui diminue sa sensibilité en tant que capteur de pression (voir la section suivante pour plus de détails). Or, les spécifications de Mitel donnent une résistance moyenne de  $20 \pm 5 \Omega$  par carré pour la couche de poly1, contre  $100 \pm 20 \Omega$  par carré pour le poly2. Il est donc plus avantageux d'utiliser le deuxième niveau de poly-silicium pour réaliser les résistances, ce qui pousse à rejeter les solutions (b) et (c).

A priori, la solidité de la membrane s'accroît avec son épaisseur. De ce fait, les solutions (f) et (g) semblent plus convaincantes que (d) et (e). De plus, si la membrane s'avérait trop épaisse, il serait toujours possible de l'amincir en gravant par exemple la couche inférieure de (f) ou le puits-P de (g). On rejette donc (d) et (e).

Afin de déterminer laquelle des structures (f) ou (g) répondrait le mieux à notre problème, aussi bien en terme de sensibilité vis-à-vis de la pression qu'en terme de solidité, nous avons réalisé une première puce comportant plusieurs exemplaires de ces deux structures. Elle intègre également un circuit de traitement simple (convertisseur analogique-numérique 4 bits) qui est exposé à l'annexe C. Toutefois, nous avons dû abandonner le développement de cette puce car elle semblait peu viable. En effet, le gain que l'on aurait obtenu avec la disposition choisie pour les résistances aurait vraisemblablement été trop faible (cf. annexe C pour davantage de détails).

Parallèlement, nous avons envoyé en fabrication les puces prototypes munies de la structure (f). En effet, des contraintes logistiques (obligation d'envoyer les prototypes en fabrication avant d'avoir reçu la première puce) nous ont forcés à choisir arbitrairement une structure parmi (f) et (g). Le choix s'est porté sur la structure (f), la plus viable *a priori*, dans la mesure où elle devrait permettre de contrôler plus précisément les dimensions de la membrane, puisque le puits-P est reconnu pour ne pas arrêter efficacement la gravure.

## 2.3 ÉTUDE COMPORTEMENTALE DU CAPTEUR PIÉZORÉSISTIF

### 2.3.1 L'effet piézorésistif

Le phénomène de piézorésistivité est la variation de résistance électrique d'un objet lorsqu'une contrainte lui est appliquée (Malouf, 2000, p29-31). Pour un matériau comme le silicium monocristallin, cela se traduit par la relation :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \pi_{//} \sigma_{//} + \pi_{\perp} \sigma_{\perp} \quad (2.2)$$

dans laquelle  $\Delta R/R_0$  désigne la variation relative de résistance,  $\sigma_{\perp}$  et  $\sigma_{//}$  les contraintes respectivement normale et tangentielle à la direction du courant, et  $\pi_{\perp}$  et  $\pi_{//}$  les coefficients de piézorésistivité respectivement normal et tangentiel (Madou, 1997, p161). Ces coefficients ne dépendent que du matériau (orientation cristalline, dopage, etc.) et de la température.

Dans le cas du silicium polycristallin, c'est-à-dire constitué de grains cristallins formant un ensemble sans orientation particulière, les coefficients de piézorésistivité correspondent à une moyenne dans toutes les directions, et la relation devient :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \pi (\sigma_{\perp} + \sigma_{//}) \quad (2.3)$$

ce qui donne, en y injectant la loi de Hooke  $\sigma = \varepsilon E$  ( $E$  : module d'Young du matériau) :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = K (\varepsilon_{\perp} + \varepsilon_{//}) \quad (2.4)$$

avec  $\varepsilon_{\perp}$  et  $\varepsilon_{//}$  les déformations respectivement perpendiculaire et parallèle, et  $K = \pi E$  le « coefficient de jauge », qui ne dépend que du matériau et de la température. Pour le poly-silicium, il vaut typiquement entre 20 et 40, mais il s'effondre avec le dopage.

### 2.3.2 Application au capteur de pression

La membrane de la structure (f) de la figure 2.5 peut se ramener, en première approximation, à une plaque carrée formée de divers matériaux empilés, et encadrée sur ses quatre côtés. On peut montrer (cf. annexe B) qu'à profondeur égale, la déformation atteint son maximum au centre de la membrane. De ce fait, une zone résistive disposée à cet endroit subira la plus grande variation de résistance possible.

Partant de cette constatation, on choisit de former quatre chemins résistifs identiques : deux au centre de la membrane, et deux sur les bords extérieurs (cf. figure 2.6). Les résistances centrales se déforment sous l'action de la pression extérieure et leur valeur passe de  $R_0$  à  $R_0 + \Delta R$ . Les résistances externes valent toujours  $R_0$ . Elles sont connectées en pont de Wheatstone (cf. figure 2.7), dont la sortie vaut donc :

$$U = \frac{\Delta R/R_0}{2 + \Delta R/R_0} E_0 \quad (2.5)$$

qui, compte-tenu de la faible valeur de  $\Delta R/R_0$ , peut être approximée par :

$$U \approx \frac{\Delta R}{R_0} \times \frac{E_0}{2} \quad (2.6)$$

Or, on peut montrer (cf. annexe B) que la variation relative de résistance est proportionnelle à la pression appliquée. De ce fait, la sortie du pont est proportionnelle à la pression.

La symétrie du montage en pont de Wheatstone permet d'atténuer les effets d'une variation de l'alimentation ainsi que ceux de la dérive en température. En outre, le fait que les résistances aient la même valeur lorsque aucune pression n'est appliquée permet d'atténuer le décalage en tension (« offset »). Toutefois, des erreurs de positionnement des résistances ou une variation d'épaisseur de la membrane peuvent introduire de tels décalages (Dibi *et al.*, 2000) qui devront être compensés par la suite. Ces erreurs sont inévitables et imprévisibles.

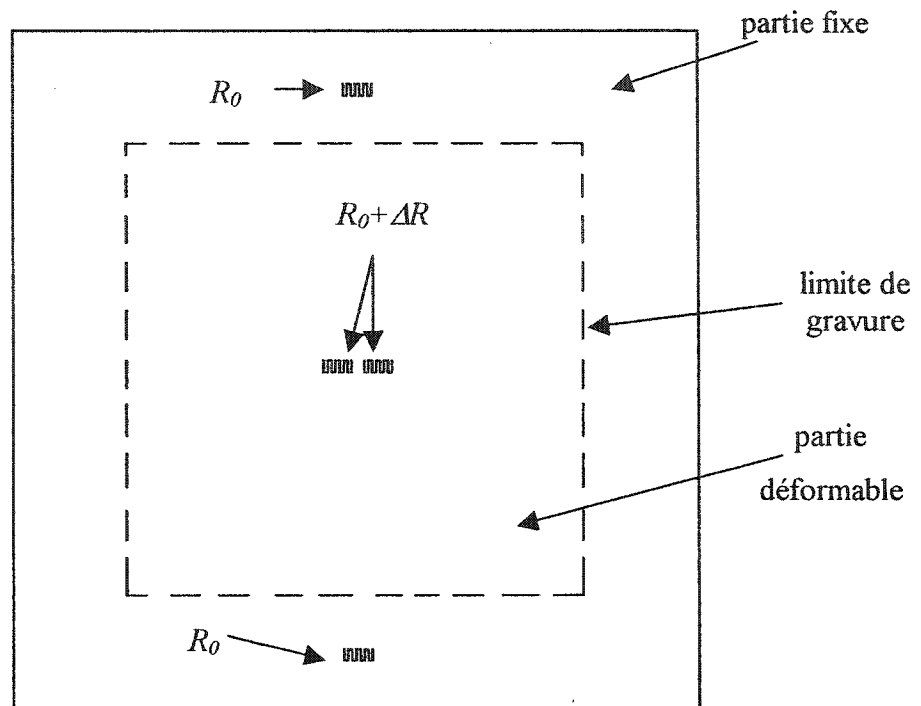


Figure 2.6 Disposition des zones résistives

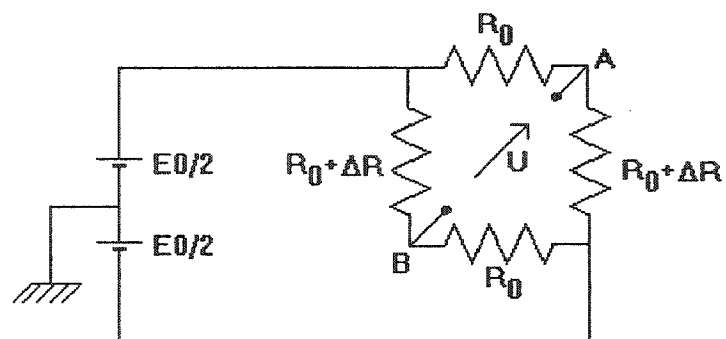


Figure 2.7 Connexion en pont de Wheatstone

### 2.3.3 Dessin de masques de la cellule réalisée

Les sections précédentes parlaient de « zones résistives » pour désigner les résistances. Idéalement, ces structures devraient être les plus petites possibles, voire même ponctuelles, afin d'éviter les effets de moyenne causés par des entités trop grandes. Dans la réalité toutefois, et particulièrement avec la technologie Mitel15, il n'est pas possible de réaliser des zones résistives de faible dimension, car le poly-silicium de niveau 2 présente une résistance faible. On doit donc tracer des résistances en « serpentins ».

La figure 2.8 présente le dessin de masque réalisé à l'aide du module Virtuoso du logiciel Cadence. Le support en poly-silicium de niveau 1 fait 500 microns de côté, les résistances sont formées d'un fil résistif replié 9 fois et occupent un rectangle de 50 par 53,4 microns. L'extraction du schéma et sa simulation prédisent une valeur de 9,43 k $\Omega$  pour chacune des résistances.

La figure 2.9 représente une vue en coupe simplifiée de la structure selon le plan médian passant entre les résistances centrales et coupant les résistances externes. Seule l'échelle verticale est respectée. On constate que la présence du poly-silicium et des lignes de métal engendre une non-planarité tout à fait significative de la surface, ce qui rend très difficile toute tentative de prédiction de la déformation de la membrane. En d'autres termes, il semble plus efficace de la déterminer expérimentalement plutôt que de chercher à simuler son comportement.

Cette structure a été incorporée telle quelle aux puces envoyées en fabrication et dont le fonctionnement est détaillé au troisième chapitre. Les étapes nécessaires à la libération de la membrane – gravure du substrat – font l'objet de la dernière section du chapitre 4.

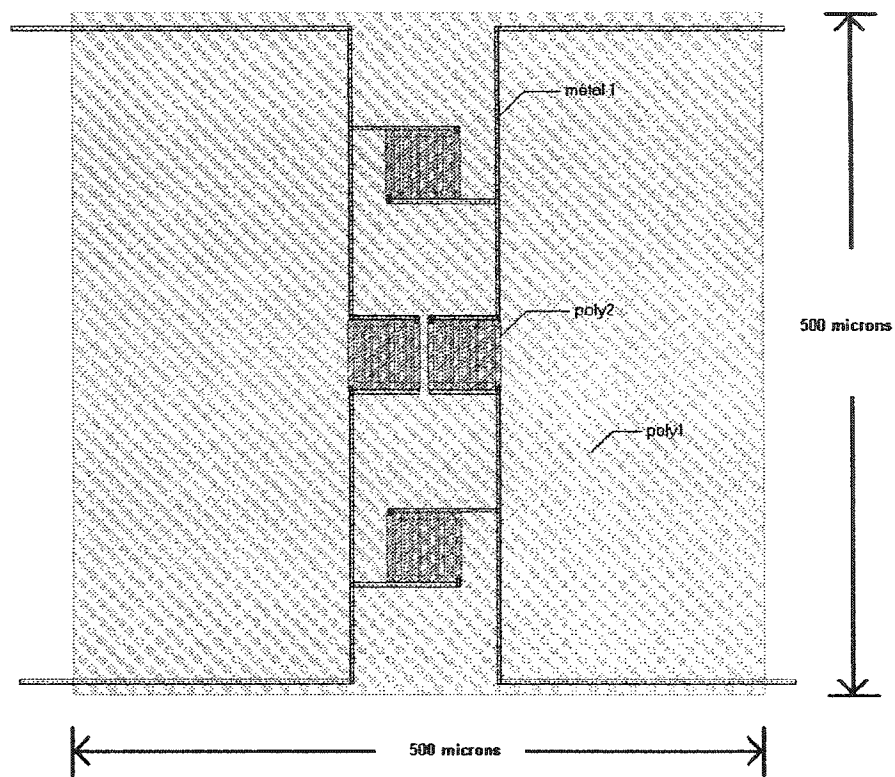


Figure 2.8 Dessin de masques de la membrane et des zones résistives

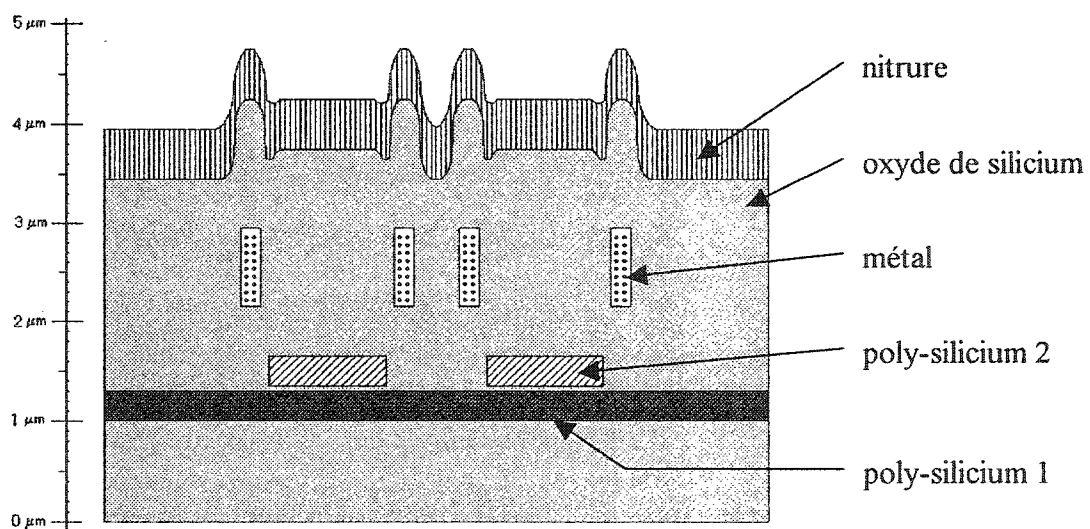


Figure 2.9 Coupe de la membrane suivant un plan médian

## CHAPITRE 3

### CIRCUIT DE TRAITEMENT ET D'ENVOI DES DONNÉES

#### 3.1 CAHIER DES CHARGES

##### 3.1.1 Rôle du circuit

Le circuit électronique intégré à notre système répond à trois objectifs :

- acquérir les signaux analogiques de pression (gastrique et œsophagienne) et d'EMG<sub>di</sub>;
- les convertir en numérique;
- acheminer les données vers l'extérieur de manière sérielle (pour diminuer le nombre de fils dans le cathéter, donc sa taille).

La conversion analogique-numérique *in situ* présente plusieurs avantages par rapport aux dispositifs habituels à sortie analogique (Chartrand *et al.*, 1991, Gilbert *et al.*, 1979). Le premier provient de la proximité du circuit de conversion et du site d'acquisition des signaux. Dans les dispositifs usuels, la longueur des fils que doivent parcourir les signaux analogiques est suffisamment importante pour engendrer un niveau de bruit parasite assez conséquent. Ce niveau de bruit est d'autant moins élevé que la distance à parcourir est faible. De ce point de vue, la conversion *in situ* représente donc la configuration optimale. Le deuxième avantage a trait à la transmission des données : en effet, il est facile de transmettre des informations numériques différentes – dans notre cas, les deux signaux de pression et l'EMG<sub>di</sub> – sur un seul fil, puis de les séparer et de les reconstituer à l'extérieur. La même opération dans le cas d'une transmission analogique serait plus coûteuse en matériel. Un troisième avantage concerne l'analyse et la visualisation des résultats. Contrairement aux dispositifs analogiques qui nécessitent des modules externes d'interfaçage avec l'appareil de

traitement et de visualisation (ordinateur), un dispositif à sortie numérique peut être connecté directement. En outre, les différents traitements éventuellement nécessaires (filtrage, calibration, prise en compte de la dérive en température des capteurs de pression, etc...) peuvent être faits à même les puces. Le signal de sortie ne nécessite alors plus aucun traitement externe. Ce dernier aspect n'a pas été considéré dans la présente étude, car cela aurait entraîné le développement de structures trop encombrantes pour la place qui nous était attribuée.

### 3.1.2 Caractéristiques des signaux à mesurer

À cause de contraintes d'ordre logistique (délais de fabrication des circuits, arrêt programmé de l'accès à la technologie Mitel15), les puces ont dû être conçues en premier, c'est-à-dire sans connaître le comportement des électrodes d'EMG<sub>di</sub> et des membranes que nous allons réaliser par la suite. Aussi avons-nous choisi les caractéristiques des signaux à acquérir en se basant sur les résultats disponibles dans la littérature et obtenus par d'autres équipes de recherche.

Nous avons donc supposé que le signal d'EMG<sub>di</sub> variait entre  $-5$  et  $+5$  mV, valeurs communément admises pour des électrodes à anneaux. La tension de sortie du pont de Wheatstone de la cellule de pression peut être ajustée en jouant sur ses alimentations. On fera donc l'hypothèse qu'elle peut être ramenée à des valeurs comprises elles aussi entre  $-5$  et  $+5$  mV.

La précision recherchée est de 8 bits, soit  $50\text{ }\mu\text{V}$  pour l'EMG<sub>di</sub> et 67 Pa (0,5 mm Hg) pour les pressions gastrique et œsophagienne. La fréquence de la  $P_{di}$  est faible : de quelques fractions de hertz (entre 6 et 12 inspirations / expirations par minute) au repos jusqu'à 2 Hz lors d'efforts volontaires. Par contre, celle de l'EMG<sub>di</sub> s'élève à 500 Hz, et c'est cette fréquence que nous avons choisie comme fréquence maximale des signaux d'entrée pour concevoir notre système.



### 3.1.3 Contraintes d'ordre matériel

Les puces seront montées dans un cathéter œsophagien, dont le petit diamètre (typiquement entre 2 et 6 millimètres selon le nombre de fils qu'il contient) facilite son introduction par voie nasale. Elles doivent donc avoir des dimensions suffisamment faibles pour non seulement être insérées dans le cathéter, mais aussi ne pas nuire à sa souplesse et ne pas se briser au passage du nez.

Compte-tenu des dimensions critiques de la technologie choisie (1,5 microns de largeur de grille), la taille retenue pour ce prototype est de 2 par 5 mm. Il s'agit là d'un choix arbitraire qui répond néanmoins à plusieurs exigences. Sachant que les puces considérées ici ne sont qu'à l'état de prototypes, elles doivent comporter un nombre suffisant de « pads » (plots) pour faciliter leur test. Or, un plot en technologie Mitel15 occupe 200 x 600 microns. Sur une puce rectangulaire de 2 par 5 mm, il est donc possible de disposer 50 plots, ce qui est une valeur raisonnable si l'on souhaite pratiquer des tests poussés.

Une telle dimension des puces restreint les possibilités de réalisation de systèmes complexes. En effet, seulement 3,04 mm<sup>2</sup> (soit à peine 30 % de la surface totale) est disponible pour l'intégration de l'électronique, ce qui est faible vu les dimensions élevées des structures de base (portes logiques) en Mitel15.

Pour maintenir le diamètre du cathéter à une valeur acceptable, il faut aussi limiter le nombre de fils qu'il contient. Ainsi, quatre fils semble un nombre maximum.

## 3.2 FONCTIONNEMENT GLOBAL DU SYSTÈME

### 3.2.1 Entités nécessaires au fonctionnement

Le système doit comporter deux puces baptisées par la suite *G* pour « gastrique » et *Œ* pour « œsophagienne », chargées d'acquérir respectivement les pressions gastrique

( $P_{ga}$ ) et œsophagienne ( $P_{\alpha}$ ). L'une des deux puces doit en outre s'occuper d'acquérir le signal provenant des électrodes d'EMG<sub>di</sub>.

Pour réaliser sa tâche, les puces (l'une ou les deux) doivent comporter au moins les éléments suivants :

- un (ou plusieurs) amplificateur(s) afin de ramener les signaux dans des plages acceptables pour leur conversion en numérique;
- un (ou plusieurs) convertisseur(s) analogique à numérique;
- une (ou plusieurs) entité(s) de stockage permettant de conserver les résultats pendant l'envoi d'autres données vers l'extérieur (car la transmission est sérielle);
- un (ou plusieurs) séquenceur(s) chargés de commander les différentes entités pour le déroulement correct des opérations;
- un (ou des) modules d'horloge si celle-ci n'est pas créée à l'extérieur.

D'autres éléments, facultatifs ceux-là, peuvent être ajoutés pour améliorer les performances du dispositif, parmi lesquels :

- un module de vérification de parité et/ou de *CRC* (Cyclic Redundancy Check) pour vérifier l'intégrité des données envoyées;
- des entités de filtrage si nécessaire;
- une entité permettant de décoder des instructions provenant de l'extérieur pour effectuer des changements de configuration du système (par exemple, mode de calibration, modification du gain des amplificateurs, etc...).

### 3.2.2 Aspects architecturaux

Selon la disposition des différents modules précédents à l'intérieur du système, on peut envisager plusieurs architectures différentes. Cependant, c'est l'architecture la plus symétrisée possible qui a été retenue : les deux puces sont relativement semblables. Une telle approche permet en effet de faciliter la conception (simulations et dessin de masques) dans la mesure où une grande partie des modules conçus servent aux deux puces. Dans un premier temps, il avait d'ailleurs été envisagé de concevoir une seule puce pouvant assurer le rôle œsophagien ou gastrique, ce rôle étant prédéterminé par une entrée de sélection. Bien qu'avantageuse du fait de l'interchangeabilité des puces, cette solution a été rejetée pour la réalisation de ces prototypes par crainte d'un accroissement de la complexité de la logique qui aurait pu occasionner un dépassement de la surface autorisée.

On privilégie une architecture dans laquelle chacune des puces amplifie et convertit elle-même les signaux. De plus, pour réduire le nombre de fils, la puce  $G$  envoie ses résultats (pression gastrique et  $EMG_{di}$  converties en numérique) à la puce  $\mathcal{E}$  qui, de son côté, convertit la pression œsophagienne et envoie toutes les données vers l'extérieur. L'attribution de l'acquisition de l' $EMG_{di}$  à la puce  $G$  est totalement arbitraire. On pourrait aussi choisir d'envoyer les données sur un même bus (de 1 bit), mais cela compliquerait singulièrement le contrôle des différents modules.

L'horloge peut-être produite à l'extérieur, dans une des puces, ou dans les deux. La première solution est sans doute la plus simple, mais elle nécessite un fil de plus que les autres. La dernière est par contre bien plus complexe, puisqu'il faudrait intégrer un procédé de synchronisation des deux horloges. De ce fait, l'horloge est créée dans une seule des puces, soit  $\mathcal{E}$  (choix arbitraire). La communication avec l'extérieur se fait alors de manière asynchrone – puisque l'extérieur ne dispose pas de l'horloge –, ce qu'il faut gérer avec un module d'interfaçage approprié (cf. section 3.2.4).

La conversion de l'EMG<sub>di</sub> et de la pression gastrique dans la puce *G* peut se faire grâce à deux ensembles {amplificateur – convertisseur} distincts ou un seul. La deuxième solution, bien que compliquant légèrement le séquenceur, a été retenue car bien moins encombrante.

Enfin, les modules « facultatifs » énoncés plus-haut n'ont pas été intégrés à ce prototype par manque de place.

### 3.2.3 Organisation globale

La figure 3.1 présente une vue schématique de la structure prévue pour le cathéter. Les connexions entre les deux puces sont au nombre de quatre :

- un rail d'alimentation positive (+5V), provenant de l'extérieur et acheminé d'une puce à l'autre;
- un rail de masse, provenant de l'extérieur;
- un fil de transfert des données de *G* vers *Æ*;
- un fil d'horloge, de *Æ* vers *G*.

À tout cela s'ajoute bien entendu un fil de sortie des données vers l'extérieur. Quant aux électrodes, elles sont connectées à la puce *G*.

La figure 3.2 présente l'organisation interne des puces, qui comportent chacune :

- un bloc d'amplification des signaux;
- un bloc de conversion analogique - numérique (8 bits);
- un bloc de stockage et sérialisation des données (pour la transmission sur 1 bit);

- un séquenceur général qui coordonne le fonctionnement des différentes entités (différent pour  $G$  et  $\mathcal{E}$ ).

À ces blocs communs s'ajoutent des blocs spécifiques :

- pour  $G$ , un bloc de sélection du signal à acquérir (pression gastrique ou  $\text{EMG}_{\text{di}}$ );
- pour  $\mathcal{E}$ , un bloc de mise en forme pour la transmission asynchrone vers l'extérieur (cf. section suivante) et un bloc d'horloge.

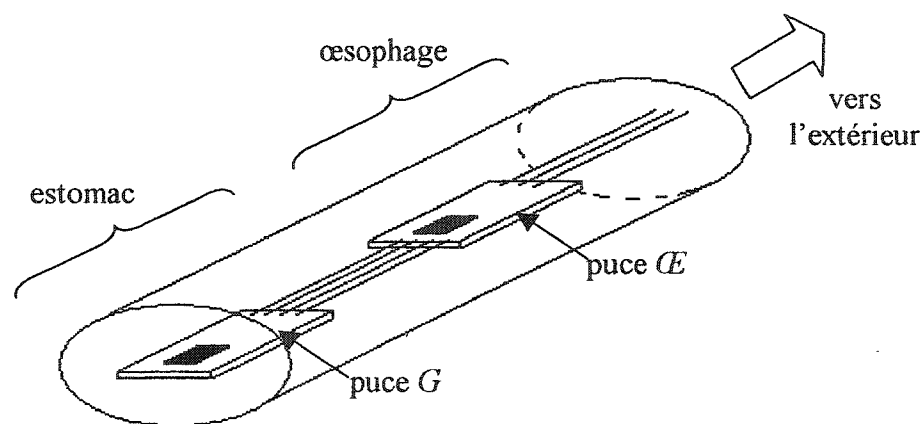


Figure 3.1 Structure schématique du cathéter

### 3.2.4 Protocole de communication avec l'extérieur

Le système doit envoyer ses données vers l'extérieur de façon continue. La transmission sérielle successive des trois informations (les deux pressions et l' $\text{EMG}_{\text{di}}$ ) codées sur 8 bits forme donc une trame de 24 bits, à laquelle il convient d'ajouter un champ d'entête pour signaler le début de chaque trame. Cela ne peut se faire qu'en interdisant une donnée particulière, par exemple  $00x$  (i.e. : deux quartets à « 0 » en notation hexadécimale). Pour constituer une entête valide, c'est-à-dire qu'on ne puisse pas confondre avec des données, il faut alors 15 zéros consécutifs. En effet, si l'on reçoit seulement 14 zéros consécutifs, rien ne permet de dire si l'on a affaire à l'octet de

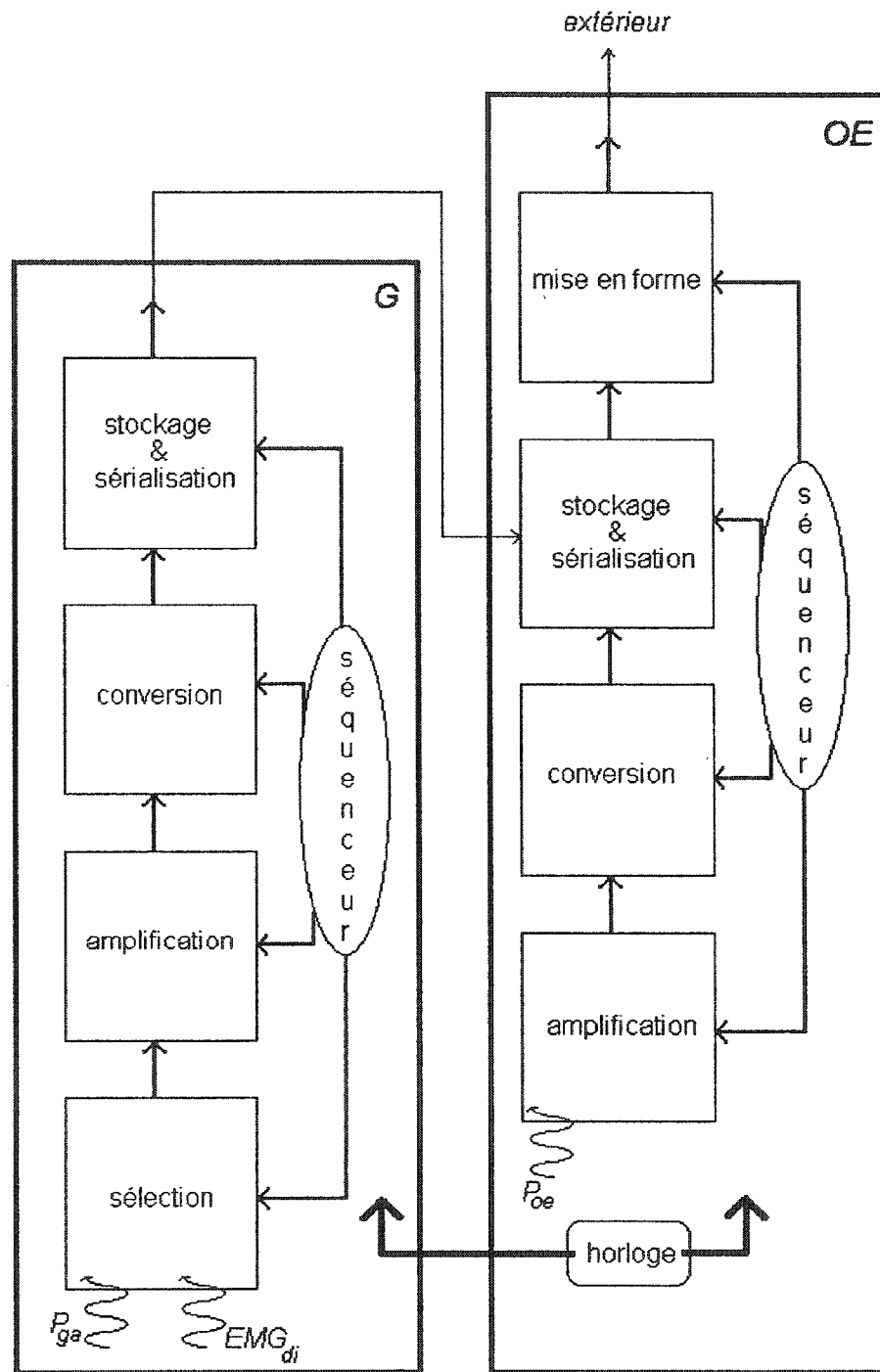


Figure 3.2 Organisation globale

données 1000 0000 suivi du début de 0000 0010 (par exemple), ou à l'octet 1000 0000 suivi de la donnée interdite 0000 0000.

On ajoute à cette entête de 15 bits un bit supplémentaire afin d'occuper 2 octets complets. L'ordre d'envoi des informations est *a priori* arbitraire, mais il est choisi pour faciliter la gestion des transferts de données au sein du système. Le tableau 3.1 donne la forme de la trame d'information émise. L'entête est créée par la puce *CE*.

**Tableau 3.1 Forme de la trame d'information émise**

<i>Entête</i>		<i>Pression œsophagienne</i>	<i>Pression gastrique</i>	<i>EMG<sub>di</sub></i>
1000 0000	0000 0000	xxxx xxxx	xxxx xxxx	xxxx xxxx
<b>8 bits</b>	<b>8 bits</b>	<b>8 bits</b>	<b>8 bits</b>	<b>8 bits</b>

La fréquence d'échantillonnage choisie est de 1 kHz afin de respecter le théorème de Shannon pour l'EMG<sub>di</sub> dont la fréquence maximale est de 500 Hz. De ce fait, il faut prendre 40 kHz comme fréquence d'opération du système pour pouvoir émettre les 40 bits de la trame. Toutes les entités du système sont donc spécifiées pour fonctionner à cette fréquence.

Comme il a été dit précédemment, la communication (unidirectionnelle) entre le système d'acquisition et le dispositif externe se fait de manière asynchrone. Le plus simple est de coder les données selon le code Manchester :

- un front descendant représente un bit à 1;
- un front montant représente un bit à 0.

Ce codage est simple à réaliser et nécessite une porte OU exclusif. Le décodage externe est lui aussi aisément réalisable.

### 3.2.5 Aspects temporels

Pour stocker et sérialiser les données, on utilise un registre à décalage 8 bits à sortie série et chargement parallèle, intégré dans chacune des puces. Le registre de  $G$  conserve donc à tour de rôle les valeurs de la pression gastrique et de l'EMG<sub>di</sub>. La valeur de la pression œsophagienne, conservée dans  $\mathcal{E}$ , est envoyée directement à l'extérieur, tandis que les deux autres résultats transitent par le registre de  $\mathcal{E}$  avant de sortir du système.

Si l'on note  $T_H$  la période d'horloge, on peut décrire l'enchaînement des étapes d'un cycle de transmission de la façon suivante (cf. figure 3.3) :

- à  $t = 0$ , la valeur de la pression est échantillonnée dans chacune des deux puces; la conversion en numérique démarre; la transmission de l'entête vers l'extérieur commence (1);
- lorsque la conversion est terminée, le résultat est stocké dans le registre de chaque puce (chargement parallèle);  $G$  échantillonne l'EMG<sub>di</sub> et commence à la convertir (2&3);
- à  $t = 16 T_H$ , l'entête est totalement transmise; les registres des deux puces passent en mode « décaleur » : de ce fait, la valeur de la pression acquise par  $\mathcal{E}$  est transmise vers l'extérieur tandis que celle acquise par  $G$  est envoyée vers le registre de  $\mathcal{E}$  (4);
- à  $t = 24 T_H$ , la conversion de l'EMG<sub>di</sub> s'achève; le résultat est chargé (en parallèle) dans le registre de  $G$ ; les deux registres continuent de fonctionner en mode décaleur (5&6);
- à  $t = 39 T_H$ , toutes les informations ont été envoyées; le système revient à son état initial pour émettre une nouvelle trame.

La synchronisation des deux puces est assurée par un signal de remise à zéro global qui amène toutes les unités logiques à leur valeur initiale. L'échantillonnage des



pressions est simultanée, tandis que l'acquisition de l' $EMG_{di}$  s'effectue une dizaine de coups d'horloge plus tard. Cela ne gêne en rien l'interprétation des résultats puisqu'il ne s'agit que de quelques centaines de microsecondes de retard et les variations de la pression transdiaphragmatique sont beaucoup plus lentes.

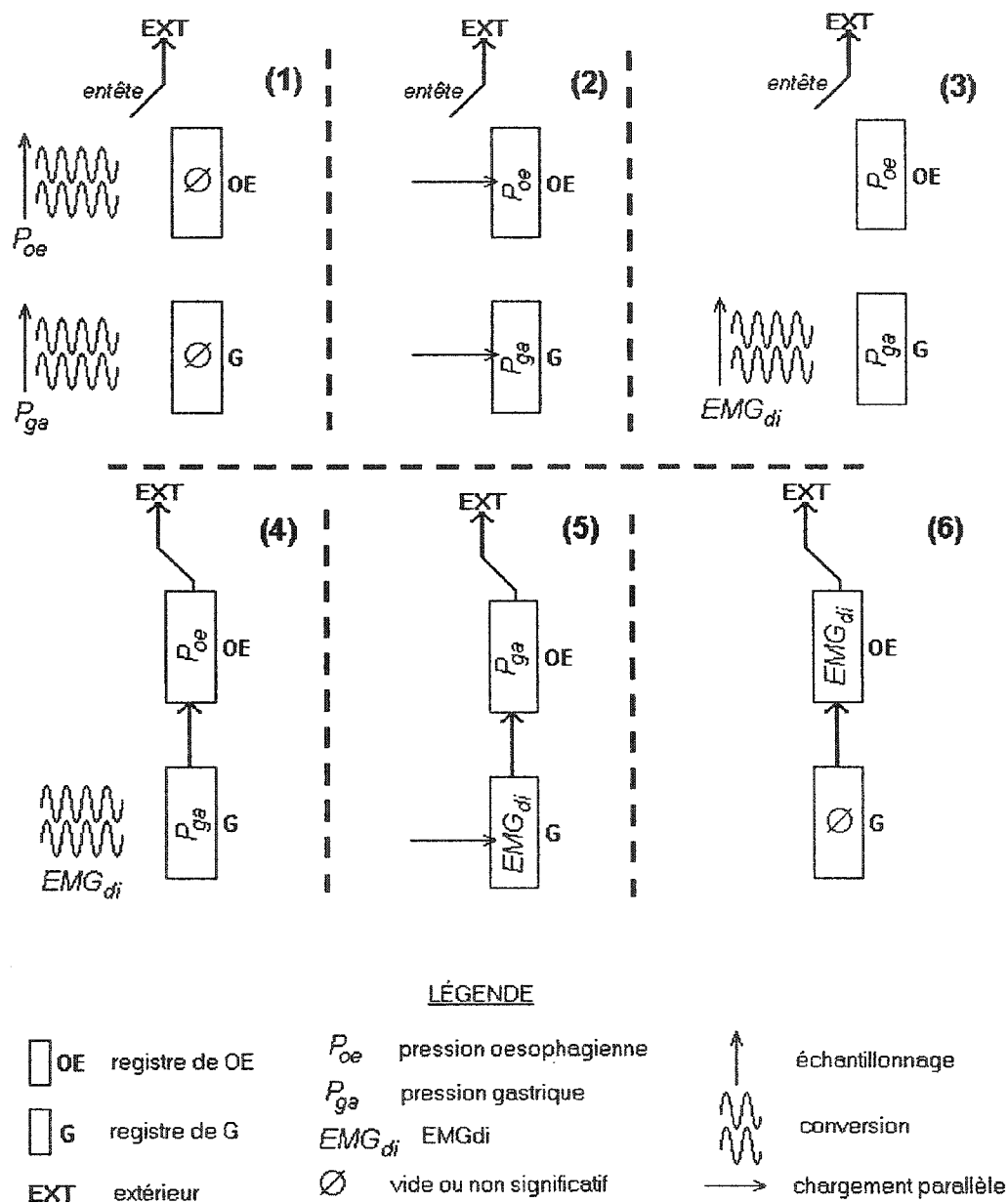


Figure 3.3 Enchaînement temporel des opérations

### 3.3 CONCEPTION DES PARTIES ANALOGIQUES

#### 3.3.1 Module de sélection d'entrée (*G* seulement)

Ce module sélectionne l'un ou l'autre des signaux différentiels de pression gastrique ou d'EMG<sub>di</sub>, et le reporte à sa sortie. Il est basé sur des portes de transmission de dimensions minimales, et ne présente pas de difficultés particulières.

#### 3.3.2 Module d'horloge

La puce *CE* synthétise à la fois sa propre horloge et celle de la puce *G*, qui est légèrement retardée pour assurer l'intégrité des données envoyées de *G* vers *CE*. La fréquence de fonctionnement du dispositif est suffisamment basse pour que le temps de trajet d'une puce à l'autre soit négligeable.

Le module d'horloge est réalisé sous la forme d'un oscillateur en anneau (cf. figures D.4 et D.5 de l'annexe D) composé de neuf inverseurs identiques de dimensions suffisamment élevées pour abaisser la fréquence d'oscillation des quelques dizaines de mégahertz obtenus avec des inverseurs de base aux 40 kHz requis pour notre application. Les sorties des septième et neuvième inverseurs sont reliés à deux bascules *T* chargées de mettre en forme le signal (cette structure est suffisante car le signal d'horloge ne commande pas des charges élevées, vu le nombre restreint de portes logiques dans le circuit).

L'utilisation de gros transistors ( $140 \times 125 \mu\text{m}^2$  pour les *P*) peut créer des problèmes de « gigue » (*jitter*), c'est-à-dire d'irrégularités dans le signal. Cependant, le convertisseur analogique - numérique agit suffisamment rapidement pour ne pas être affecté par ce problème.

#### 3.3.3 Module d'amplification

Ce bloc sert à amplifier la différence de potentiel (*ddp*) aux électrodes et la tension de sortie du pont résistif implanté sur les membranes. Son entrée, différentielle, a une

amplitude maximale de 10 mV en valeur absolue (cf. section 3.1.2). La valeur maximale de sa sortie est imposée à 2,5 V par l'architecture du convertisseur en aval (cf. partie 3.3.4 sur le convertisseur analogique – numérique pour plus de détails à ce sujet). Le gain du bloc doit donc valoir  $A = 250$  à la fréquence de fonctionnement, soit 40 kHz.

L'architecture à retenir doit en outre privilégier un fort rejet des différentes sources de bruit, ce qui se traduit par un taux de rejet du mode commun (CMRR) et un taux de rejet des alimentations (PSRR) les plus élevés possibles. Un amplificateur d'instrumentation est *a priori* la meilleure structure pour atteindre ces objectifs. Nous avons ainsi opté pour l'architecture de la figure 3.4, inspirée de (Harb et Sawan, 1999), architecture dans laquelle le CMRR ne dépend pas d'un réseau de résistances comme dans les amplificateurs d'instrumentation traditionnels, ce qui augmente la précision du système. La valeur du CMRR dépend uniquement des performances des miroirs de courant.

En considérant les miroirs de courant comme idéaux, la valeur du courant  $I_S$  est donnée par la relation  $I_S = \frac{V_1 - V_2}{R_0}$ . Le gain de l'étage vaut donc  $A = \frac{K}{R_0}$ , en notant  $K$  le gain de l'unité de conversion courant – tension.

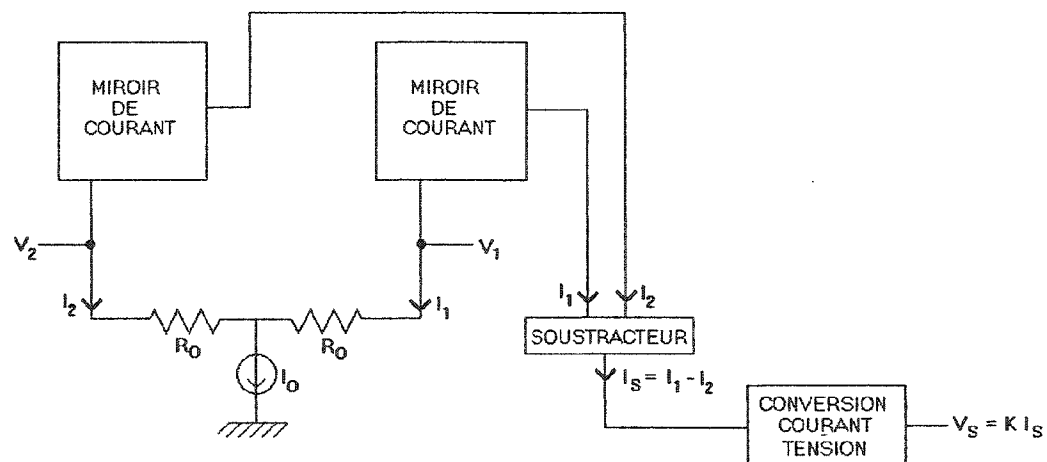


Figure 3.4 Schéma de principe du bloc d'amplification

La figure 3.5 montre la réalisation de cette structure. Les potentiels  $V_1$  et  $V_2$  sont imposés par un ensemble de composants (amplificateur opérationnel et transistor NMOS) qui présente une résistance d'entrée infinie (indispensable pour une bonne acquisition de la sortie des membranes). Les miroirs de courant sont des miroirs cascodes, et le soustracteur est basé sur une architecture du même type. Enfin, la conversion courant – tension est réalisée par un amplificateur opérationnel en boucle fermée.

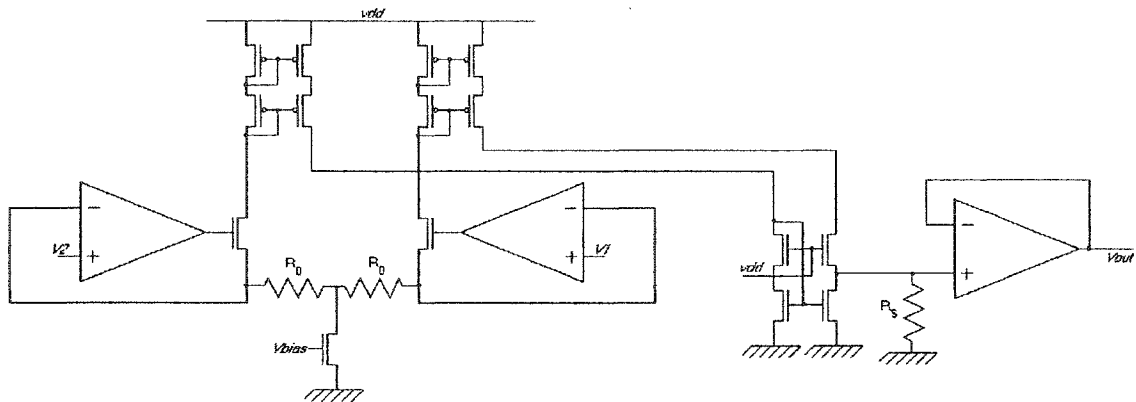


Figure 3.5 Réalisation du bloc d'amplification

Les résistances  $R_0$  sont choisies suffisamment petites pour que la résistance  $R_S$  puisse être de dimensions raisonnables (car  $K = R_S$ ). Ainsi, on prend  $R_0 = 100 \, \Omega$ , ce qui donne un courant  $I_0$  de  $100 \, \mu\text{A}$ . La résistance de sortie  $R_S$  vaut donc  $R_S = 25 \, \text{k}\Omega$ . Il faut noter que, pour ce prototype, la basse consommation n'est pas l'objectif prioritaire dans la mesure où, de toute manière, l'alimentation du dispositif est assurée par un dispositif externe.

Bien qu'efficace, cette structure présente deux inconvénients. Tout d'abord, la source de courant  $I_0$  ne fonctionne que si les tensions d'entrée  $V_1$  et  $V_2$  sont supérieures à la tension de polarisation  $V_{bias}$ . Mais  $V_{bias}$  doit être la plus élevée possible pour diminuer la taille du transistor auquel elle est connectée. Nous avons donc fait un compromis en choisissant  $V_{bias} = 2,5 \, \text{V}$ , qui est la tension milieu des alimentations. De

ce fait,  $V_1$  et  $V_2$  doivent être supérieures à 2,5 V. Il faut donc rajouter un étage de décalage (additionneur) en amont. L'autre inconvénient provient du dernier étage : en effet, celui-ci ne peut fonctionner correctement que si  $V_1 > V_2$ , ce qui n'est pas forcément toujours le cas.

Malheureusement, ces deux inconvénients n'ont pu être corrigés à temps. On devra donc recourir à des structures externes additionnelles pour tester le bon fonctionnement du circuit. Bien sûr, il sera possible d'intégrer ces modules supplémentaires dans un prototype ultérieur.

### 3.3.4 Convertisseur analogique – numérique

Le convertisseur analogique – numérique (CAN) nécessaire est de 8 bits. Il doit convertir le signal analogique en un temps suffisamment court pour pouvoir respecter le séquençement des opérations (cf. figure 3.3). Une dizaine de coups d'horloge est un maximum.

Les principaux types de CAN traditionnels sont les suivants (en notant  $T_H$  la période d'horloge du convertisseur et  $N$  le nombre de bits) :

- **Convertisseur à simple rampe :**

On intègre une tension de référence jusqu'à ce qu'elle égalise la tension à convertir. Un compteur calcule le temps mis pour atteindre cette valeur, et le résultat final est l'équivalent numérique de l'entrée divisée par la période d'horloge. Le temps de conversion dépend de la valeur à convertir et vaut, au maximum, environ  $2^N T_H$ . Le convertisseur est sensible à tout bruit parasite additif superposé à la tension à mesurer.

- **Convertisseur à double rampe :**

La tension à convertir est intégrée pendant un temps constant, puis on intègre une tension de référence de signe opposé jusqu'à revenir à une valeur nulle. Le résultat

est le rapport du temps de descente sur le temps de montée. Le temps de conversion dépend de la valeur à convertir et est, au maximum, de l'ordre de  $2^{N+1}T_H$ . La précision est meilleure car tout bruit à valeur moyenne nulle superposé à la tension à convertir n'aura pas d'influence sur le résultat de la conversion.

- **Convertisseur à approximations successives :**

Ce type de convertisseurs repose sur un registre dont chaque bit, pris séquentiellement du poids fort au poids faible, est déterminé en fonction de la comparaison de la sortie du registre par rapport à la tension à convertir (voir plus loin pour plus de détails). Il s'agit d'un convertisseur rapide, dont le temps de conversion est indépendant de la valeur à convertir et vaut approximativement  $NT_H$ . Il est par contre sensible au bruit additif.

- **Convertisseur sigma – delta :**

Il s'agit d'un convertisseur à suréchantillonnage. Ce type de convertisseur tire son excellente précision du fait qu'il déforme la densité spectrale de bruit en la concentrant vers les hautes fréquences, sans trop toucher à la densité spectrale du signal utile. On peut alors éliminer une grande partie du bruit à l'aide d'un simple filtre passe-bas. L'avantage pour notre application est que l'on obtient directement une sortie sérielle.

- **Convertisseur « flash » :**

Un réseau de résistances et de comparateurs permet l'encodage direct, donc ultra-rapide de la tension d'entrée. Cependant, ce type de convertisseur requiert  $2^N$  comparateurs, ce qui est très encombrant.

Certains de ces convertisseurs conviennent mal à notre application :

- les convertisseurs à rampe, dont la vitesse de conversion trop faible nécessiterait le recours à une horloge spécifique à fréquence élevée;
- les convertisseurs flash, à cause de leur haut degré d'encombrement.

Enfin, l'emploi des convertisseurs à suréchantillonnage comme le sigma - delta est difficile ici car il n'y a, au final, non pas un mais trois signaux à convertir et transmettre sérielement sur un même fil. Cela pose des problèmes au niveau du suréchantillonnage non seulement pour réaliser une architecture de sigma – delta qui multiplexe les signaux, mais aussi pour extraire et reconstituer les signaux convertis.

Par élimination, nous avons donc opté pour les convertisseurs à approximations successives, qui, malgré leur moins bonne précision par rapport aux convertisseurs à suréchantillonnage, ont l'avantage d'effectuer leur conversion en une dizaine de coups d'horloge seulement (pour un convertisseur 8 bits).

La figure 3.6 montre la partie analogique du convertisseur à approximations successives (noté CAS par la suite). L'entrée est en  $V_e$ , la sortie en  $V_{positif}$ . Les signaux  $b_1$  à  $b_8$  ainsi que  $s_1$  et  $s_2$  sont des signaux de commande générés par le contrôleur du CAS (dont le fonctionnement sera détaillé dans la section 3.4.1).  $V_{milieu}$  est une référence de tension fixée à 2,5 V (car cette valeur a déjà été créée pour le bloc d'amplification).

Les commutateurs sont réalisés à partir de portes de transmission. La capacité du condensateur de dimension minimale vaut 250 fF. Quant au comparateur, il est réalisé à partir de l'amplificateur opérationnel utilisé dans le bloc d'amplification (cf. figure D.6 de l'annexe D), mais dont la capacité de compensation est constamment déconnectée. Voici l'enchaînement des étapes de conversion (Johns and Martin, 1997, p494), la sortie du CAS correspondant aux commandes  $b_1$  à  $b_8$ .

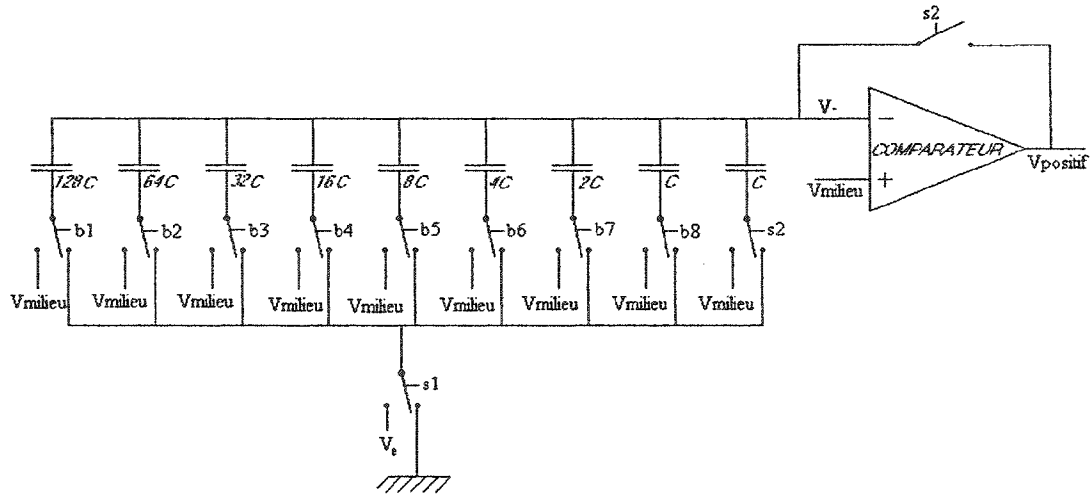


Figure 3.6 Schéma de la partie analogique du CAS

- **Échantillonnage** : la matrice de condensateurs est connectée à la tension à convertir ( $V_e$ ); la tension  $V_-$  est amenée à  $V_{milieu}$  par la fermeture du commutateur  $s_2$ ; la valeur de  $V_{positif}$  n'est pas prise en compte par la logique en aval.
- **Blocage** : le comparateur passe en mode de comparaison (boucle ouverte) tandis que les condensateurs sont connectés à  $V_{milieu}$ ; par conservation de la charge dans la matrice de condensateurs, la tension  $V_-$  devient égale à  $2 V_{milieu} - V_e$ ; le commutateur  $s_1$  se connecte à la masse pour préparer la conversion;  $V_{positif}$  n'est toujours pas pris en compte.
- **Conversion** : le condensateur de plus forte capacité est connecté à la masse via le commutateur  $b_1$ ; la tension  $V_-$  passe alors à  $V_- = 2 V_{milieu} - V_e - V_{milieu}/2$ ; si  $V_{positif}$  est nulle, cela signifie que la tension codée par  $b_1 b_2 \dots b_8$  surestime la tension à convertir  $V_e$  et  $b_1$  est reconnecté à  $V_{milieu}$ ; l'opération se poursuit en connectant tour à tour les condensateurs à la masse jusqu'au dernier. La tension  $V_-$  obtenue à la fin vaut ainsi, compte-tenu du fait que  $V_{milieu} = 2,5 \text{ V}$ .

$$V_- = 5 - V_e - 2,5 \sum_{i=1}^8 \frac{b_i}{2^i} \quad (3.1)$$



Il est à noter que l'architecture de ce système réduit la tension pleine échelle d'un facteur deux (2,5 V au lieu de 5 V) et conduit à coder les valeurs d'une façon peu naturelle : c'est en fait la valeur  $2,5 - V_e$  qui est codée, c'est-à-dire que le code 0000 0000 correspond à  $V_e = 2,5$  V, tandis que le code 1111 1111 correspond à  $V_e = 9,7$  mV. La traduction de ce code en un code plus conventionnel se fera dans le bloc d'interprétation externe.

Le choix de ce codage peu habituel provient du fait que l'alimentation du comparateur est de 0 – 5 V. Les méthodes plus traditionnelles emploient des alimentations symétriques par rapport à la masse, d'où la possibilité d'avoir des tensions négatives sur l'entrée  $V_-$ . C'est impossible ici dans la mesure où toutes les tensions sont nécessairement positives.

### 3.4 CONCEPTION DES PARTIES NUMÉRIQUES

#### 3.4.1 Commande du convertisseur analogique – numérique

La partie de commande du convertisseur est réalisée à part, dans la zone de la puce dédiée aux dispositifs numériques. Cette entité a pour rôle de contrôler l'enchaînement des différentes étapes (cf. partie 3.3.4) qui interviennent dans la conversion, en fonction des signaux de contrôle envoyés par le séquenceur général.

Elle se décompose en deux sous-entités : une machine à états qui commande le passage d'une étape à la suivante (échantillonnage, blocage, conversion, retour au départ) et une autre entité chargée de générer les signaux  $b_1 \dots b_8$ ,  $s_1$  et  $s_2$  pendant l'étape de conversion proprement dite.

La machine à états est simple. Elle est composée de quelques portes logiques et bascules D. La seconde entité est un assemblage de 8 éléments, dont un seul est actif à la fois. Si l'élément  $i$  est actif, il synthétise le signal  $b_i$  qui fait activer le commutateur correspondant du CAS. Selon la sortie du comparateur,  $b_i$  change ou non de valeur au coup d'horloge suivant, et cette valeur se maintient jusqu'à la fin de la conversion.

L'élément  $i$  passe alors la main à  $i+1$  qui devient actif à son tour, et ainsi de suite jusqu'au dernier élément. Tout comme la machine à états, chaque élément est un assemblage de portes logiques simples et de bascules D pour assurer l'aspect séquentiel.

### 3.4.2 Registre de stockage et de sérialisation

Il s'agit d'un registre 8 bits à décalage, pouvant être chargé de façon synchrone en parallèle ou en série. Le registre assure à la fois le stockage des données et leur transmission sérielle. Outre ses entrées série et parallèles, et sa sortie série, ce registre comporte deux entrées de commande : l'une pour arrêter son fonctionnement, l'autre pour choisir le mode de décalage ou de chargement parallèle. Sa réalisation est décrite à l'annexe D (figure D.9).

### 3.4.3 Module de mise en forme (puce $\mathcal{E}$ seulement)

Ce module permet de fabriquer l'entête de la trame de données, c'est-à-dire les deux octets  $8000x$ . Il comporte un encodeur Manchester qui est tout simplement une porte  $XOR$  (OU exclusif) dont l'une des entrées est reliée au signal d'horloge (cf. figure D.10 de l'annexe D).

### 3.4.4 Séquenceurs généraux de $\mathcal{E}$ et $G$

Ces entités contrôlent l'enchaînement des opérations réalisées par les différents blocs de  $\mathcal{E}$  et  $G$  respectivement. Les diagrammes temporels des figures 3.7 et 3.8 résument les valeurs que doivent prendre les signaux synthétisés par ces modules pour un fonctionnement correct des puces. Les valeurs obligatoires sont en traits pleins tandis que les valeurs choisies arbitrairement sont en pointillés. Le tableau 3.2 donne la signification et le rôle des différents signaux synthétisés.

Comme pour toutes les autres parties, la détermination des fonctions logiques et de leur schéma électronique a été effectuée à la main. La synthèse des différents signaux se fait de façon combinatoire à partir de la sortie d'un compteur 6 bits. Étant simples, nous n'avons pas jugé pertinent de synthétiser ces fonctions par un codage en VHDL.

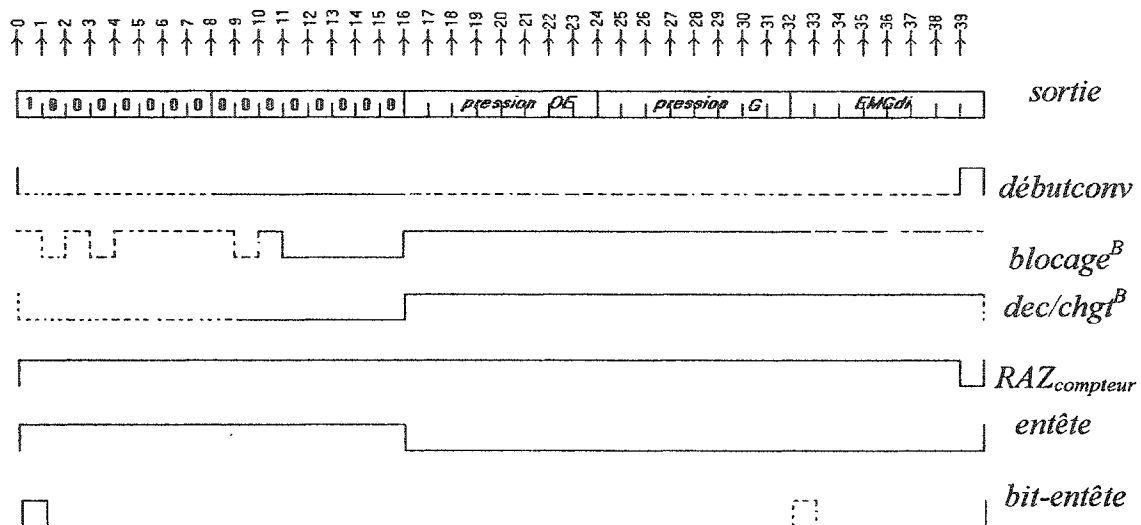


Figure 3.7 Diagramme temporel de la puce œsophagienne

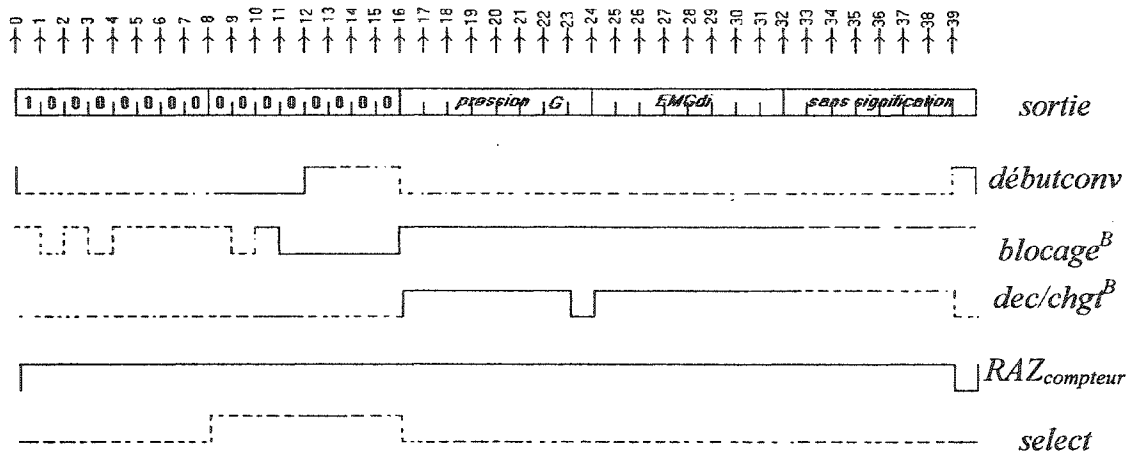


Figure 3.8 Diagramme temporel de la puce gastrique

Tableau 3.2 Signaux synthétisés par les séquenceurs généraux

Signal	Type	Rôle	Fonctionnement
<i>débutconv</i>	synchrone	signal de départ de la conversion analogique à numérique	lorsque <i>débutconv</i> passe à 1, la conversion démarre
<i>blocage<sup>B</sup></i>	synchrone	commande de marche / arrêt du registre	le registre se bloque si <i>blocage<sup>B</sup></i> est à 0
<i>dec/chgt<sup>B</sup></i>	synchrone	mode de fonctionnement du registre	si <i>dec/chgt<sup>B</sup></i> est à 1, mode décaleur, sinon mode chargement parallèle
<i>RAZ<sub>compteur</sub></i>	synchrone	remise à zéro du compteur du séquenceur	actif à 0
<i>entête</i> ( <i>E</i> seul)	asynchrone	sélection du mode « entête » ou « données »	si <i>entête</i> est à 1, l'entête est transmise, sinon ce sont les données
<i>bit-entête</i> ( <i>E</i> seul)	asynchrone	choix du bit d'entête	à 1 en début d'entête
<i>select</i> ( <i>G</i> seul)	asynchrone	sélection de l'entrée à convertir	si <i>select</i> à 0, conversion de la pression ; sinon conversion de la ddp aux électrodes

### 3.5 DESSINS DE MASQUES

#### 3.5.1 Outils et méthodes employés

Nous avons utilisé les outils intégrés dans le logiciel Cadence aussi bien pour simuler les schémas électroniques (cf. chapitre 4) que pour dessiner les masques. Des bibliothèques de composants élémentaires (portes logiques simples, bascules simples, etc.) ont été fournies par la SCM. Les autres composants, en particulier analogiques (amplificateurs par exemple), ont été dessinés au niveau polygone grâce aux outils d'édition de Cadence.

#### 3.5.2 Organisation globale des puces

Les puces  $G$  et  $\mathcal{E}$  comportent quatre types d'entités distinctes : des modules analogiques, des modules numériques, une structure mécanique (la membrane et son pont résistif), et des plots de connexion. Chacun doit occuper une zone qui lui est propre. Vu la forme allongée des puces, nous avons retenu le « découpage » suivant (cf. figures D.2 et D.3 de l'annexe D) :

- les plots sont disposés tout autour des puces, qu'ils soient connectés ou non, avec utilisation des quatre coins; cela fait ainsi 6 plots en haut et en bas, et 19 à droite et à gauche, soit un total de 50;
- la partie inférieure est dédiée à la membrane déformable;
- la partie médiane regroupe toutes les unités analogiques, à savoir le module de sélection d'entrée (pour  $G$ ), le bloc d'amplification, de même que les commutateurs et la matrice de condensateurs du CAS;
- enfin, la partie supérieure comporte toutes les entités numériques, c'est-à-dire la partie de commande du CAS, le registre, le séquenceur général, le module de mise en forme (pour  $\mathcal{E}$ ), ainsi que le module d'horloge.

Les zones dédiées à l'analogique et au numérique doivent être séparées par des anneaux de garde et des puits polarisés (Johns and Martin, 1997, p115) afin d'isoler efficacement les deux parties et de diminuer ainsi l'injection de bruit d'origine numérique dans le circuit analogique. De la même manière, le fil provenant de l'alimentation positive est séparé en deux pour alimenter chacune des parties. Cela évite la propagation de parasites dus aux nombreuses commutations des signaux numériques.

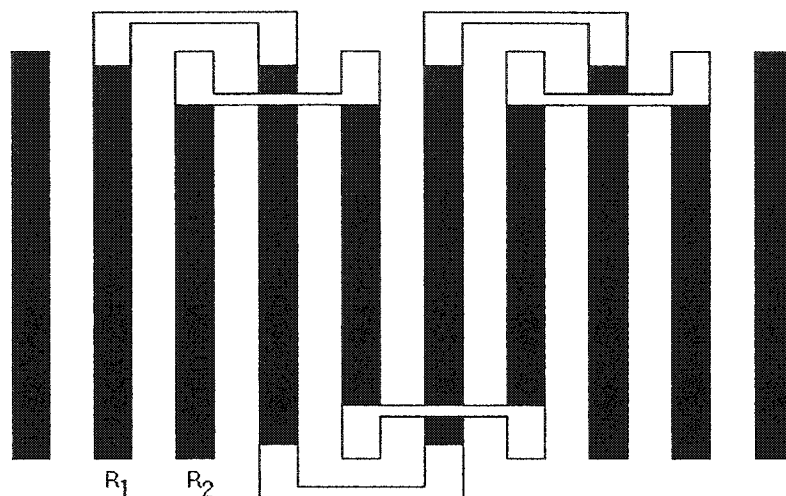
Afin de réduire le temps de conception, l'organisation globale des deux puces est identique, ce qui fait d'ailleurs apparaître une grande zone inoccupée dans la puce *G* (là où se trouve l'horloge dans *E*).

### 3.5.3 Techniques d'augmentation de la précision des parties analogiques

Les parties analogiques du système comportent des structures (condensateurs, résistances, ou transistors) fonctionnant par paires, i.e. dont les dimensions sont reliées entre elles par une relation simple (le plus souvent, elles sont identiques). C'est par exemple le cas de l'étage d'entrée différentielle des amplificateurs opérationnels, des miroirs de courant du bloc d'amplification, ou des condensateurs du CAS. Si cette relation n'est pas rigoureusement respectée, il faut s'attendre à un écart de performances par rapport au cas idéal. Or, il y a très peu de chances pour que deux structures de mêmes dessins de masques restent rigoureusement identiques après fabrication. En effet, le taux de dopage peut différer d'une région à l'autre, il peut y avoir plus ou moins d'impuretés, de diffusion, l'épaisseur des couches et leur composition peut varier, etc..

Dans cette optique, nous avons utilisé des techniques de dessin éprouvées (Johns and Martin, 1997, p96-115) pour réaliser des paires égalisées. Par exemple, les résistances concernées sont appariées en utilisant la méthode dite du « centroïde » : on dessine des bandes identiques également espacées que l'on relie entre elles alternativement (cf. figure 3.9). Si nécessaire, on complète le schéma avec des bandes non connectées. La précision de ce type de structure provient de sa forte symétrie : les effets de gradients d'épaisseur ou de taux d'impuretés par exemple se font ressentir de

manière identique dans les deux résistances, donc s'annulent (cas idéal). Cela s'applique tout aussi bien aux transistors. À noter qu'une variante de cette technique permet de créer des transistors larges de façon précise. La figure D.7 de l'annexe D montre le bloc d'amplification dessiné avec cette technique.



**Figure 3.9 Application de la méthode du centroïde pour une paire de résistances**  
(d'après (Johns and Martin, 1997, p114))

L'idée fondamentale pour la réalisation des condensateurs du CAS est la même : utiliser des condensateurs élémentaires de faible capacité pour réaliser des condensateurs appariés de valeurs plus élevées. Là encore, on cherche la structure la plus symétrique possible. La figure D.8 de l'annexe D montre le dessin obtenu : il s'agit d'une matrice carrée de 256 condensateurs élémentaires d'environ 250 fF chacun. Ceux-ci sont connectés en parallèle en respectant une symétrie par rapport au centre du carré. Leur dimension est de  $18,6 \times 18,6 \mu\text{m}^2$ , et ils sont formés par superposition de polysilicium 1 et 2.

### 3.5.4 Plots d'interconnexion

Puisqu'il s'agit de prototypes, les puces doivent comporter un nombre important de plots pour permettre des tests approfondis, l'idéal étant de pouvoir visualiser et imposer

tous les signaux internes. Les dimensions des puces permettent un maximum de 50 plots.

La figure D.1 et le tableau D.1 de l'annexe D donnent la disposition et la signification de chaque plot. Il en existe *grosso modo* quatre types :

- les entrées et sorties d'alimentation;
- les entrées et sorties de données;
- les entrées et sorties de tests;
- les entrées qui commandent les tests (baptisées « modes de test »).

À ceux-là s'ajoutent les fils d'horloge et de remise à zéro. Les différentes connexions à effectuer pour un mode de fonctionnement réel (par opposition à un mode de test) sont détaillées sur le schéma 3.10.

Il convient d'apporter quelques explications au sujet de certains d'entre eux.

#### 3.5.4.1 Alimentations

Tout d'abord, on peut remarquer qu'il existe deux plots d'alimentation sur la puce œsophagienne : cela permet d'éviter le recours à des fils externes pour alimenter la puce gastrique. D'autre part, les alimentations de la membrane ne sont pas connectées en interne, car le gain des structures piézorésistives est inconnu tant que la membrane n'a pas été réalisée. Enfin, la tension médiane de 2,5 V (entrée *pointmilieu*) n'est pas connectée en interne. En effet, les meilleures structures pour concevoir une source de tension fixe stable (vis-à-vis des fluctuations de l'alimentation par exemple) sont les « band-gaps » (Johns and Martin, 1997, p360), qui utilisent des transistors bipolaires dits « de puits » (transistors verticaux, parasites dans la technologie CMOS, formés entre une zone polarisée, le puits, et le substrat). Malheureusement, les bibliothèques associées à Mitel15 ne permettent pas de simuler le comportement de ce type de



structure. Nous avons donc choisi d'imposer la tension médiane de l'extérieur pour ces prototypes.

Il convient de mentionner certains problèmes potentiels posés par ce type de structure. Tout d'abord, la longueur des fils d'alimentation est importante (de l'ordre du mètre), ce qui introduit une inductance assez élevée. De plus, le passage des alimentations à travers les puces occasionne la traversée de trois plots d'interconnexions, ce qui contribue également à augmenter les phénomènes inductifs. Au total, une telle structure peut donc nécessiter l'utilisation de capacités de découplage, ce qui pourrait s'avérer un obstacle à la miniaturisation du système.

#### 3.5.4.2 Entrées et sorties de tests, modes de test

Ils permettent l'observation et l'imposition de la majeure partie des signaux internes. Les plots numériques sont bidirectionnels : ils permettent soit d'observer, soit d'imposer (en déconnectant les blocs en amont). Le choix entre les deux modes s'effectue grâce aux entrées de « modes de test ». À l'opposé, les entrées/sorties des blocs analogiques ne sont pas reliés en interne. Cela concerne les sorties de la membrane avec les entrées du bloc suivant (bloc d'amplification pour  $\mathcal{C}\mathcal{E}$ , de sélection d'entrée pour  $G$ ), ainsi que la sortie du bloc d'amplification avec l'entrée du convertisseur. L'implémentation d'une structure de plots similaire aux plots numériques n'a pu être faite, faute de temps. Les connexions doivent donc se faire en externe pour ces prototypes.

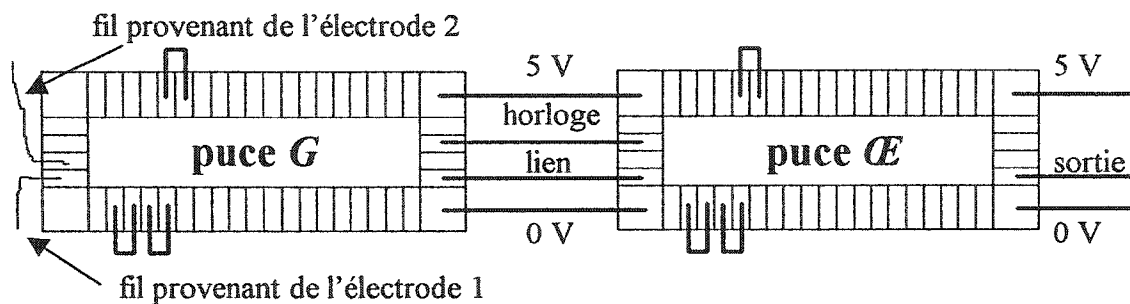


Figure 3.10 Connexions en fonctionnement réel

## CHAPITRE 4

### TESTS ET RÉSULTATS

#### 4.1 ÉLECTRODES ŒSOPHAGIENNES

##### 4.1.1 Électrodes réellement simulées

La triangulation des anneaux et des tiges du modèle s'effectue sans encombre avec le module de maillage du logiciel ElecNet. En revanche, celui-ci ne vient pas à bout de la triangulation des hélices telles qu'elles ont été choisies à la section 1.1.1. Le problème ne provient pas de la géométrie mais des dimensions de la structure qui semblent pousser le logiciel dans ses derniers retranchements. Des essais sur des machines puissantes (800 MHz, 512 Mo de mémoire vive) n'ont pas eu plus de succès.

Nous avons donc changé les dimensions des hélices pour que le logiciel parvienne à les trianguler. Cela a abouti à des hélices deux fois moins longues et deux fois plus larges que celles désirées. En conséquence, pour pouvoir effectuer des comparaisons valides, toutes les dimensions horizontales ont été doublées et toutes les dimensions verticales ont été réduites de moitié, et ce pour chacune des électrodes. La figure 4.1 donne les nouvelles dimensions adoptées.

##### 4.1.2 Effets du déplacement horizontal de la source

On fait se déplacer la source dans le plan horizontal passant par le milieu des électrodes, à angle constant. La courbe de la figure 4.2 montre le potentiel obtenu aux bornes des électrodes, tandis que la courbe de la figure 4.3 évalue la quantité :

$$20 \log \left( \frac{\text{d.d.p. observée aux bornes de l'électrode considérée}}{\text{d.d.p. observée aux bornes de l'électrode à anneaux}} \right),$$

c'est-à-dire l'amplification produite par l'électrode considérée par rapport à l'électrode à anneaux, prise comme référence.

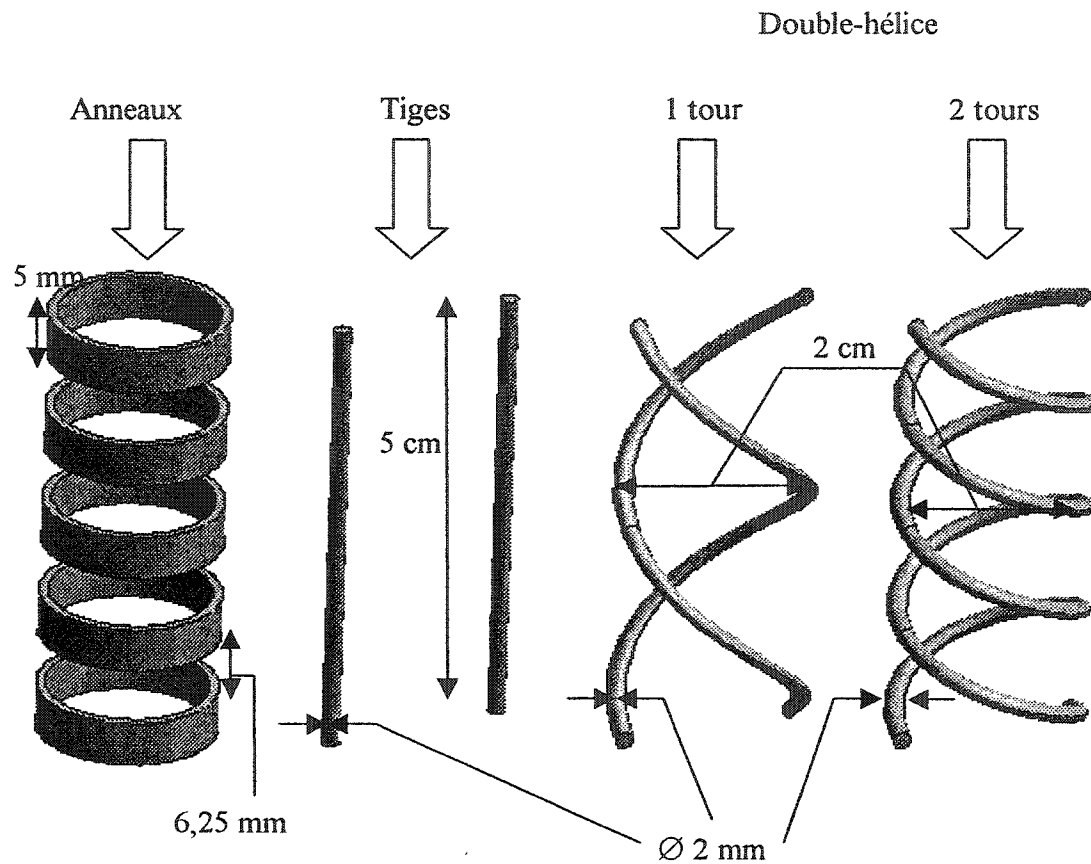


Figure 4.1 Nouvelles dimensions des électrodes

La précision des résultats pour chaque type d'électrode avoisine les 2 %. On constate d'emblée que les électrodes à hélices atténuent beaucoup plus fortement les champs à grande distance que l'électrode à anneaux. Ainsi, à 4 cm du centre de l'œsophage – ce qui amène *grosso modo* au niveau du cœur –, le potentiel reçu est de 15 dB à 25 dB plus faible qu'avec l'électrode de référence. L'hélice à 2 tours est celle qui offre la moins grande portée.

À l'opposé, l'électrode à tiges amplifie les signaux à grande distance, ce qui est totalement incompatible avec nos objectifs de réduction des bruits de l'ECG et des EMG des autres muscles.

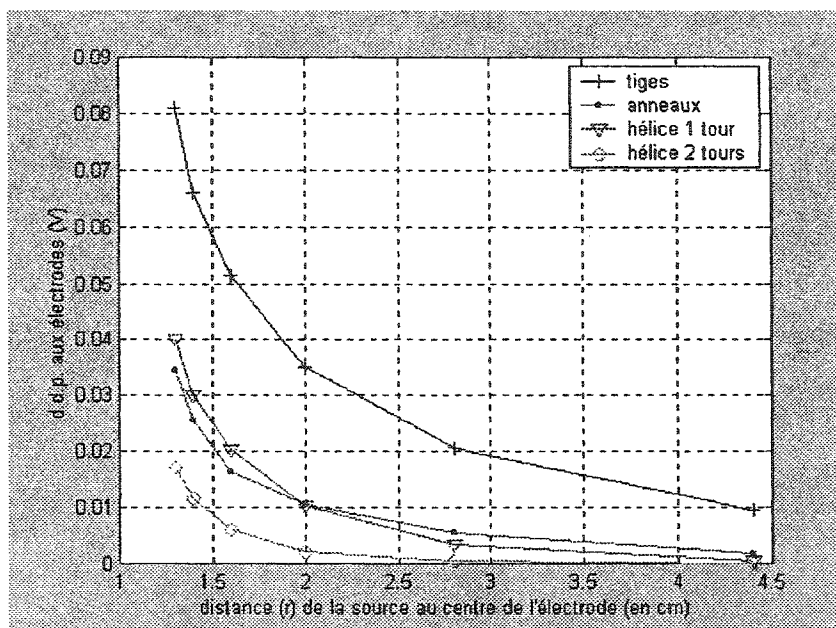


Figure 4.2 Effet du déplacement horizontal de la source

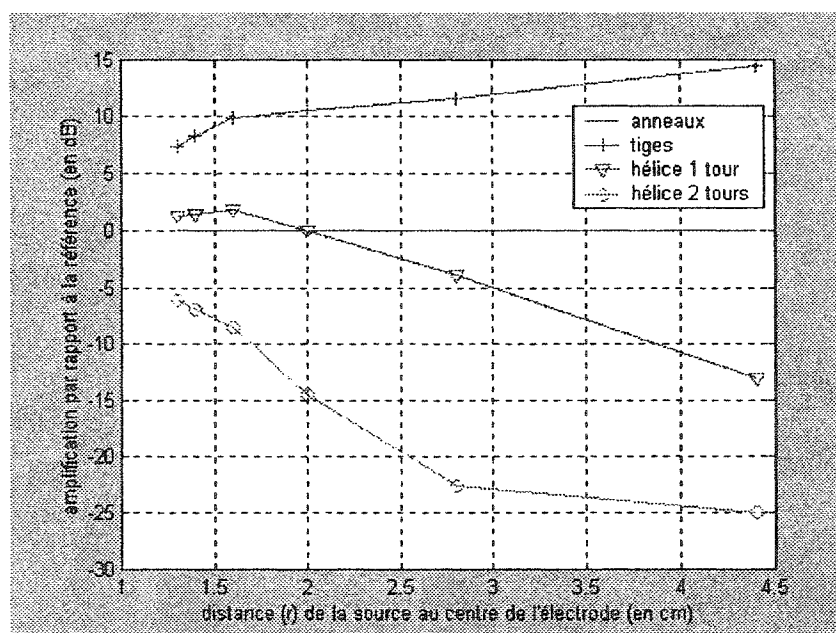


Figure 4.3 Effet du déplacement horizontal de la source, par rapport à la référence

## 4.2 PUCES PROTOTYPES

### 4.2.1 Présentation et caractéristiques des puces à l'issue de la fabrication

La SCM nous a fourni les puces prototypes sous deux formes :

- 5 puces *CE* et 5 puces *G* montées dans des boîtiers PGA à 84 pattes (cf. figure 4.4);
- 44 quarts de gaufre (*wafers*) de 6 pouces (15 cm) regroupant chacun entre quinze et vingt-cinq exemplaires de *CE* et *G* confondus (cf. figure 4.5).

Les puces en boîtier servent aux tests des parties électroniques et de la membrane non libérée, tandis que les quarts de gaufre sont dédiés précisément pour libérer les membranes (cf. section 4.3).

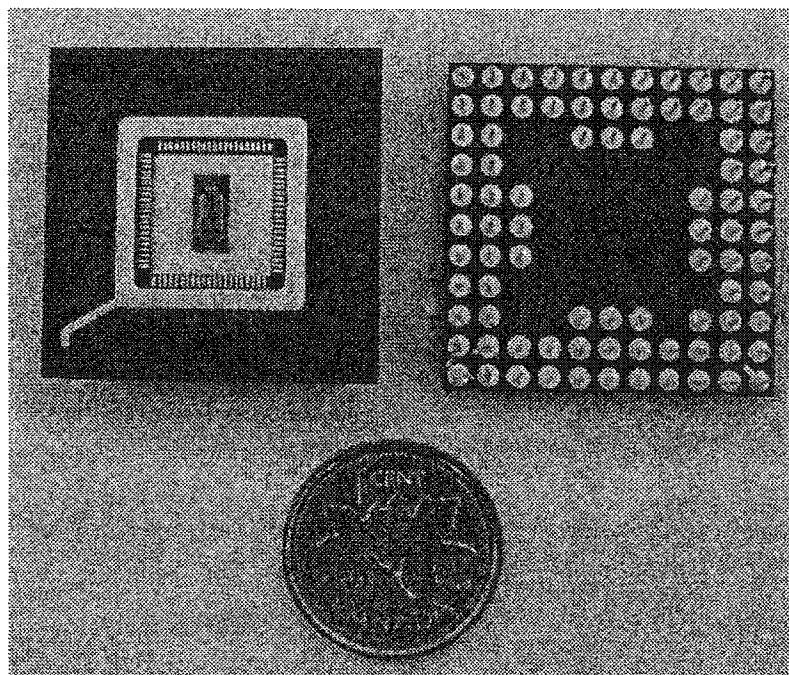


Figure 4.4 Puce dans son boîtier 84PGA

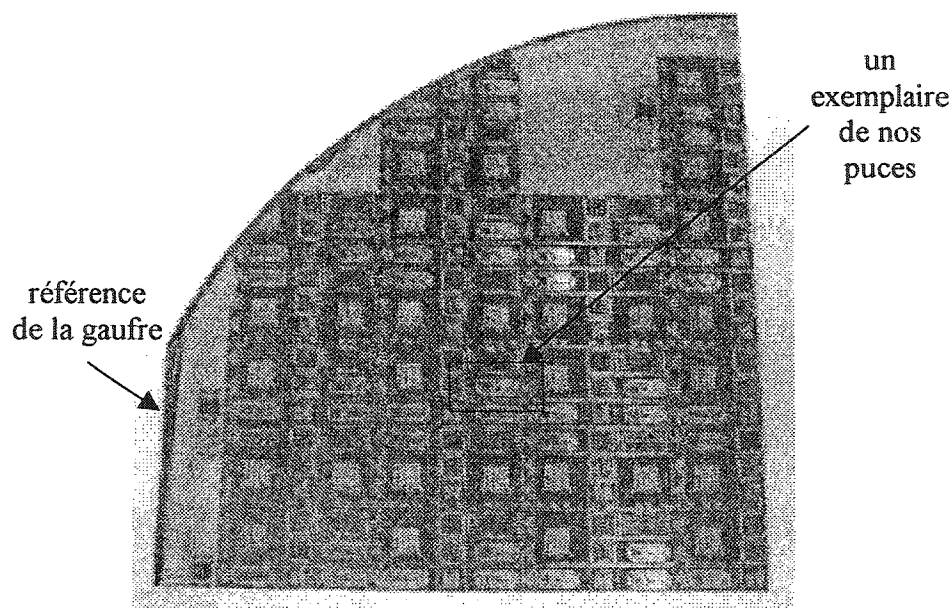


Figure 4.5 Un quart de gaufre

## 4.2.2 Équipement de test utilisé

### 4.2.2.1 *Plaquette d'interconnexion de puces*

Pour pouvoir tester les puces, il a fallu réaliser au préalable une carte imprimée permettant de les connecter (via une embase ou « *socket* ») sur une plaquette de test. Nous n'avons porté aucune attention particulière à la longueur des différents fils d'interconnexions dans la mesure où les puces prototypes fonctionnent à une fréquence relativement basse. De toute manière, le type de boîtier choisi comporte trop de capacités parasites pour être compatible avec des systèmes hautes fréquences. Le problème ne se pose donc pas.

### 4.2.2.2 *Appareils de mesure*

Les différents signaux ont été imposés grâce à une alimentation stabilisée et un générateur de fonctions Hewlett-Packard 33120A. Un oscilloscope numérique Tektronix

TDS 320 et un multimètre numérique Fluke 189 « True RMS » ont permis d'effectuer les différentes mesures.

#### 4.2.3 Protocole de tests

Les schémas de câblage utilisés pendant les tests sont fournis à l'annexe E. Les tests sont effectués bloc par bloc (lorsque c'est possible) en les désolidarisant grâce aux entrées CTL.

Nous avons tout d'abord vérifié l'état des puces ainsi que d'éventuels court-circuits visibles. Ainsi, une puce *CE* a été mise à l'écart car deux fils d'or se touchaient (constat visuel suivi d'une vérification à l'ohmmètre). En outre, nous nous sommes rapidement aperçus que la partie supérieure des boîtiers était conductrice et touchait les fils d'or, ce qui provoquait un court-circuit général. Nous avons donc dû ouvrir les boîtiers, rendant plus risquées les manipulations, ce qui a d'ailleurs causé la destruction de deux fils par inadvertance.

Pour tester le compteur, on désactive le séquenceur (entrée  $CTL_{seq}$  à 0), ce qui permet de visualiser sur les sorties  $c_0$  à  $c_5$  l'intégralité du cycle de comptage sur 6 bits. L'horloge est un signal TTL d'amplitude 5 V et de fréquence 40 kHz, imposé par le générateur externe (cf. figure E.1). Le test du séquenceur s'effectue quant à lui en activant toutes les entités, sauf l'horloge qui est toujours imposée par l'extérieur (cf. figure E.2). Le registre à décalage et le module d'horloge se testent tout aussi simplement. Enfin, on teste l'encodeur Manchester en comparant son entrée avec la sortie d'un décodeur Manchester (cf. figure E.3) branché en aval. On devrait récupérer à la fois le signal d'horloge et l'entrée de l'encodeur.

Le convertisseur analogique – numérique à approximations successives requiert une attention toute particulière. On attend une résolution de 10 mV, ce qui est assez faible. Il faut donc assurer à l'entrée du CAS un signal suffisamment stable pour que la sortie n'oscille pas pendant les mesures. La figure E.4 montre le dispositif utilisé. Un pont

diviseur muni d'un potentiomètre de précision (100 k $\Omega$  sur 25 tours) permet le réglage fin de la tension d'entrée qui est filtrée par un filtre actif passe-bas basé sur un amplificateur opérationnel haute précision Burr-Brown (OPA27), avant d'être injectée à l'entrée *entrée<sub>CAS</sub>* de la puce. On lit le résultat à la sortie du registre (*sortie<sub>reg</sub>*), ce qui facilite les mesures car on peut observer les 8 bits sur la même voie de l'oscilloscope (sortie série). Toutes les entités sont activées afin de tenir compte du bruit présent dans des conditions réelles de fonctionnement. La tension d'entrée est mesurée au multimètre, de même que la tension  $V_{milieu}$ .

Le test du bloc d'amplification est rendu très difficile par le fait que celui-ci prend de faibles signaux d'entrée, 10 mV provoquant l'excursion maximale en sortie. Or, n'ayant pas d'atténuateurs discrets à notre disposition au laboratoire, nous n'avons pas pu imposer de faibles tensions (moins de 10 mV) de façon stable, ce qui nous a empêché de tester adéquatement ce bloc.

Enfin, les valeurs des résistances intégrées aux membranes (non libérées) sont déterminées à l'ohmmètre à partir des résistances vues entre deux points consécutifs du pont.

#### 4.2.4 Résultats

##### 4.2.4.1 *Compteur du séquenceur, séquenceur, registre à décalage, encodeur Manchester*

Le compteur du séquenceur fonctionne correctement : on obtient bien en sortie des signaux carrés de rapport cyclique 50 % et de fréquences s'échelonnant de 625 Hz à 20 kHz (multipliées par 2 à chaque bit) depuis le bit de fort poids jusqu'au plus faible. Les différents signaux observés à la sortie du séquenceur correspondent exactement aux diagrammes théoriques des figures 3.7 et 3.8, comme le confirment les images de la figure 4.6, prélevées lors des tests des puces. Enfin, le fonctionnement du registre à décalage et de l'encodeur Manchester ont eux aussi été validés.



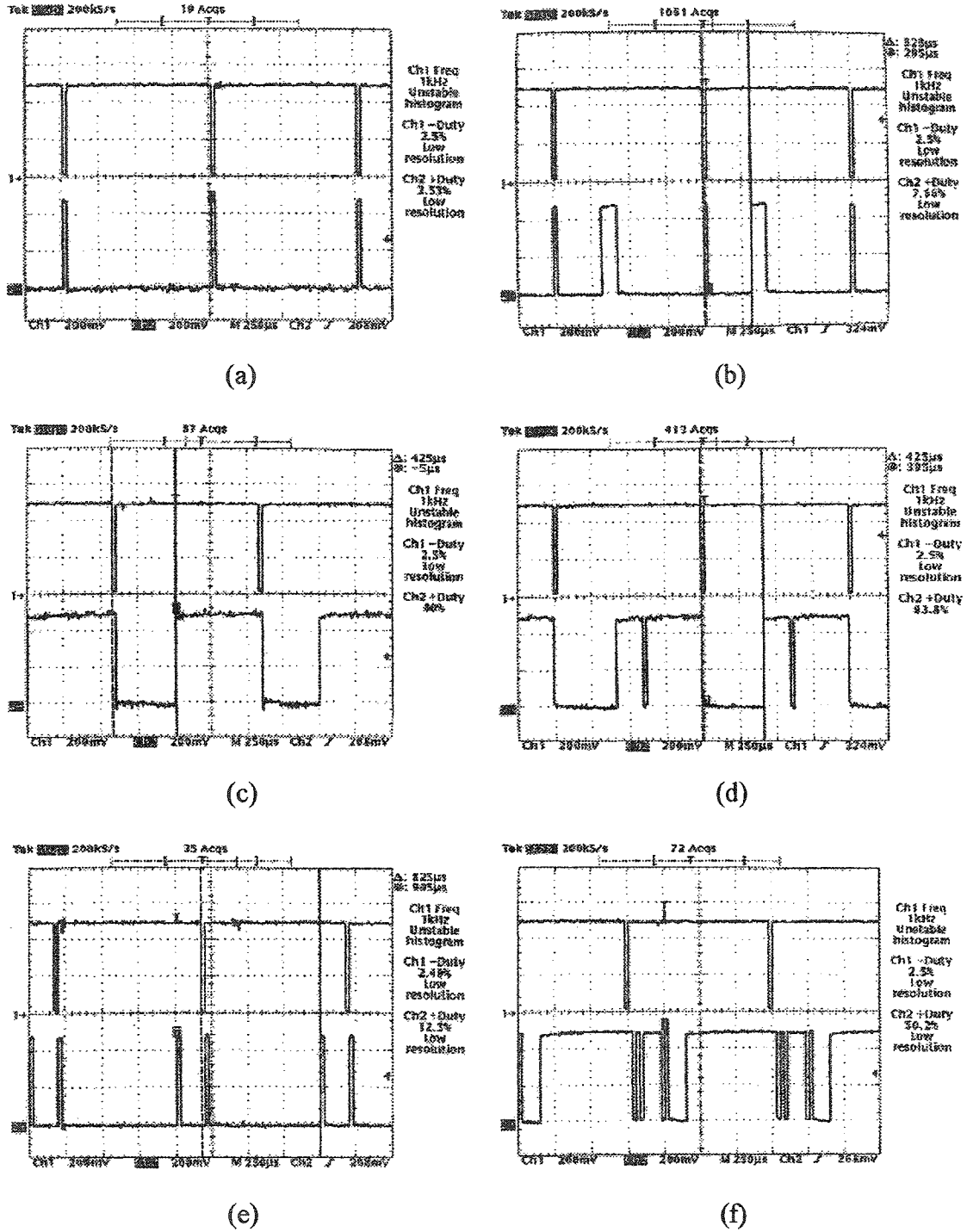
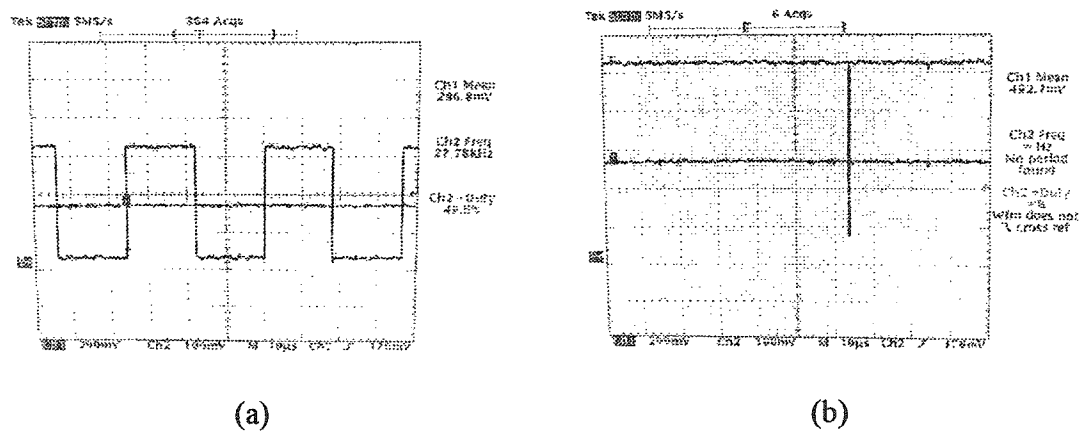


Figure 4.6 Quelques-uns des signaux observés en sortie du séquenceur des puces  $\mathcal{E}$  et  $\mathcal{G}$  :  
 (a et b)  $\text{débutconv}$  vs.  $\text{RAZ}_{\text{compteur}}$  pour  $\mathcal{E}$  et  $\mathcal{G}$ ; (c et d)  $\text{dec/chgt}^B$  vs.  $\text{RAZ}_{\text{compteur}}$  pour  $\mathcal{E}$  et  $\mathcal{G}$ ;  
 (e)  $\text{bit-entête}$  vs.  $\text{RAZ}_{\text{compteur}}$  pour  $\mathcal{E}$ ; (f)  $\text{blocage}^B$  vs.  $\text{RAZ}_{\text{compteur}}$  pour  $\mathcal{G}$

#### 4.2.4.2 Horloge de $\mathcal{E}$

Ce module ne fonctionne pas correctement : pour des tensions d'alimentation inférieures à 3 volts environ (selon les puces), le module fonctionne et l'horloge est régulière. Toutefois, lorsque l'on augmente la tension d'alimentation, le signal devient irrégulier jusqu'à devenir constant à 5 V, avec quelques impulsions parasites (cf. figure 4.7).



**Figure 4.7 Horloge fonctionnelle (a) et non fonctionnelle (b)**

Après examen du dessin de masques de ce module, nous nous sommes rendus compte que la connexion des entrées de remise à zéro des bascules T incluses dans le module d'horloge (cf. figure D.4) a été oubliée, comme l'atteste la figure 4.8. Le problème provient probablement de cet oubli, puisque l'horloge a tendance à rester à 1, ce qui se produirait si le signal de remise à zéro passait à 0. Malheureusement, cette erreur était passée inaperçue à la simulation qui donnait un fonctionnement satisfaisant du module (cf. figure 4.9) : fréquence de 43,9 kHz contre les 40 kHz attendus, retard de 2,5  $\mu$ s entre les deux horloges.

Même si cette erreur ampute le fonctionnement de la puce  $\mathcal{E}$ , elle n'est pas dramatique puisqu'il est toujours possible d'imposer une horloge extérieure, comme il a été fait pour les tests des autres parties.

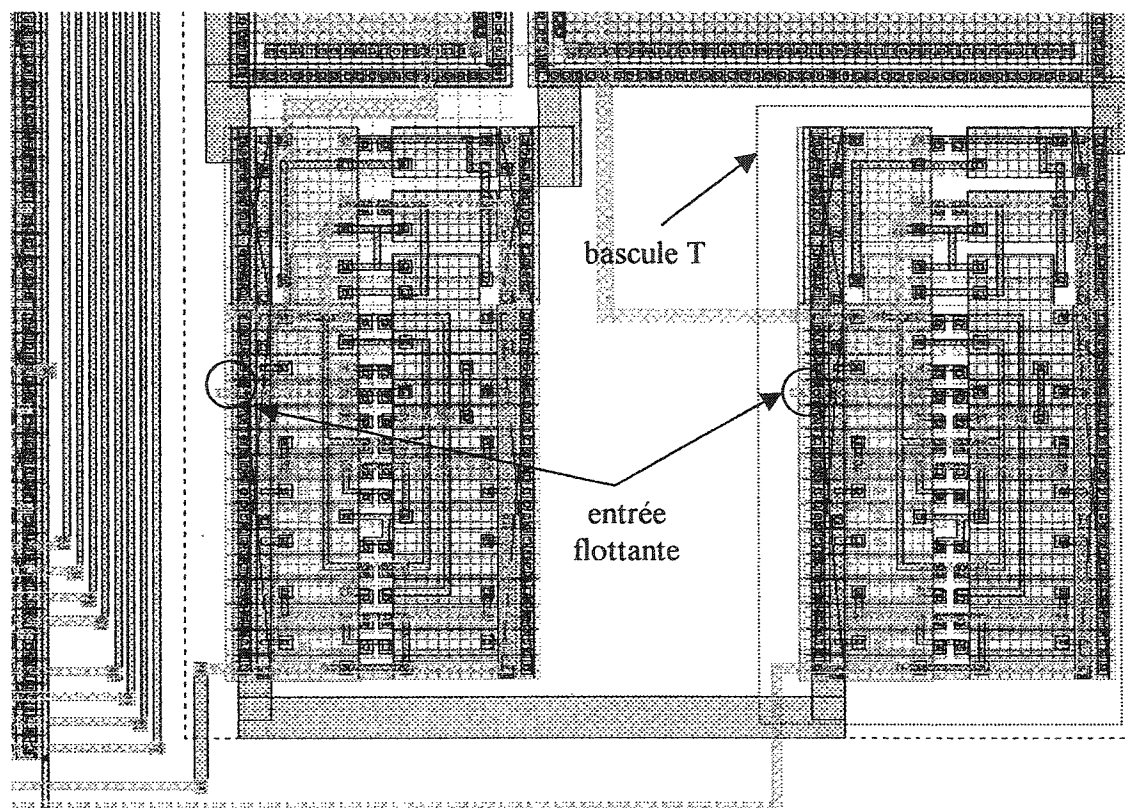


Figure 4.8 Erreur causant les dysfonctionnements de l'horloge

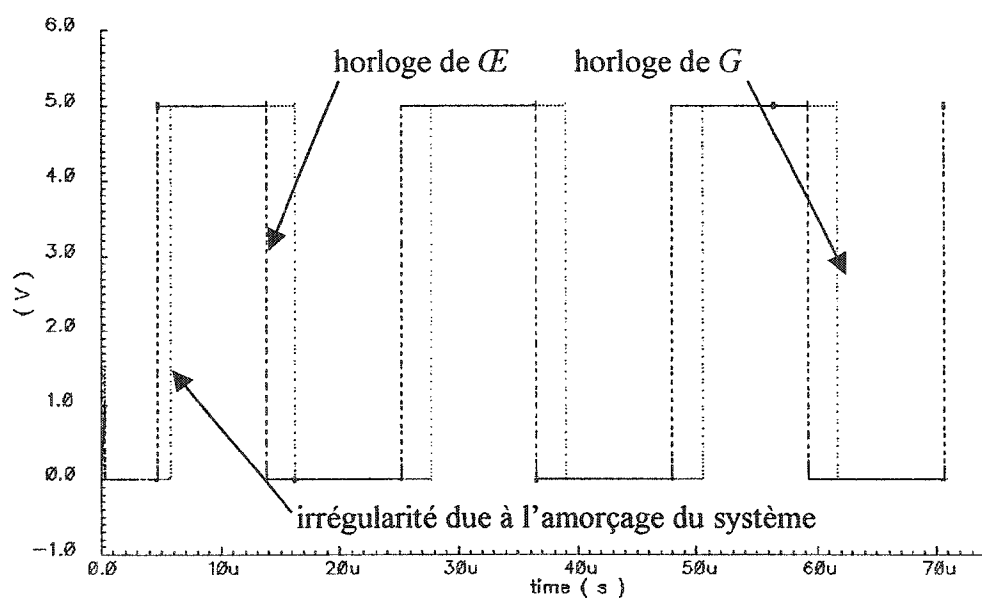


Figure 4.9 Simulation des signaux d'horloge produits par les puces CE

#### 4.2.4.3 Fonctionnement du convertisseur à approximations successives

On obtient la courbe de linéarité de la figure 4.10. Sa pente vaut 256,5 (valeur théorique 256), ce qui est plutôt satisfaisant. Par contre, on observe un léger décalage en tension (*offset*) pour la valeur de sortie qui s'élève à environ 20 mV (*ie* la valeur d'entrée  $2,5\text{ V} - 0,020\text{ V}$  donne un zéro en sortie). Ce décalage va produire des valeurs erronées en sortie pour de faibles pressions ou EMG.

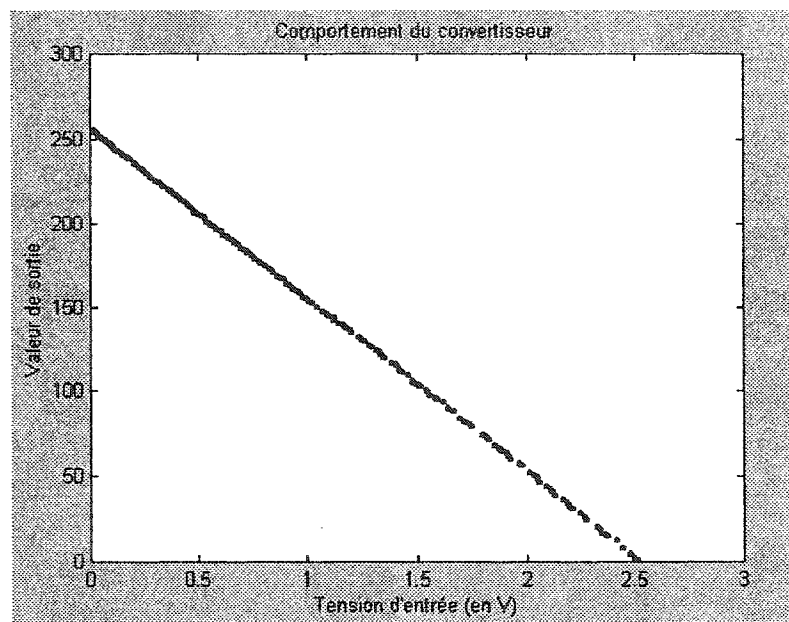


Figure 4.10 Courbe de linéarité du convertisseur

#### 4.2.4.4 Fonctionnement des cellules de pression non gravées

Dans chaque puce, les valeurs des quatre résistances de la cellule piézorésistive sont quasiment identiques puisque l'on observe une variation relative maximale de 0,32 %, ce qui devrait occasionner un décalage en tension (*offset*) peu conséquent. La moyenne des résistances sur l'ensemble des puces avoisine les 9,65 k $\Omega$  avec un écart-type de 0,15 k $\Omega$ , ce qui est très légèrement supérieur aux 9,43 k $\Omega$  prévus par la simulation, mais n'est en rien nuisible au fonctionnement du système.

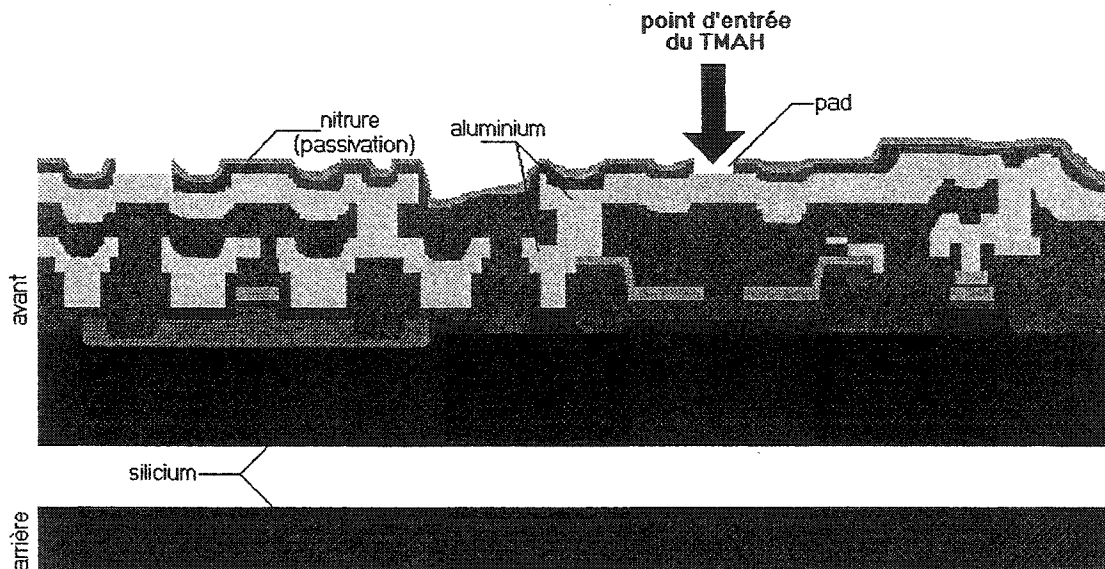
### 4.3 CELLULES DE PRESSION

Nous avons établi la procédure à suivre pour effectuer la libération de la membrane en nous fondant sur des études expérimentales assez similaires précédemment réalisées avec la technologie Mitel15 (CMC, 1995) ainsi que sur la théorie générale. Les sous-sections suivantes décrivent les différentes étapes.

#### 4.3.1 Protection du circuit en vue de la gravure

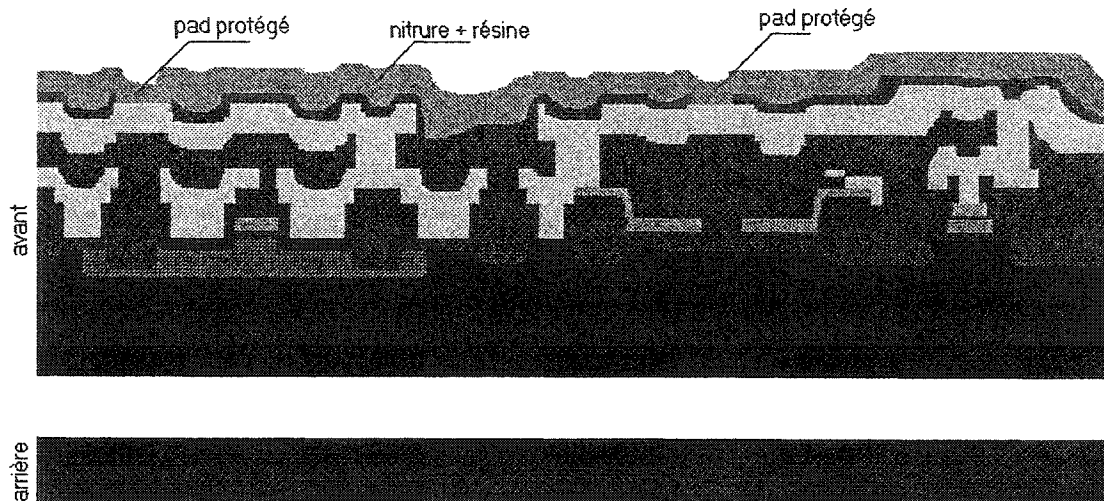
Pour libérer la membrane, on utilise de l'hydroxyde de tétraméthyl ammonium (TMAH). Moins toxique et plus aisément manipulable que d'autres graveurs anisotropes comme le KOH ou l'EDP (éthylène diamine pyrocatechol), il est surtout compatible avec les circuits électroniques car il ne contient pas de cations susceptibles de les endommager. Le TMAH offre une bonne sélectivité, le rapport des taux de gravure des plans (100) par rapport aux plans (111) étant compris entre 12,5 et 50 (Madou, 1997, p171). Le taux de gravure du  $\text{SiO}_2$  et du  $\text{Si}_3\text{N}_4$  déposé par LPCVD,  $10^4$  fois plus faible que celui du Si (100), permet d'utiliser ces deux matériaux comme masques protecteurs.

Par ailleurs, le TMAH grave l'aluminium à un taux 100 fois plus élevé que le silicium (100). Une protection des plots du circuit s'avère donc indispensable. En outre, la quantité de silicium à graver est importante (675 microns), ce qui nécessite entre 15 et 22 heures selon les conditions expérimentales (température principalement). Or, des expériences effectuées par d'autres membres du laboratoire sur des dispositifs fabriqués avec la même technologie ont montré que la couche de passivation intégrée dans la technologie Mitel15 ne pouvait résister à de si longs temps de gravure. Il faut donc non seulement protéger les plots, mais également la totalité de la face avant de la gaufre. La figure 4.11 montre une vue en coupe fictive (structures ne correspondant qu'approximativement à la réalité, échelle non respectée) afin d'illustrer les problèmes posés par l'ouverture des plots.



**Figure 4.11 Vue en coupe des gaufres à la réception**

Nous avons envisagé l'utilisation de platine pour la protection de la face avant, car ce métal offre une excellente résistance au TMAH. Toutefois, son prix très élevé et la difficulté de le retirer après la gravure nous ont conduit à le rejeter au profit d'un autre type de matériau. Dans un autre ordre d'idée, l'application d'une couche protectrice de  $\text{SiO}_2$  thermique est elle aussi impossible, car les fours à oxydation travaillent à des températures bien supérieures (au-dessus de  $1000^\circ\text{C}$ ) à la température maximale permise à ce stade de la fabrication (les dernières étapes intégrées au procédé Mitel15 s'effectuent sous la barre des  $400^\circ\text{C}$ , température qu'il ne faut donc pas dépasser sous peine de destruction de certaines structures). Aussi nous sommes nous dirigés vers l'application d'un dépôt de nitrure par pulvérisation. Une protection supplémentaire peut être ajoutée en déposant une couche de résine négative (plus résistante au TMAH), qui offre habituellement une protection fiable pendant environ 2 heures (cf. figure 4.12).



**Figure 4.12 Première étape : protection de l'avant**

La principale difficulté est d'optimiser la couche de nitrure à la fois en composition et en épaisseur, afin qu'elle protège le circuit pendant toute la durée de la gravure. En effet, on ne peut pas se permettre de sortir plusieurs fois les gaufres du bain de TMAH pour réappliquer des couches protectrices, car les lavages, séchages au jet d'azote, et les autres manipulations risquent de détruire les membranes qui seront de plus en plus fragiles au fur et à mesure de la gravure.

#### **4.3.2 Définition des zones de gravure arrière**

On utilise également un dépôt de nitrure pour protéger les zones de l'arrière des gaufres qu'il ne faut pas graver. Ces zones sont définies à l'aide d'un masque, imprimé sur film transparent puis collé sur un support de verre. La figure 4.13 présente l'organisation globale de ce masque. Il comporte 48 motifs répétés qui couvrent l'intégralité de la gaufre de 6 pouces (environ 15 cm). Les zones délimitées correspondent à des membranes de 100, 200, 300, et 400  $\mu\text{m}$  de côté.

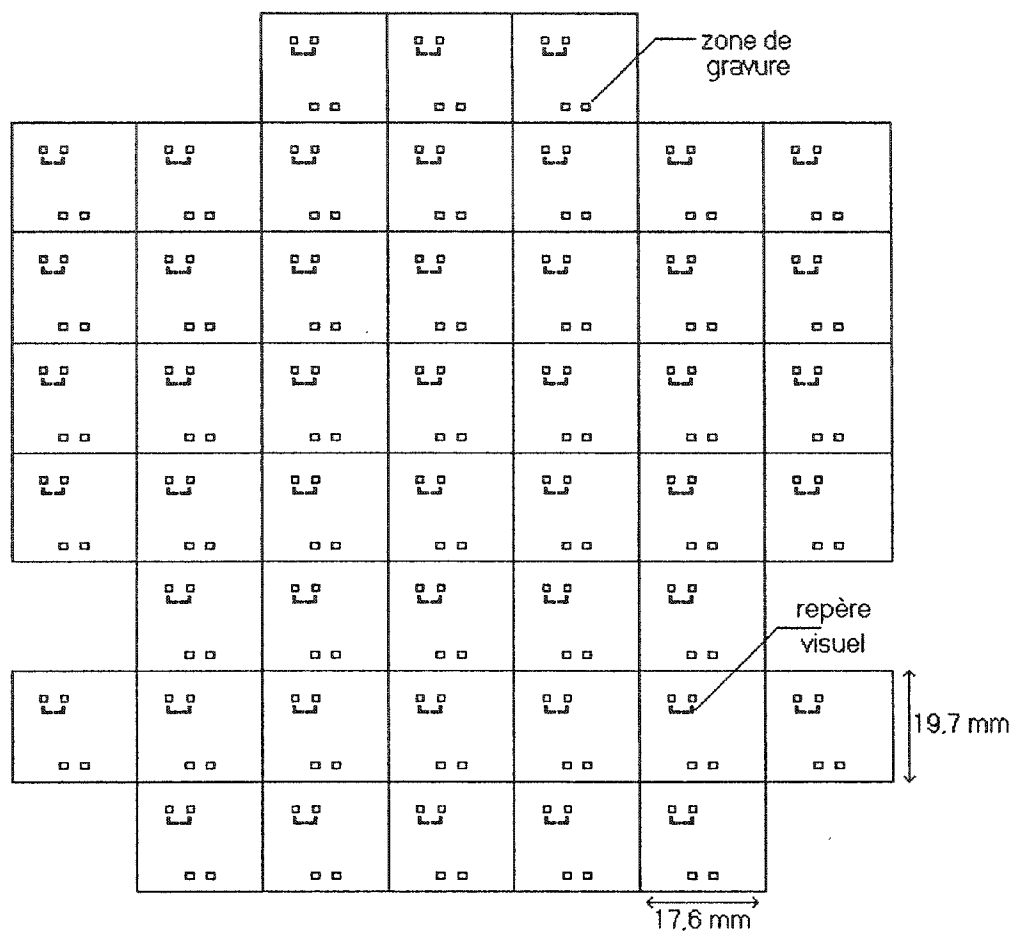


Figure 4.13 Masque de définition des zones de gravure arrière

L'étape de photolithographie n'est pas conventionnelle puisqu'il s'agit d'aligner le masque arrière par rapport aux motifs avant. Il faut donc utiliser une aligneuse de masques munie d'une tête infrarouge. À la longueur d'onde utilisée, le silicium est transparent, tandis que l'aluminium est opaque, ce qui permet d'aligner les repères visuels aux structures métalliques de l'avant (Mems-Exchange). La figure 4.14 donne le résultat obtenu à la fin de cette étape.



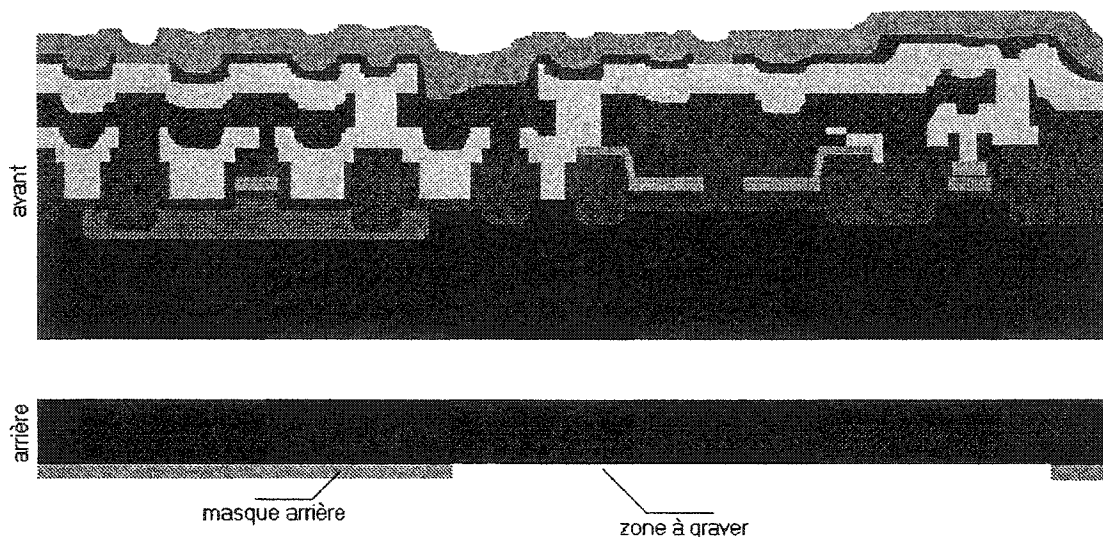


Figure 4.14 Deuxième étape : définition des zones de gravure arrière

#### 4.3.3 Gravure du silicium

Comme il a été mentionné précédemment, la gravure du silicium s'effectue à l'aide de TMAH. Le quart de gaufre est placé sur un porte-échantillon en Téflon, lui-même introduit dans un ballon hermétique contenant une solution de TMAH à 22 % en masse, le tout étant plongé dans un bain thermostaté maintenu à 87°C. Un dispositif de refroidissement à eau situé sur la cloche fermant le ballon permet la condensation du TMAH. La solution est agitée pendant toute la durée de la gravure.

Dans ces conditions, des expériences menées par des membres du laboratoire LISA ont montré que le taux de gravure du Si (100) s'élevait à 45  $\mu\text{m/h}$ , ce qui permet de prévoir un temps de gravure approximatif de 15 heures. À noter toutefois qu'au fur et à mesure de la gravure, la solution s'appauvrit en TMAH, ce qui fait chuter le taux de gravure. Le temps de gravure requis devrait donc être plus élevé que la durée théorique.

La gravure s'arrête (ou plus exactement se ralentit énormément) lorsque l'on atteint la couche d'oxyde thermique. On retire alors le quart de gaufre du ballon, on le nettoie

avec précaution et on le laisse sécher naturellement, pour limiter les risques de destruction des membranes (cf. figure 4.15).

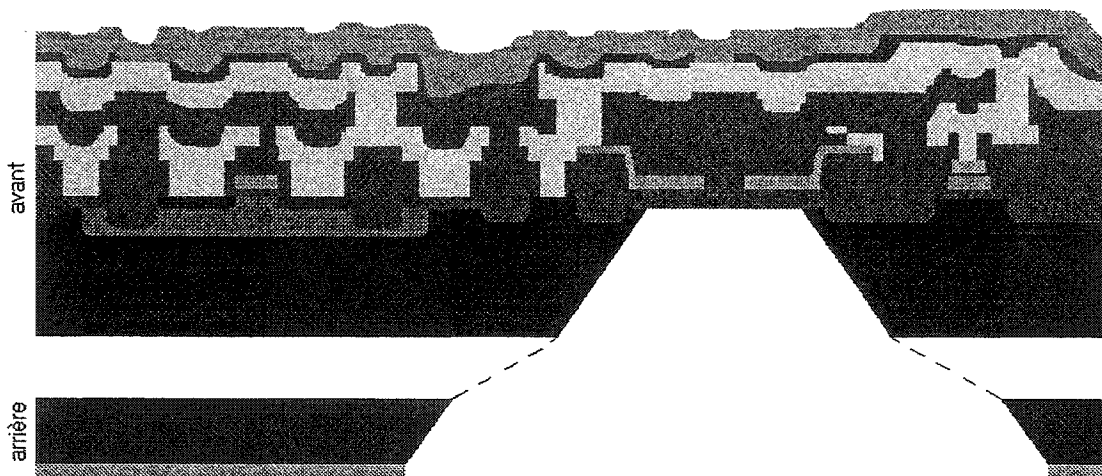


Figure 4.15 Troisième étape : gravure anisotrope de l'arrière

#### 4.3.4 Libération des plots

On utilise un deuxième masque pour libérer les plots, réalisé de la même façon que celui de la section 4.3.2). La figure 4.16 montre un détail de ce masque. La libération se fait par RIE (Reactive Ion Etching) jusqu'à ce que l'on atteigne la couche d'aluminium (cf. figure 4.17).

#### 4.3.5 Fermeture hermétique des cavités

Il s'agit là d'un point complexe, à cause de deux difficultés majeures. D'une part, la fermeture doit préférentiellement s'effectuer sous vide pour que la membrane soit constamment incurvée vers l'intérieur et non pas bombée. D'autre part, le collage d'un substrat (verre ou silicium) sous le dé pour fermer la cavité ne peut s'effectuer par les méthodes usuelles. Il est en effet impossible de faire un collage électrostatique – application d'une forte différence de potentiel entre la puce et le verre pour provoquer une accumulation de charges à la surface de séparation – ou thermique, car les deux procédés aboutiraient presque certainement à la destruction des parties électroniques.

Pour le moment, la solution envisagée consiste à utiliser simplement un point de colle, appliqué à l'opposé de la membrane (pour que la goutte de colle n'aille pas s'engouffrer dans la cavité et coller la membrane), pour coller la puce sur un substrat de verre. Cela se ferait, dans une première étape, à la pression atmosphérique, pour faciliter les manipulations.

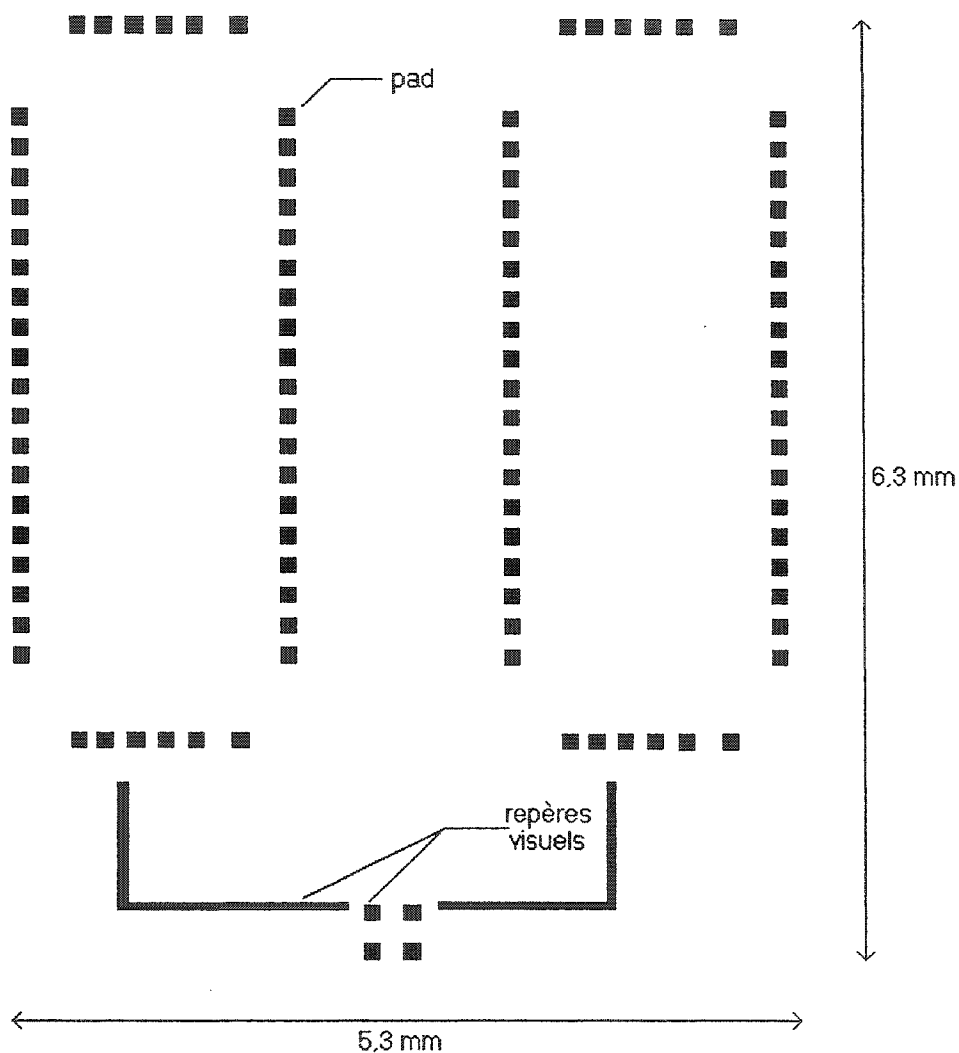


Figure 4.16 Masque avant pour la libération des plots

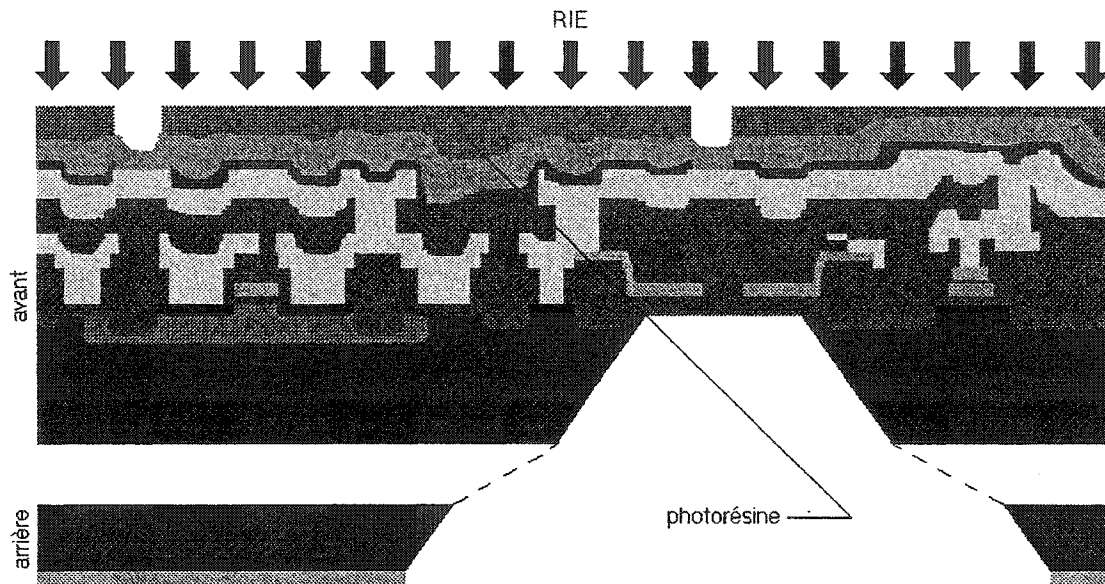


Figure 4.17 Quatrième étape : libération des plots

## 4.4 SYNTHÈSE ET CONCLUSION

### 4.4.1 Électrodes œsophagiennes

Les résultats précédents montrent que l'influence des sources éloignées est nettement moins importante avec les doubles-hélices qu'avec les autres types d'électrodes. Une géométrie hélicoïdale constitue donc *a priori* la meilleure des géométries étudiées ici, dans la mesure où c'est elle qui va le plus atténuer des sources éloignées comme le cœur, les muscles voisins du diaphragme ou les parties costales de celui-ci. Il convient toutefois de mentionner que les électrodes à hélices pourraient poser des problèmes de positionnement verticaux et angulaires, mais cela reste à vérifier, dans un cadre *in vivo* cette fois.

En outre, les limitations du modèle telles qu'elles ont été exposées à la section 1.4.2.2 sous-estiment les résultats obtenus pour l'atténuation de l'ECG. On s'attend

donc à trouver un meilleur comportement des électrodes que celui qui a été prédit ici, mais cela reste à confirmer à l'aide d'essais *in vivo*.

#### **4.4.2 Puces prototypes**

Le fonctionnement des puces œsophagienne et gastrique a été validé, à l'exception du module d'amplification dont les spécifications n'ont pas permis un test efficace. Mis à part le module d'horloge, tous les autres blocs sont fonctionnels. Sur les dix puces testées, trois se sont avérées défectueuses du fait de court-circuits dans les fils d'or du boîtier, ce qui peut être réparé en les ressoudant de nouveau.

#### **4.4.3 Gravure des membranes**

Bien que nous ayons établi le protocole expérimental à suivre pour graver les membranes, nous ne disposions pas des appareils de micro-fabrication adéquats, ce qui nous a empêché de réaliser les opérations évoquées.

## CHAPITRE 5

### CONCLUSION ET RECOMMANDATIONS

Nous avons proposé dans ce mémoire une étude comparative de différents types d'électrodes pour l'acquisition de l'électromyogramme du diaphragme, à l'issue de laquelle nous avons montré par simulation électrostatique qu'une géométrie d'électrodes en double-hélice devrait réduire de façon significative la contamination par des signaux provenant de zones éloignées du sphincter gastro-œsophagien comme le cœur ou les parties costales du diaphragme. En revanche, ce type d'électrodes semble poser des problèmes de positionnement, aussi bien d'un point de vue angulaire que vertical. Étant donné qu'il est extrêmement difficile de modéliser l'intérieur de la cage thoracique de façon précise, de même que la disposition des fibres diaphragmatiques au niveau du sphincter gastro-œsophagien, il nous paraît indispensable de passer à présent à une étude *in vivo* du comportement des électrodes, pour pouvoir quantifier plus précisément l'apport de structures en double-hélice par rapport aux électrodes traditionnelles à anneaux.

De plus, nous avons proposé l'architecture d'un système permettant l'acquisition simultanée de l'EMG<sub>di</sub> et des pressions œsophagienne et gastrique. Les puces électroniques chargées d'acquérir, convertir et transmettre ces signaux ont été réalisées avec succès, malgré une erreur de conception qui ampute légèrement leur fonctionnement. Par ailleurs, vu qu'une technologie plus récente (0,35 microns de largeur de grille) nous est à présent offerte pour réaliser des MEMS, il serait judicieux de transposer les puces prototypes dans cette technologie. On réduirait ainsi la taille requise, et l'on pourrait y ajouter des entités supplémentaires, de filtrage par exemple. Dans la même optique, on pourrait réaliser les deux fonctions (gastrique et œsophagienne) sur une seule puce avec sélecteur de mode sans crainte d'augmenter la taille du circuit dans de trop grandes proportions. Il serait aussi possible de passer à une

résolution supérieure (12 bits par exemple), pour couvrir une plus grande gamme de pressions.

Enfin, il nous paraît important de réaliser la libération de la membrane des capteurs de pression pour valider l'architecture utilisée qui, bien que déjà souvent employée, pourrait être mal adaptée à la technologie Mitel15. Aucun moyen ne permet de prédire le gain de la cellule piézorésistive si l'on ne dispose pas au préalable de données sur ses matériaux constitutifs (notamment les contraintes intrinsèques).

Pour finir, mentionnons qu'il serait sans doute envisageable d'enrichir le concept en ajoutant au système un module de transmission radio fréquences pour supprimer les fils qui relient le cathéter aux appareils de visualisation. Ce faisant, on améliorerait encore le confort ressenti par le patient en lui offrant une plus grande possibilité de mouvement, et l'accès au patient par le personnel médical en serait grandement facilité.

## RÉFÉRENCES

- AGATI, P. *et al.* (1999). *Résistance des matériaux - Cours et exercices corrigés*. Paris : Dunod.
- BARTOLO, A., *et al.* (1996). « Analysis of diaphragm EMG signals : comparison of gating vs. subtraction for removal of ECG contamination ». *Journal of Applied Physiology*. 80 (6) : 1898-1902.
- BAXTER, L.K. (1997). *Capacitive sensors: design and applications*. New York : IEEE Press.
- BAZERGUI, A. *et al.* (1993). *Résistance des matériaux*. 2<sup>ème</sup> édition. Montréal : École Polytechnique de Montréal.
- BECK, J. *et al.* (1997). « Diaphragm interference pattern EMG and compound muscle action potentials : effects of chest wall configuration ». *Journal of Applied Physiology*. 82 (2) : 520-530.
- BECK, J., *et al.* (1996). « Influence of bipolar esophageal electrode positioning on measurements of human crural diaphragm electromyogram ». *Journal of Applied Physiology*. 81 (3) : 1434-1449.
- BELLEMARE, F. et GRASSINO, A. (1982). « Evaluation of human diaphragm fatigue ». *Journal of Applied Physiology : Respiratory Environmental and Exercise Physiology*. 53 : 1196-1206.
- BENABDESSELAM, M. (1997). *Corrélation entre la circulation coronarienne et les modifications observées sur l'ECG orthogonal*. Mémoire de maîtrise en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- BERTIN, M. *et al.* (1977). *Électromagnétisme I : électrostatique et magnétostatique*. Paris : Dunod Université.



- Bioengineering aspects of the lung*. (1977). Publié par J.B. WEST. Lung Biology in Health and Disease, 3. New York : M. Dekker.
- BLOCH, R. (1983). « Substraction of electrocardiographic signal for respiratory electromyogram ». *Journal of Applied Physiology : Respiratory Environmental and Exercise Physiology*. 55 (2) : 619-623.
- BOUDREAU-CONOVER, M. (1984). *Understanding electrocardiography - Arrhythmias and the 12-lead ECG*. 4<sup>ème</sup> édition. St-Louis, MS : The C.V. Mosby company.
- CADENCE DESIGN SYSTEMS, Inc. <http://www.cadence.com>.
- CANE, C. *et al.* (1995). « A technology for the monolithic fabrication of a pressure sensor and related circuitry ». *Sensors and Actuators*. A46-47 : 133-136.
- CHARTRAND, D.A., JODOIN, C. et COUTURE, J. (1991). « Measurement of pleural pressure with œsophageal catheter-tip micromanometer in anaesthetized humans ». *Canadian Journal of Anaesthesia*. 38 : 518-521.
- CHAU, H.-L. et WISE, K.D. (1988). « An ultraminiature solid-state pressure sensor for a cardiovascular catheter ». *IEEE Transactions on Electronic Devices*. 35 (12): 2355-2362.
- CMC - CANADIAN MICROELECTRONICS CORPORATION. (1995). *An introduction to micromachining : results of projects using Mitel's 1.5-micron CMOS technology to develop a Canadian MEMS Process*. Kingston, ON : Canadian Microelectronics Corporation, numéro IC95-08.
- DE GUISE, J. (1984). *Solution du problème inverse de l'électrocardiographie : représentation équivalente par deux dipôles mobiles*. Thèse de doctorat en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.

- DE LA BARRERA, E.J. (1992). *A sensitive technique to determine influence of body composition on surface EMG*. Mémoire de maîtrise en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- DE LUCA, C.J. (1979). « Physiology and mathematics of myoelectric signals ». *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 26 (6) : 313-325.
- DIBI, Z., BOUKABACHE, A. et PONS, P. (2000). « Effect of the silicon membrane flatness detection on the piezoresistive pressure sensor response ». *ICECS'2K*.
- DUBÉ, B. *et al.* (1996). « A computer heart model incorporating anisotropic propagation ». *Journal of Electrocardiography*. 29 (2) : 91-103.
- Engineering contributions to biophysical electrocardiography*. (1982). Publié par T.C. PILKINGTON & R. PLONSEY. *IEEE press selected reprint series*. New York : IEEE.
- EUVRARD, D. (1994). *Résolution numérique des équations aux dérivées partielles*. 3<sup>ème</sup> édition refondue et complétée. Paris : Masson.
- FARINA, D. et MERLETTI, R. (2001). « A novel approach for precise simulation of the EMG signal detected by surface electrodes ». *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 48 : 637-646.
- GEORGE, P.-L. et BOROUCHAKI, H. (1997). *Triangulation de Delaunay et maillage - Application aux éléments finis*. Paris : Hermès.
- GILBERT, R. *et al.* (1979). « Measurement of transdiaphragmatic pressure with a single gastric-esophageal probe ». *Journal of Applied Physiology*. 47 : 628-630.
- Grand atlas du corps humain : description, fonctions, pathologies*. (1986). Préface du professeur J. AMOUREUX. Paris, Larousse.

- Handbook of microlithography, micromachining and microfabrication, Vol. I&II.* (1997). Publié par P. RAI-CHOUDHURY. Bellingham : SPIE Optical Engineering Press.
- HARB, A. et SAWAN, M. (1999). « New low-power low-voltage high-CMRR CMOS instrumentation amplifier ». *IEEE-ISCAS'99*, Orlando, FL, Proceedings. 6 : 97-100.
- HIEROLD, C., *et al.* (1998). « Implantable low power integrated pressure sensor system for minimal invasive telemetric patient monitoring ». *Proceedings MEMS'98*, Heidelberg, Allemagne, janvier 1998. p568.
- HODGES, P.W. et GANDEVIA, S.C. (2000). « Changes in intra-abdominal pressure during postural and respiratory activation of the human diaphragm ». *Journal of Applied Physiology*. 89 : 967-976.
- HUFF, M.A., *et al.* (1991). « A threshold pressure switch utilizing plastic deformation of silicon ». *International conference on solid-state sensors and actuators*. New York : IEEE. Transducers '91.
- INFOLYTICA CORPORATION. <http://www.infolytica.ca>.
- JOHNS, D.A. et MARTIN, K. (1997). *Analog integrated circuit design*. New York : John Wiley & Sons Inc.
- KÄLVESTEN, E., *et al.* (1998). « The first surface micromachined pressure sensor for cardiovascular pressure measurements, » *Proceedings MEMS'98*, Heidelberg, Allemagne, janvier 1998. pp 574-579.
- KRULEVITCH, P., *et al.* (1991). « Stress in undoped LPCVD polycrystalline silicon ». *International conference on solid-state sensors and actuators*. New York : IEEE. Transducers '91.

- KUNZ, K.S. et LUEBBERS, R.J. (1993). *The finite difference time domain method for electromagnetics*. Boca Raton, FL : CRC press.
- LEFEVER, R.S. et DE LUCA, C.J. (1982a). « A procedure for decomposing the myoelectric signal into its constituent action potentials - part I : technique, theory, and implementation ». *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 29 (3) : 149-157.
- LEFEVER, R.S., XENAKIS, A.P. et DE LUCA, C.J. (1982b). « A procedure for decomposing the myoelectric signal into its constituent action potentials - part II : execution and test for accuracy ». *IEEE Transactions on Biomedical Engineering*. 29 (3) : 158-164
- LEVINE, S., *et al.* (1986). « Description and validation of an ECG removal procedure for EMG<sub>di</sub> power spectrum analysis ». *Journal of Applied Physiology*. 60 (3) : 1073-1081.
- LORANGE, M. (1991). *Simulation des blocs de conduction à l'aide d'un modèle de cœur humain incorporant la propagation anisotropique*. Thèse de doctorat en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- LUO, Y.M. *et al.* (1999). « Quantification of the esophageal diaphragm electromyogram with magnetic phrenic nerve stimulation ». *American Journal of Respiratory and Critical Care Medicine*. 160 : 1629-1634.
- MADOU, M.J. (1997). *Fundamentals of microfabrication*. Boca Raton, FL: CRC press.
- MALOUF, N. (2000). *An introduction to microelectromechanical systems engineering*. Boston : Artech house.
- McKEOWN, M.J. et BOLTON, C.F. (1998). « Electromyography of the diaphragm in neuromuscular disease ». *Muscle and Nerve*. 21 : 954-957.

- McLACHLAN, E.M. (1981). *Fundamentals of electrocardiography*. Oxford : Oxford University Press.
- MEMS-EXCHANGE. <http://www.mems-exchange.org/users/masks>.
- MÉNINI, Ph. (1998). *Faisabilité d'un capteur de pression capacitif miniature sur silicium*. Thèse de doctorat n° 2931 en électronique, Université Paul Sabatier de Toulouse, France.
- MERLETTI, R., KNAFLITZ, M. et DE LUCA, C.J. (1992). « Electrically evoked myoelectric signals ». *Critical Reviews in Biomedical Engineering*. 19 (4) : 293-340.
- MEUNIER, M. et MARTINU, L. (2001). *Couches minces - cours PHS6310*. École Polytechnique de Montréal, Canada.
- MITTAL, R.K. et BALABAN, D.H. (1997). « The esophagogastric junction ». *New England Journal of Medicine*. 336 (13) : 924-932.
- MITTAL, R.K., ROCHESTER, D.F. et McCALLUM R.W. (1988). « Electrical and mechanical activity in the human lower esophageal sphincter during diaphragmatic contraction ». *Journal of Clinical Investigation*. 81 (4) : 1182-1189.
- MONGES, H., *et al.* (1978). « Dissociation between the electrical activity of the diaphragmatic dome and crura muscular fibers during esophageal distension, vomiting, and eructation - An electromiographic study in the dog ». *Journal of Physiology*. 74 : 541-554.
- MOREL, P. (1993). *Représentation par dipôles mobiles de l'activation dans un modèle anisotrope du myocarde*. Mémoire de maîtrise en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- OHRING, M. (1991). *The materials science of thin films*. Boston : Academic press.

OKSMAN, J. et POULTON, D. (1997). *Mesures: principes et acquisition de signaux*. Paris : polycopié Supélec.

ROCHESTER, D.F., *et al.* (1981). « Maximum contractile force of human diaphragm muscle, determined in vivo ». *Transactions of the American Clinical and Climatological Association*. 93 : 200-208.

ROMAIN, L. (2000). *Conception et optimisation d'un cathéter avec électrode œsophagienne sélective à l'EMG<sub>di</sub> et deux capteurs de pression*. Mémoire de maîtrise en génie électrique, École Polytechnique de Montréal, Canada.

SAE - SAE INTERNATIONAL CONGRESS & EXPOSITION (1987b). « Integrated hybrid pressure sensor using a piezoresistive thickfilm sensor element ». GLAS, H.J. *et al. Sensors and Actuators*, SAE International, p1-6. Numéro SP693.

SAE - SAE INTERNATIONAL CONGRESS & EXPOSITION. (1987a). « A one chip, polysilicon, surface micromachined pressure sensor with integrated CMOS signal conditioning electronics ». MATTES, M.F., SEEFELDT, J.D. *Sensors and Actuators*, SAE International, p29-34. Numéro SP693.

SAE - SAE INTERNATIONAL CONGRESS & EXPOSITION. (1996). « Integrated barometric pressure sensor with SMD packaging : example of standardized sensor packaging ». ARAND, D. *et al. Sensors and Actuators*, SAE International, p23-27. Numéro SP1133.

SAVARIA, Y. (1988). *Conception et vérification de circuits VLSI*. Montréal : Éditions de l'École Polytechnique de Montréal.

SCHWEITZER, T.W., *et al.* (1979). « Spectral analysis of human respiratory diaphragmatic electromyograms ». *Journal of Applied Physiology : Respiratory Environmental and Exercise Physiology*. 46 (1) : 152-165.

- SHAHIDI, A.V. (1991). *The inverse problem of electrocardiography : recovery and validation using finite element method in man*. Thèse de doctorat en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- SHERWOOD, L. (1993). *Human physiology - From cells to systems*. 2<sup>ème</sup> édition. Minneapolis : West publishing company.
- SILVERMAN, J.L. et RODRIQUEZ, A.A. (1994). « Needle electromyographic evaluation of the diaphragm ». *Electromyography and Clinical Neurophysiology*. 34 : 509-511.
- SINDERBY, C., LINDSTRÖM, L. et GRASSINO, A.E. (1995). « Automatic assessment of electromyogram quality ». *Journal of Applied Physiology*. 79 : 1803-1815.
- SOUICY, B. (1990). *Étude des problèmes direct et inverse de l'électrocardiographie à l'aide d'un modèle expérimental cœur-torse*. Mémoire de maîtrise en génie biomédical, École Polytechnique de Montréal, Canada.
- TAFLOVE, A. (1995). *Computational electrodynamics - the finite-difference time-domain method*. Boston : Artech house.
- TIMOSHENKO, S. (1951). *Théorie des plaques et des coques*. Traduit de l'anglais par L. Vial. Paris : Librairie polytechnique Ch. Béranger.
- TONG, L., *et al.* (1991). « The analysis of capacitive pressure sensors with large deflection ». *International Conference on Solid-State Sensors and Actuators*. New York : IEEE. Transducers '91.
- UGURAL, A.C. (1991). *Mechanics of materials*. New York : McGraw-Hill.

VLSI TECHNOLOGY INC. (U.S.). *Semiconductor pressure transducer structures and methods for making the same*. S. Bothra, 27 juillet 1999. Brevet américain 5 928 968.

WISE, K.D., *et al.* (1990). « Scaling and dielectric stress compensation of ultrasensitive boron-doped silicon microstructures ». *IEEE Microelectromechanical Systems*. 44 : 50-55.



## ANNEXE A

### PROGRAMMES DE MODÉLISATION DES ÉLECTRODES

Tous les programmes qui suivent utilisent les fonctions prédéfinies incorporées dans le logiciel ElecNet.

#### A.1 CRÉATION D'ÉLECTRODES À ANNEAUX

```
'-----
' Configuration
'-----

choix_invalide=1
while choix_invalide=1
    rayonExtAnneau=Cdbl(InputBox("Rayon extérieur des anneaux (en
    METRES)", "Parametres", "", 001))
    rayonIntAnneau=Cdbl(InputBox("Rayon intérieur des anneaux (en
    METRES)", "Parametres", "", 001))
    epaisseurAnneau=Cdbl(InputBox("Epaisseur des anneaux (en
    METRES)", "Parametres", "", 001))
    espacement=Cdbl(InputBox("Espaceement entre les centres des anneaux
    (en METRES)", "Parametres", "", 01))
    nbAnneaux=Cint(InputBox("Nombre de anneaux (nombre
    ENTIER)", "Parametres", "5"))

    if (rayonExtAnneau<=0) OR (rayonIntAnneau<=0) OR (espacement<=0) OR
    (epaisseurAnneau<=0) then
        MsgBox("ERREUR : Une des valeurs est negative ou nulle")
    elseif epaisseurAnneau>=espacement then
        MsgBox("ERREUR : Les anneaux se chevauchent")
    elseif nbAnneaux<2 then
        MsgBox("ERREUR : Il doit y avoir au moins deux anneaux")
    elseif rayonExtAnneau<rayonIntAnneau then
        MsgBox("ERREUR : Le rayon extérieur est inférieur au rayon
        intérieur")
    else
        choix_invalide=0
    end if
wend

'-----
' Ecriture des donnees de configuration dans un fichier
'-----

message="rayonExtAnneau = " & rayonExtAnneau & Chr(10)
message=message & "rayonIntAnneau = " & rayonIntAnneau & Chr(10)
message=message & "espacement = " & espacement & Chr(10)
```

```

message=message & "epaisseurAnneau = " & epaisseurAnneau & Chr(10)
message=message & "nbAnneaux = " & nbAnneaux & Chr(10)
MsgBox("CLIQUER POUR DEMARRER LA CONSTRUCTION DE :" & Chr(10) &
message & Chr(10) & Chr(10) & "Ces informations sont retranscrites
dans le fichier anneaux.log")
CALL writeTextFile("anneaux.log",message)

'-----
' Trace des anneaux
'-----

materiau="Name=Copper: 5.77e7 Siemens/meter"
REDIM nomComposant(0)
CALL getDocument.getCurrentView.newCircle(0,0,rayonExtAnneau)
CALL getDocument.getCurrentView.newCircle(0,0,rayonIntAnneau)
CALL
getDocument.getCurrentView.selectAt(0,(rayonExtAnneau+rayonIntAnneau)/
2,infoSetSelection,infoSliceSurface)
nomComposant(0)="Anneau1"
CALL
getDocument.getCurrentView.makeComponentInALine(epaisseurAnneau,nomCom
posant,materiau,infoTrue)
CALL
getDocument.getCurrentView.selectAll(infoSetSelection,infoSliceArc)
CALL getDocument.getCurrentView.deleteSelection()
CALL getDocument.shiftComponent("Anneau1",0,0,-epaisseurAnneau/2,1)
CALL getDocument.rotateComponent("Anneau1",0,0,0,1,0,0,90,1)
for anneau=2 to nbAnneaux
    CALL
    getDocument.shiftComponent(getDocument.copyComponent("Anneau1",1),0
,-(anneau-1)*espacement,0,1)
    CALL
    getDocument.renameObject(getDocument.getPathOfComponent(getDocument
.getNumberOfComponents),"Anneau" & anneau)
next
for anneau=1 to nbAnneaux
    CALL getDocument.shiftComponent("Anneau" & anneau,0,(nbAnneaux-
1)*espacement/2,0,1)
next

'-----
' Attribution des differents parametres
'-----

for anneau=1 to nbAnneaux
    nom="Anneau" & anneau
    CALL
    getDocument.setParameter(nom,"ShiftVector","[0,%dec,0]",infoArrayPa
rameter)
next

'-----
' Positionnement de l'electrode au centre du modele

```

```

'-----
choix=InputBox("Voulez-vous positionner automatiquement l'electrode ?
<O> ou <N> ")
if choix="o" then
    for anneau=1 to nbAnneaux
        CALL getDocument.shiftComponent("Anneau" & anneau,.15,.20,0,1)
    next
end if

```

## A.2 CRÉATION D'ÉLECTRODES A TIGES

```

'-----
' Configuration
'-----

choix_invalide=1
while choix_invalide=1
    rayonTige=Cdbl(InputBox("Rayon des tiges (en
METRES)", "Parametres", ".001"))
    demiEspace=Cdbl(InputBox("Distance entre l'axe principal et le
centre des tiges (en METRES)", "Parametres", ".01"))
    longueurTige=Cdbl(InputBox("Longueur des tiges (en
METRES)", "Parametres", ".05"))

    if (rayonTige<=0) OR (demiEspace<=0) OR (longueurTige<=0) then
        MsgBox("ERREUR : Une des valeurs est negative")
    elseif rayonTige>demiEspace then
        MsgBox("ERREUR : Les deux tiges se chevauchent")
    else
        choix_invalide=0
    end if
wend

'-----
' Ecriture des donnees de configuration dans un fichier
'-----

message="rayonTige = " & rayonTige & Chr(10)
message=message & "demiEspace = " & demiEspace & Chr(10)
message=message & "longueurTige = " & longueurTige & Chr(10)
MsgBox("CLIQUER POUR DEMARRER LA CONSTRUCTION DE :" & Chr(10) &
message & Chr(10) & Chr(10) & "Ces informations sont retranscrites
dans le fichier tige.log")
CALL writeTextFile("tige.log",message)

'-----
' Trace des tiges
'-----

```

```

matériau="Name=Copper: 5.77e7 Siemens/meter"
REDIM nomComposant(0)
CALL getDocument.getCurrentView.newCircle(-demiEspace, 0, rayonTige)
CALL getDocument.getCurrentView.selectAt(-
demiEspace, 0, infoSetSelection, infoSliceSurface)
nomComposant(0)="Tige1"
CALL
getDocument.getCurrentView.makeComponentInALine(longueurTige, nomCompos
ant, matériau, infoTrue)
CALL
getDocument.getCurrentView.selectAll(infoSetSelection, infoSliceArc)
CALL getDocument.getCurrentView.deleteSelection()
CALL
getDocument.shiftComponent(getDocument.copyComponent("Tige1", 1), 2*demi
Espace, 0, 0, 1)
CALL
getDocument.renameObject(getDocument.getPathOfComponent(getDocument.ge
tNumberOfComponents), "Tige2")
CALL getDocument.rotateComponent("Tige1", 0, 0, 0, 1, 0, 0, 90, 1)
CALL getDocument.rotateComponent("Tige2", 0, 0, 0, 1, 0, 0, 90, 1)
CALL getDocument.shiftComponent("Tige1", 0, longueurTige/2, 0, 1)
CALL getDocument.shiftComponent("Tige2", 0, longueurTige/2, 0, 1)

'-----
' Attribution des differents parametres
'-----

for electrode=1 to 2
    nom="Tige" & electrode
    CALL
    getDocument.setParameter(nom, "RotationAngle", "%rot", infoNumberParam
eter)
    CALL
    getDocument.setParameter(nom, "RotationAxis", "[0,1,0]", infoArrayPara
meter)
    CALL
    getDocument.setParameter(nom, "ShiftVector", "[0,%dec,0]", infoArrayPa
rameter)
    CALL
    getDocument.setParameter(nom, "TransformationCenter", "[.15,.20,0]", i
nfoArrayParameter)
next

'-----
' Positionnement de l'electrode au centre du modele
'-----

choix=InputBox("Voulez-vous positionner automatiquement l'electrode ?
<O> ou <N> ")
if choix="o" then
    CALL getDocument.shiftComponent("Tige1", .15, .20, 0, 1)
    CALL getDocument.shiftComponent("Tige2", .15, .20, 0, 1)

```

```
end if
```

### A.3 CRÉATION D'UNE DOUBLE-HÉLICE PAR DÉFORMATION DE TORES

```

' Configuration
'
choix_invalide=1
while choix_invalide=1
    rayonTige=Cdbl(InputBox("Rayon des tiges formant les helices (en
METRES)", "Parametres", ".001"))
    rayonHelice=Cdbl(InputBox("Rayon entre l'axe principal et le centre
des helices (en METRES)", "Parametres", ".01"))
    pas=Cdbl(InputBox("Pas de l'helice (en
METRES)", "Parametres", ".05"))
    nbTours=Cdbl(InputBox("Nombre de tours (ENTIER OU DEMI-
ENTIER)", "Parametres", "1"))

    if (rayonTige<=0) OR (rayonHelice<=0) OR (pas<=0) OR (nbTours<=0)
then
        MsgBox("ERREUR : Une des valeurs est negative")
    elseif (2*rayonTige>pas) OR (2*rayonTige>rayonHelice) then
        MsgBox("ERREUR : Certaines parties des helices pourraient
entrer en contact l'une avec l'autre")
    elseif (nbTours<>(nbTours\1) AND nbTours<>(nbTours\1+.5)) then
        MsgBox("ERREUR : Le nombre de tours doit etre entier ou demi-
entier")
    else
        choix_invalide=0
    end if
wend

'-----
' Écriture des données de configuration dans un fichier
'-----
message="rayonTige = " & rayonTige & Chr(10)
message=message & "rayonHelice = " & rayonHelice & Chr(10)
message=message & "pas = " & pas & Chr(10)
message=message & "nbTours = " & nbTours
MsgBox("CLIQUER POUR DEMARRER LA CONSTRUCTION DE :" & Chr(10) &
message & Chr(10) & Chr(10) & "Ces informations sont retranscrites
dans le fichier helice.log")
CALL writeTextFile("helice.log",message)

'-----
' Trace d'une des deux helices
'-----
matériau="Name=Copper: 5.77e7 Siemens/meter"
nbParties=2*nbTours
REDIM nomComposant(0), nomVertex(0)

```

```

for numero=1 to nbParties
  if numero=1 then
    CALL getDocument.getCurrentView.newCircle(0,0,rayonTige)
    CALL
    getDocument.getCurrentView.selectAt(0,0,infoSetSelection,infoSl
    iceSurface)
    nomComposant(0)="H1_" & numero
    CALL
    getDocument.getCurrentView.makeComponentInAnArc(rayonHelice, 0,
    0, -1, 180, nomComposant, materiau, infoTrue)
    CALL
    getDocument.getCurrentView.getSlice.moveToASurface(nomComposant
    (0) & ",Face#1")
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#1,Edge#1,Vertex#2"
    CALL getDocument.distortVertex(nomVertex, 2*rayonHelice-
    rayonTige, pas/2, 0)
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#1,Edge#1,Vertex#1"
    CALL getDocument.distortVertex(nomVertex,
    2*rayonHelice+rayonTige, pas/2, 0)
  elseif (numero mod 2)=0 then 'Partie de droite
    if numero=2 then
      CALL getDocument.getCurrentView.selectObject(nomComposant(0)
      & ",Face#1",infoSetSelection)
    else
      CALL getDocument.getCurrentView.selectObject(nomComposant(0)
      & ",Face#2",infoSetSelection)
    end if
    nomComposant(0)="H1_" & numero
    CALL getDocument.getCurrentView.makeComponentInAnArc(-
    rayonHelice, 0,0,-1,180,nomComposant,materiau, infoTrue)
    CALL
    getDocument.getCurrentView.getSlice.moveToASurface(nomComposant
    (0) & ",Face#2")
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#2,Edge#1,Vertex#1"
    CALL getDocument.distortVertex(nomVertex, rayonTige,
    numero*pas/2, 0)
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#2,Edge#1,Vertex#2"
    CALL getDocument.distortVertex(nomVertex, -rayonTige,
    numero*pas/2, 0)
  else 'Partie de gauche
    CALL getDocument.getCurrentView.selectObject(nomComposant(0) &
    ",Face#2",infoSetSelection)
    nomComposant(0)="H1_" & numero
    CALL getDocument.getCurrentView.makeComponentInAnArc(-
    rayonHelice, 0, 0, -1, 180, nomComposant, materiau, infoTrue)
    CALL
    getDocument.getCurrentView.getSlice.moveToASurface(nomComposant
    (0) & ",Face#2")
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#2,Edge#1,Vertex#1"
    CALL getDocument.distortVertex(nomVertex, 2*rayonHelice-
    rayonTige, numero*pas/2, 0)
    nomVertex(0)=nomComposant(0) & ",Face#2,Edge#1,Vertex#2"

```

```

        CALL getDocument.distortVertex(nomVertex,
        2*rayonHelice+rayonTige, numero*pas/2, 0)
    end if
next

'-----
' Trace de l'autre hélice
'-----
for numero=1 to nbParties
    CALL getDocument.rotateComponent(getDocument.copyComponent("H1_" &
    numero,1),rayonHelice,0,0,0,1,0,180,1)
    CALL
    getDocument.renameObject(getDocument.getPathOfComponent(getDocument
    .getNumberOfComponents),"H2_" & numero)
next
CALL
getDocument.getCurrentView.selectAll(infoSetSelection,infoSliceArc)
CALL getDocument.getCurrentView.deleteSelection()

'-----
' Attribution des différents paramètres
'-----
for numero=1 to nbParties
    for electrode=1 to 2
        nom="H" & electrode & "_" & numero
        CALL
        getDocument.setParameter(nom,"RotationAngle","%rot",infoNumberP
        arameter)
        CALL
        getDocument.setParameter(nom,"RotationAxis","[0,1,0]",infoArray
        Parameter)
        CALL
        getDocument.setParameter(nom,"ShiftVector","[0,%dec,0]",infoArr
        ayParameter)
        CALL
        getDocument.setParameter(nom,"TransformationCenter","[.15,.20,0
        ]",infoArrayParameter)
    next
next
next
'-----
' Positionnement de l'hélice au centre du modèle
'-----
choix=InputBox("Voulez-vous positionner automatiquement l'electrode ?
<O> ou <N> ")
if choix="o" then
    for numero=1 to nbParties
        for electrode=1 to 2
            nom="H" & electrode & "_" & numero
            CALL getDocument.shiftComponent(nom,.15-rayonHelice,.20-
            pas*nbTours/2,0,1)
        next
    next
end if

```

## ANNEXE B

### DÉFORMATION D'UNE PLAQUE CARRÉE

#### B.1 PLAQUE HOMOGENÈE ENCASTRÉE

La démonstration qui suit est basée sur celle de Timoshenko (1951). Considérons une plaque carrée de côté  $a$  et d'épaisseur  $h$ , soumise à une force surfacique uniforme  $q$  (pression par exemple). Timoshenko (1951, p85) montre que la déformation verticale  $w$  vérifie l'équation :

$$\frac{\partial^4 w}{\partial x^4} + 2 \frac{\partial^4 w}{\partial x^2 \partial y^2} + \frac{\partial^4 w}{\partial y^4} = \frac{q}{D} \quad (\text{B.1})$$

en posant 
$$D = \frac{Eh^3}{12(1 - \nu^2)} \quad (\text{B.2})$$

$E$  et  $\nu$  sont des caractéristiques du matériau (respectivement son module d'Young et son coefficient de Poisson). Si l'épaisseur de la plaque est suffisamment petite devant  $a$ , on peut considérer que les équations de la flexion pure restent valables pour cette plaque chargée, ce qui aboutit à l'expression suivante des contraintes, dans laquelle  $z$  est la distance du point considéré par rapport au plan neutre (Timoshenko, 1951, p39) :

$$\sigma_x = \frac{-Ez}{1 - \nu^2} \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} \right] \quad (\text{B.3})$$

$$\sigma_y = \frac{-Ez}{1 - \nu^2} \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} + \nu \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} \right] \quad (\text{B.4})$$

Si la plaque est encastree, c'est-à-dire si les déplacements de ses extrémités sont nuls et si le plan tangent à la surface moyenne de la déformée est confondu avec la position initiale du plan moyen au niveau des extrémités, on peut montrer (Timoshenko, 1951,



p214 et suivantes) que la déformée de la plaque s'écrit comme la somme de trois termes :

$$w_a = \frac{4qa^4}{\pi^5 D} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^5} \cos \frac{m\pi x}{a} \left[ 1 - \frac{\alpha_m \tanh \alpha_m + 2}{2 \cosh \alpha_m} \cosh \frac{m\pi y}{a} + \frac{1}{2 \cosh \alpha_m} \frac{m\pi y}{a} \sinh \frac{m\pi y}{a} \right] \quad (B.5)$$

$$w_1 = \frac{2qa^4}{\pi^5 D} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} T_m \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^2 \cosh \alpha_m} \cos \frac{m\pi x}{a} \left[ \frac{m\pi y}{a} \sinh \frac{m\pi y}{a} - \alpha_m \tanh \alpha_m \cosh \frac{m\pi y}{a} \right] \quad (B.6)$$

$$w_2 = -\frac{2qa^4}{\pi^5 D} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} T_m \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^2 \cosh \alpha_m} \cos \frac{m\pi y}{a} \left[ \frac{m\pi x}{a} \sinh \frac{m\pi x}{a} - \alpha_m \tanh \alpha_m \cosh \frac{m\pi x}{a} \right] \quad (B.7)$$

avec  $\alpha_m = \frac{m\pi}{2}$  (B.8)

et les  $T_m$  vérifiant :

$$\frac{T_m}{m} \left( \tanh \alpha_m + \frac{\alpha_m}{\cosh^2 \alpha_m} \right) + \frac{8m}{\pi} \sum_{p=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{T_p}{p^3} \frac{1}{\left( 1 + \frac{m^2}{p^2} \right)^2} = \frac{1}{m^4} \left( \frac{\alpha_m}{\cosh^2 \alpha_m} - \tanh \alpha_m \right) \quad (B.9)$$

Il est donc possible de calculer la déformée en tout point de la plaque ainsi que les contraintes (à partir des équations (B.5) à (B.9) et des expressions (B.3) et (B.4)).

Si l'on évalue à présent les dérivées secondes de la déformée au centre de la plaque ( $x=0, y=0$ ) par rapport aux deux variables, on obtient :

$$\frac{\partial^2 w_a}{\partial x^2} (0,0) = \frac{-4qa^2}{\pi^3 D} \sum_{m=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^3} \left[ 1 - \frac{\alpha_m \tanh \alpha_m + 2}{2 \cosh \alpha_m} \right]$$

$$\frac{\partial^2 w_a}{\partial y^2}(0,0) = \frac{-4qa^2}{\pi^3 D} \sum_{m=1;3;5\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{m^3} \left[ \frac{\alpha_m \tanh \alpha_m}{2 \cosh \alpha_m} \right]$$

$$\frac{\partial^2 w_1}{\partial x^2}(0,0) = \frac{\partial^2 w_2}{\partial y^2}(0,0) = -\frac{2qa^2}{\pi^3 D} \sum_{m=1;3;5\dots}^{\infty} T_m \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{\cosh \alpha_m} \alpha_m \tanh \alpha_m$$

$$\frac{\partial^2 w_1}{\partial y^2}(0,0) = \frac{\partial^2 w_2}{\partial x^2}(0,0) = -\frac{2qa^2}{\pi^3 D} \sum_{m=1;3;5\dots}^{\infty} T_m \frac{(-1)^{\frac{m-1}{2}}}{\cosh \alpha_m} [2 - \alpha_m \tanh \alpha_m]$$

Un calcul numérique montre que  $\frac{\partial^2 w_a}{\partial x^2}(0,0) = \frac{\partial^2 w_a}{\partial y^2}(0,0)$ , résultat qui était attendu.

Au total, on a donc :

$$\frac{\partial^2 w}{\partial x^2}(0,0) = \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}(0,0) = -\frac{2qa^2}{\pi^3 D} \sum_{m=1;3;5\dots}^{\infty} \left[ \frac{\alpha_m \tanh \alpha_m}{m^3} + 2T_m \right]$$

d'où finalement :

$$\sigma_x(0,0) = \sigma_y(0,0) = \frac{24qa^2 z(1+\nu)}{\pi^3 h^3} \sum_{m=1;3;5\dots}^{\infty} \left[ \frac{\alpha_m \tanh \alpha_m}{m^3} + 2T_m \right] \quad (\text{B.10})$$

Le centre de la plaque est l'endroit où la déformation et les contraintes sont maximales.

## B.2 GÉNÉRALISATION AU CAS D'UNE PLAQUE HÉTÉROGÈNE ENCASTRÉE

Le raisonnement qui suit est une généralisation de la théorie de Timoshenko exposée à la section précédente. Considérons à présent une plaque carrée **simplement fléchie** formée de N zones homogènes (Timoshenko, 1951, p38). En supposant que l'épaisseur de la plaque est négligeable devant la longueur de ses côtés, on peut considérer que :

$$\varepsilon_x(x, y, z) = \frac{z - z_n}{r_x(x, y)} \text{ et } \varepsilon_y(x, y, z) = \frac{z - z_n}{r_y(x, y)}$$

avec  $z$  la distance du point considéré par rapport au bas de la plaque et  $z_n$  la distance du plan neutre par rapport au bas de la plaque,  $r_x$  et  $r_y$  étant les rayons de courbure. La loi de Hooke (p2), qui s'écrit :

$$\varepsilon_x(x, y, z) = \frac{\sigma_x(x, y, z) - \nu\sigma_y(x, y, z)}{E}$$

$$\text{et } \varepsilon_y(x, y, z) = \frac{\sigma_y(x, y, z) - \nu\sigma_x(x, y, z)}{E}$$

permet d'établir les expressions des contraintes dans chaque zone  $N$  de la plaque :

$$\sigma_x^{(N)}(x, y, z) = -\frac{E^{(N)}(z - z_n)}{1 - (\nu^{(N)})^2} \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial x^2}(x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}(x, y) \right]$$

$$\text{et } \sigma_y^{(N)}(x, y, z) = -\frac{E^{(N)}(z - z_n)}{1 - (\nu^{(N)})^2} \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}(x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial x^2}(x, y) \right]$$

$$\text{car } \frac{1}{r_x(x, y)} = \frac{\partial^2 w}{\partial x^2}(x, y) \text{ et } \frac{1}{r_y(x, y)} = \frac{\partial^2 w}{\partial y^2}(x, y)$$

Les moments de flexion par unité de longueur agissant sur les côtés de la plaque vérifient (p39) :

$$M_x(x, y, z) = \sum_{\text{matériaux}} \int_{\text{épaisseur}} \sigma_x^{(N)}(x, y, z) z dz$$

$$\text{et } M_y(x, y, z) = \sum_{\text{matériaux}} \int_{\text{épaisseur}} \sigma_y^{(N)}(x, y, z) z dz$$

ce qui donne :

$$M_x(x, y, z) = - \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} (x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} (x, y) \right] \sum_{\text{matériaux}} \frac{E^{(N)}}{1 - (\nu^{(N)})^2} \int_{\text{épaisseur}} (z - z_n) z dz$$

et

$$M_y(x, y, z) = - \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} (x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} (x, y) \right] \sum_{\text{matériaux}} \frac{E^{(N)}}{1 - (\nu^{(N)})^2} \int_{\text{épaisseur}} (z - z_n) z dz$$

Si l'on pose  $D = \sum_{\text{matériaux}} \frac{E^{(N)}}{1 - (\nu^{(N)})^2} \int_{\text{épaisseur}} (z - z_n) z dz$  (qui est une constante), on obtient

les équations simples suivantes :

$$M_x(x, y, z) = -D \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} (x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} (x, y) \right]$$

et

$$M_y(x, y, z) = -D \left[ \frac{\partial^2 w}{\partial y^2} (x, y) + \nu^{(N)} \frac{\partial^2 w}{\partial x^2} (x, y) \right]$$

Le moment de torsion s'écrit quant à lui (Timoshenko, 1951, p42) :

$$M_{xy}(x, y, z) = 2 \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} (x, y) \sum_{\text{matériaux}} G^{(N)} \int_{\text{épaisseur}} (z - z_n) z dz$$

où  $G^{(N)}$  est le module d'élasticité au cisaillement du matériau  $N$ . Or, on a la relation (Bazergui *et al.*, 1993, p179) :

$$G^{(N)} = \frac{E^{(N)}}{2 (1 + \nu^{(N)})}$$

ce qui conduit finalement à :

$$M_{xy}(x, y, z) = D (1 - \nu^{(N)}) \frac{\partial^2 w}{\partial x \partial y} (x, y)$$

Timoshenko montre que, pour une plaque chargée latéralement (charge surfacique  $q$ ) soumise à de faibles déformations, on a la relation (Timoshenko, 1951, p84) :

$$\frac{\partial^2 M_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 M_y}{\partial y^2} - 2 \frac{\partial^2 M_{xy}}{\partial x \partial y} = -q$$

En injectant les termes précédemment calculés à cette équation, on retombe sur l'équation du 4<sup>ème</sup> degré du départ (B.1). La méthode de résolution est donc identique, l'expression ne change pas, seule la valeur de  $D$  diffère suivant les dimensions des zones constituant la plaque.

### **B.3 APPLICATION AU CAPTEUR DE PRESSION**

#### **B.3.1 Limitations**

On peut considérer les structures choisies pour les cellules de pression comme des empilements de parallélépipèdes de diverses épaisseurs et constitués de matériaux homogènes. Il s'agit là d'une grosse simplification puisque :

- l'homogénéité des matériaux n'est pas garantie dans toute la cellule (présence possible d'impuretés, etc...);
- l'épaisseur des couches n'est pas non plus forcément rigoureusement constante;
- et surtout la présence des zones résistives (poly-silicium de niveau 2) et des fils de connexions (métal de niveau 1) perturbe la planarité de la membrane (cf. figure 2.9).

Néanmoins, cette comparaison permet de prévoir qualitativement le comportement des membranes, sans prétention de quantifier quoi que ce soit.

### B.3.2 Conséquences de la théorie

La formule (B.10), qui donne l'expression des contraintes horizontales au centre de la membrane, permet de tirer plusieurs conséquences importantes :

- La contrainte au centre est proportionnelle à la pression appliquée. Or, on a vu (cf. section 2.3.1) que, pour une zone résistive en poly-silicium, la variation relative de résistance est proportionnelle aux contraintes. Elle est donc également proportionnelle à la variation de pression, ce qui justifie l'emploi de ce type de dispositif pour mesurer des pressions;
- Elle est proportionnelle au carré de la longueur du côté;
- Elle est inversement proportionnelle au cube de l'épaisseur. De ce fait, il est impératif de contrôler le mieux possible l'étape de gravure pour l'arrêter à la profondeur souhaitée.

## ANNEXE C

### PUCE PRÉLIMINAIRE POUR L'ÉTUDE DE LA MEMBRANE

#### C.1 APERÇU GÉNÉRAL

##### C.1.1 Objectifs

Il s'agissait de réaliser une puce répondant à deux objectifs :

- étudier la faisabilité d'une cellule de pression et de son circuit de traitement réalisés à l'aide de la technologie Mitel15 et des moyens de post-traitement disponibles;
- étudier les différents paramètres de la cellule (structure, dimensions, position des zones résistives) afin de bâtir un capteur optimal.

Les résultats obtenus auraient ainsi pu faciliter la gravure des prototypes (puces  $G$  et  $\mathcal{E}$ ) et peut-être permettre d'obtenir des membranes efficaces.

Malheureusement, il nous a semblé après coup que le positionnement des zones résistives (cf. section C.3) n'était pas adéquat et n'offrirait probablement pas des résultats satisfaisants.

##### C.1.2 Organisation globale

La puce comporte 9 cellules de pression pour étudier :

- la dimension horizontale (côté) des membranes;
- leur épaisseur;
- le positionnement des zones résistives.

On a donc :

- réalisé des membranes de trois tailles correspondant à une, deux, et quatre fois la taille la plus petite;
- disposé les résistances plus ou moins loin du centre;
- dopé ou non le substrat pour jouer sur l'épaisseur.

Les structures retenues parmi celles de la figure 2.5 sont la (f) et la (g).

S'agissant de tester la faisabilité, c'est-à-dire surtout la résistance de la partie électronique aux différentes étapes de post-traitement de la membrane, il n'est pas nécessaire de concevoir un circuit évolué. Un convertisseur analogique-numérique 4 bits élémentaire suffit par exemple à acquérir les signaux provenant des cellules.

## C.2 PARTIE ÉLECTRONIQUE

### C.2.1 Principe de fonctionnement du convertisseur simple rampe

Le convertisseur analogique-numérique (CAN) simple rampe se compose d'un intégrateur, un comparateur, un compteur, une bascule R-S et un registre (cf. figures C.1 et C.2). Son fonctionnement, fort simple, peut se décrire de la façon suivante : on impose aux entrées du comparateur d'une part le signal à étudier  $V_{in}$ , d'autre part une rampe  $V_r$  obtenue par intégration d'un signal continu. Sa sortie bloque ou débloque (signal  $EN$ ) le registre. Lorsque celui-ci est débloqué, il stocke la valeur de sortie du compteur qui, quant à lui, compte sans discontinuer. Ainsi, quand la rampe dépasse la valeur  $V_{in}$ , le comparateur bascule et le registre de sortie se bloque à une valeur  $N$  vérifiant :

$$V_{in} = p N T_H \quad (C.1)$$



avec  $p$  la pente d'intégration et  $T_H$  la période d'horloge. Le circuit d'intégration est remis à zéro pendant ce temps. Dans cette version, il est possible d'ajuster la pente de la rampe  $V_r$  en jouant sur la tension de réglage  $V_{reg}$ .

Si les performances d'un tel comparateur sont médiocres (faible vitesse de conversion, grande sensibilité au bruit), ses dimensions réduites – surtout pour un CAN 4 bits – permettent de le concevoir rapidement et de laisser de la place aux structures mécaniques.

Il faut rappeler en outre que l'intérêt de cette puce n'est pas de réaliser un circuit de traitement performant mais bien d'étudier la faisabilité d'un capteur monolithique. Dans cette optique, un tel convertisseur convient parfaitement

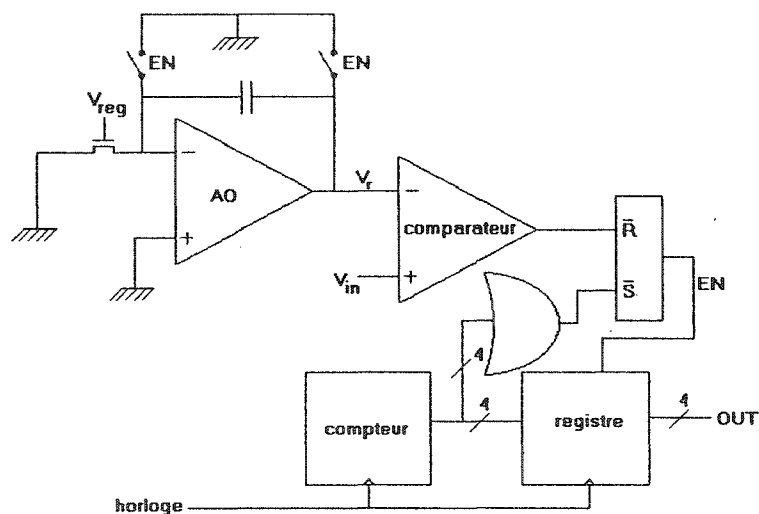
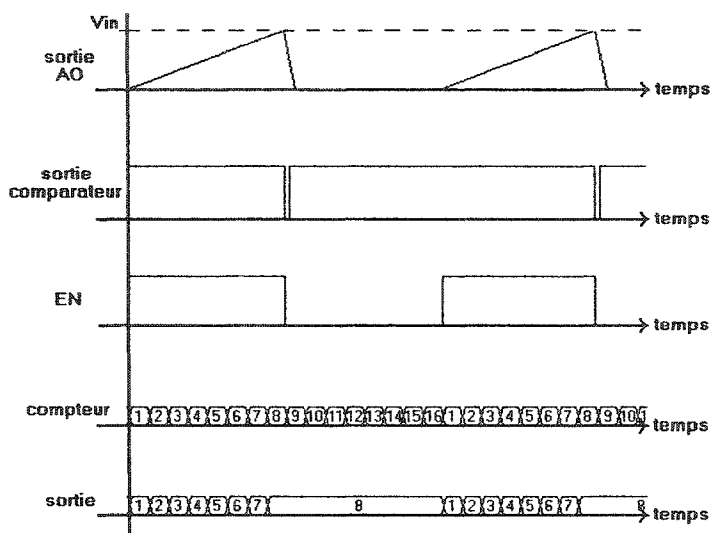


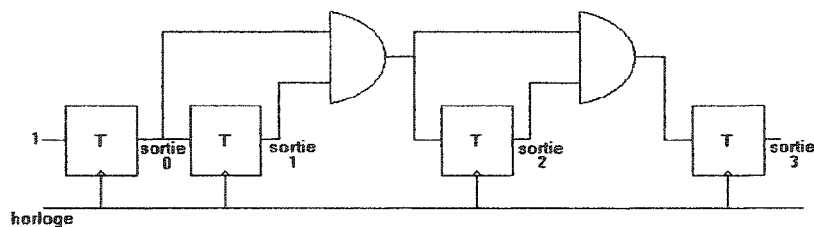
Figure C.1 Schéma du CAN simple rampe



**Figure C.2 Chronogramme théorique**

### C.2.2 Réalisation

L'amplificateur opérationnel (AO) et le comparateur sont tous les deux basés sur le schéma C.6. Le compteur 4 bits se compose d'un assemblage de bascules T statiques connectées selon le schéma C.3. La figure C.4 montre la structure des bascules T qui emploient des portes de transfert pour former une porte OU-exclusif (XOR) (Savaria, 1988, p28 et 195-196). Quant au registre 4 bits, il est simplement formé de bascules D.



**Figure C.3 Réalisation du compteur 4 bits**

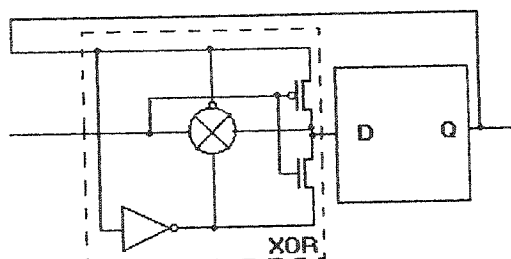


Figure C.4 Une bascule T

### C.3 MEMBRANES

Les quatre résistances contenues dans chacune des cellules sont montées en pont de Wheatstone, comme pour les prototypes (cf. figure 2.6). Par contre, leur disposition est quelque peu différente, comme le montrent les figures C.5 et C.6. Un dernier type de cellule, non représenté ici, est identique à celui de la figure C.5, mais avec un puits-P sous la membrane, pour arrêter la gravure plus tôt, et augmenter ainsi l'épaisseur de la membrane.

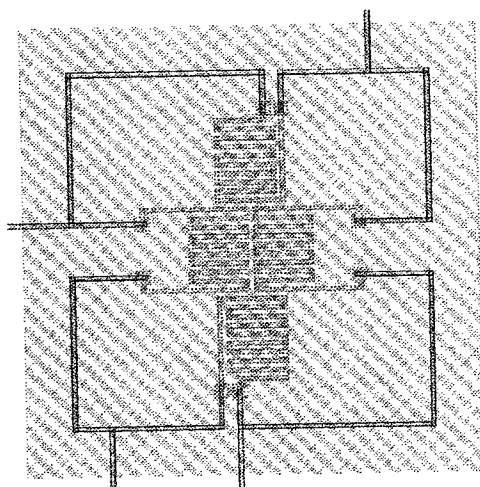


Figure C.5 Structure à résistances rapprochées

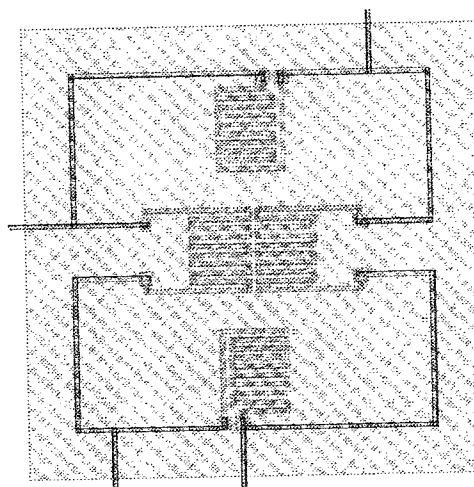
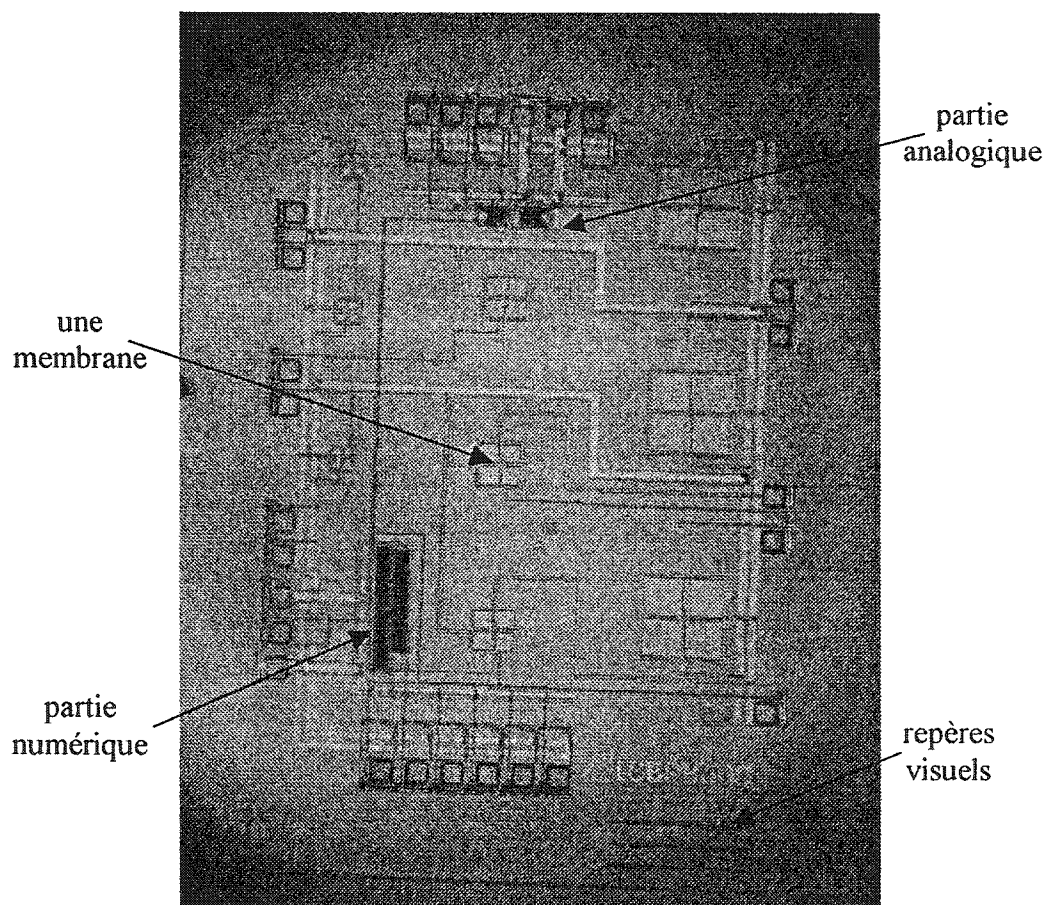


Figure C.6 Structure à résistances éloignées

À première vue, ce type de disposition semble moins efficace que ce qui a été retenu pour les prototypes (cf. figure 2.7), dans la mesure où toutes les résistances sont

très rapprochées les unes des autres. Le gain de la cellule devrait être trop faible, ce qui nous a conduit à abandonner cette puce prématurément au profit directement des puces prototypes *G* et *Æ*.

La figure C.7 montre la réalisation de la puce. Ses dimensions sont élevées (4 par 5 mm) à cause de l'encombrement des masques de gravure arrière.



**Figure C.7 Photographie de la puce réalisée**

## ANNEXE D

### SCHÉMAS ET DESSINS DE MASQUES DES PUCES

#### D.1 VUES GLOBALES

$V_{dd}$	sortie <sub>reg</sub>	blocage <sup>B</sup>	dec/chgt <sup>B</sup>	sortie	$V_{ss}$	$V_{dd}$		horloge	dec/chgt <sup>B</sup>	sortie	$V_{ss}$
$b_1$	RAZ <sub>compteur</sub>  débutconv				entête	$b_1$	RAZ <sub>compteur</sub>  débutconv				blocage <sup>B</sup>
$b_2$						$b_2$					
$b_3$					bit-entête	$b_3$					select
$b_4$						$b_4$					
$b_5$					$c_5$	$b_5$					$c_5$
$b_6$					$c_4$	$b_6$					$c_4$
$b_7$					$c_3$	$b_7$					$c_3$
$b_8$					$c_2$	$b_8$					$c_2$
$s_2$	CTL <sub>séquenceur</sub> CTL <sub>compteur</sub> CTL <sub>horloge</sub> CTL <sub>vpositif</sub>				$c_1$	$s_2$	$c_1$				
$s_1$					$c_0$	$s_1$	$c_0$				
CTL <sub>CAS</sub>						CTL <sub>CAS</sub>					
horloge#2											
—CTL <sub>horloge</sub>					$V_{positif}$		$V_{positif}$				
entrée <sub>CAS</sub>						entrée <sub>CAS</sub>					
sortie <sub>gain</sub>					$V^{(2)}_{membre}$	sortie <sub>gain</sub>	$V^{(2)}_{membre}$				
RAZ									sortie <sup>(B)</sup> <sub>membre</sub>	RAZ	
$V_{milieu}$	$V^{(1)}_{membre}$	$V_{milieu}$	$V^{(1)}_{membre}$								
	sortie <sup>(A)</sup> <sub>membre</sub>		sortie <sup>(A)</sup> <sub>membre</sub>								
$E_{plus}$					$E_{moins}$	$E_{plus}$					$E_{moins}$
$V_{dd}$		horloge		lien	$V_{ss}$				elec <sub>2</sub>	elec <sub>1</sub>	

Figure D.1 Entrées / sorties des deux puces

Tableau D.1 Rôle des entrées / sorties

Type	Nom	CE/G <sup>(1)</sup>	Rôle
Alimentations	V <sub>dd</sub>	CE/G	Alimentation haute (+5V)
	V <sub>ss</sub>	CE/G	Alimentation basse (masse)
	V <sub>milieu</sub>	CE/G	Alimentation valant la moyenne des deux alimentations principales (+2,5V)
	E <sub>plus</sub>	CE/G	Alimentation positive de la membrane
	E <sub>moins</sub>	CE/G	Alimentation négative de la membrane
Horloges	horloge	CE	Sortie du signal d'horloge destiné à G
	horloge	G	Entrée du signal d'horloge
Entrées de données	elec <sub>1</sub> elec <sub>2</sub>	G	Entrées des électrodes
	entrée <sub>G</sub>	CE	Entrée des données provenant de G
Sortie	sortie	CE/G	Sortie des données
Entrées et sorties de tests <sup>(2)</sup>	b <sub>1</sub> à b <sub>8</sub> s <sub>1</sub> et s <sub>2</sub>	CE/G	Sorties du séquenceur du convertisseur
	c <sub>0</sub> à c <sub>5</sub>	CE/G	Sorties du compteur du séquenceur général
	blocage <sup>B</sup> dec/chgt <sup>B</sup> RAZ <sub>compteur</sub> débutconv	CE/G	Sorties du séquenceur général
	entête bit-entête	CE	
	select	G	
	sortie <sub>reg</sub> <sup>(3)</sup>	CE	Sortie du registre sérialiseur <sup>(4)</sup>
	horloge#2	CE	Horloge de CE
	sortie <sup>(A)</sup> <sub>membr</sub> sortie <sup>(B)</sup> <sub>membr</sub>	CE/G	Sorties de la membrane <sup>(3)</sup>

Tableau D.1 Rôle des entrées / sorties (suite)

Entrées et sorties de tests (suite) <sup>(2)</sup>	$V_{\text{membr}}^{(1)}$	Æ	Entrées du bloc d'amplification <sup>(5)</sup>
	$V_{\text{membr}}^{(2)}$	G	Entrées « membrane » du bloc de sélection d'entrée <sup>(5)</sup>
	$V_{\text{positif}}$	Æ/G	Sortie du comparateur du CAS
	sortie <sub>gain</sub>	Æ/G	Sortie du bloc d'amplification <sup>(3)</sup>
	entrée <sub>CAS</sub>	Æ/G	Entrée du convertisseur <sup>(5)</sup>
Modes de test	CTL <sub>séquenceur</sub>	Æ/G	Sélection du mode visualisation / imposition pour blocage <sup>B</sup> , dec/chgt <sup>B</sup> , débutconv, RAZ <sub>compteur</sub> , entête (Æ), bit-entête (E), select (G)
	CTL <sub>compteur</sub>	Æ/G	Sélection du mode visualisation / imposition pour $c_0$ à $c_5$
	CTL <sub>CAS</sub>	Æ/G	Sélection du mode visualisation / imposition pour $b_1$ à $b_8$ , $s_1$ , et $s_2$
	CTL <sub>Vpositif</sub>	Æ/G	Sélection du mode visualisation / imposition pour $V_{\text{positif}}$
	CTL <sub>horloge</sub>		Sélection du mode visualisation / imposition pour l'horloge
Divers	RAZ	Æ/G	Remise à zéro asynchrone

<sup>(1)</sup> cette colonne indique si le plot correspondant est présent sur la puce Æ, G, ou les deux.

<sup>(2)</sup> plots permettant soit d'observer une tension, soit de l'imposer, suivant le mode dans lequel on se trouve.

<sup>(3)</sup> plot de sortie seulement.

<sup>(4)</sup> ce plot n'est pas présent sur la puce G car il serait identique à *sortie*.

<sup>(5)</sup> plot d'entrée seulement.

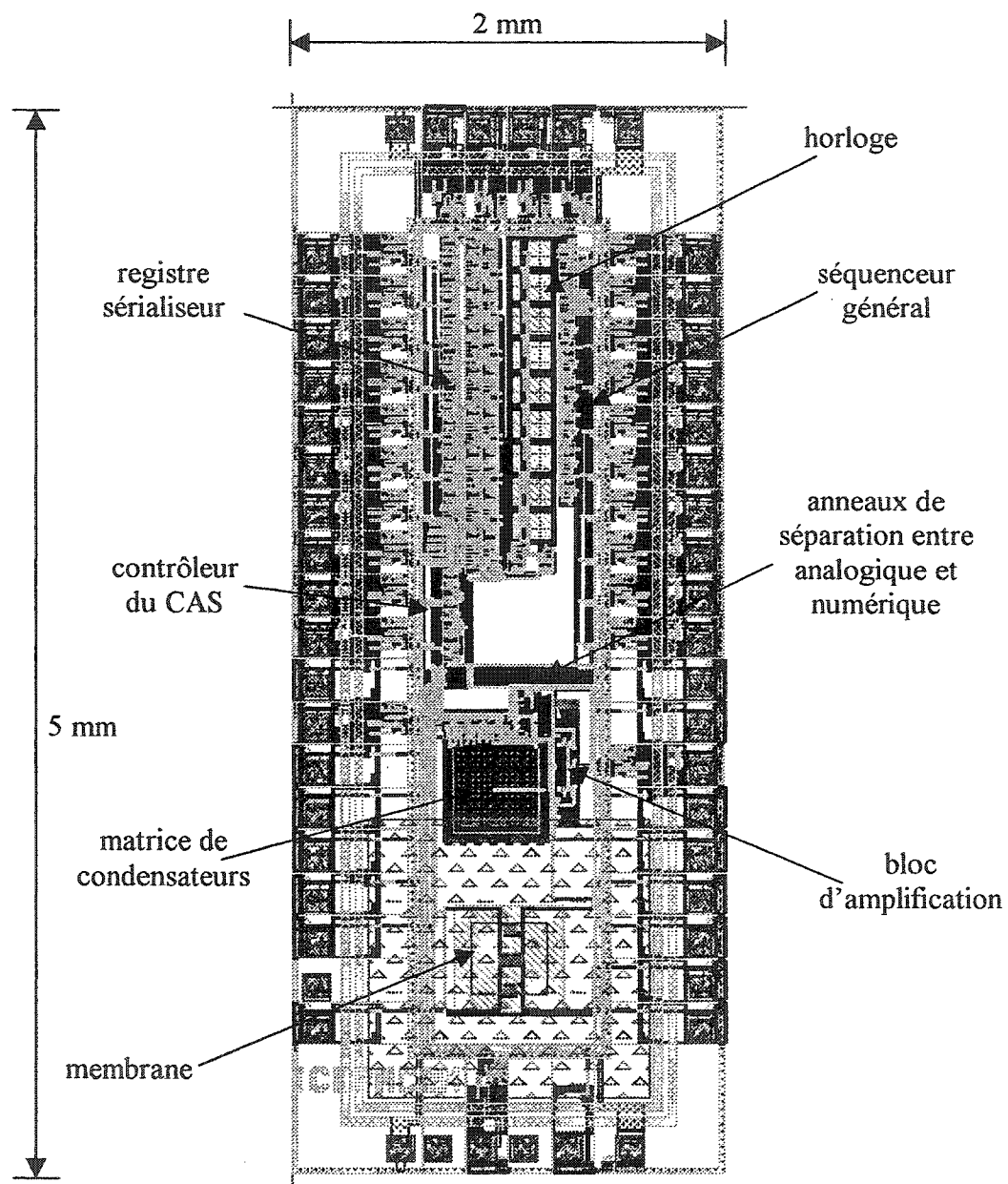


Figure D.2 Dessin de masques de la puce œsophagienne



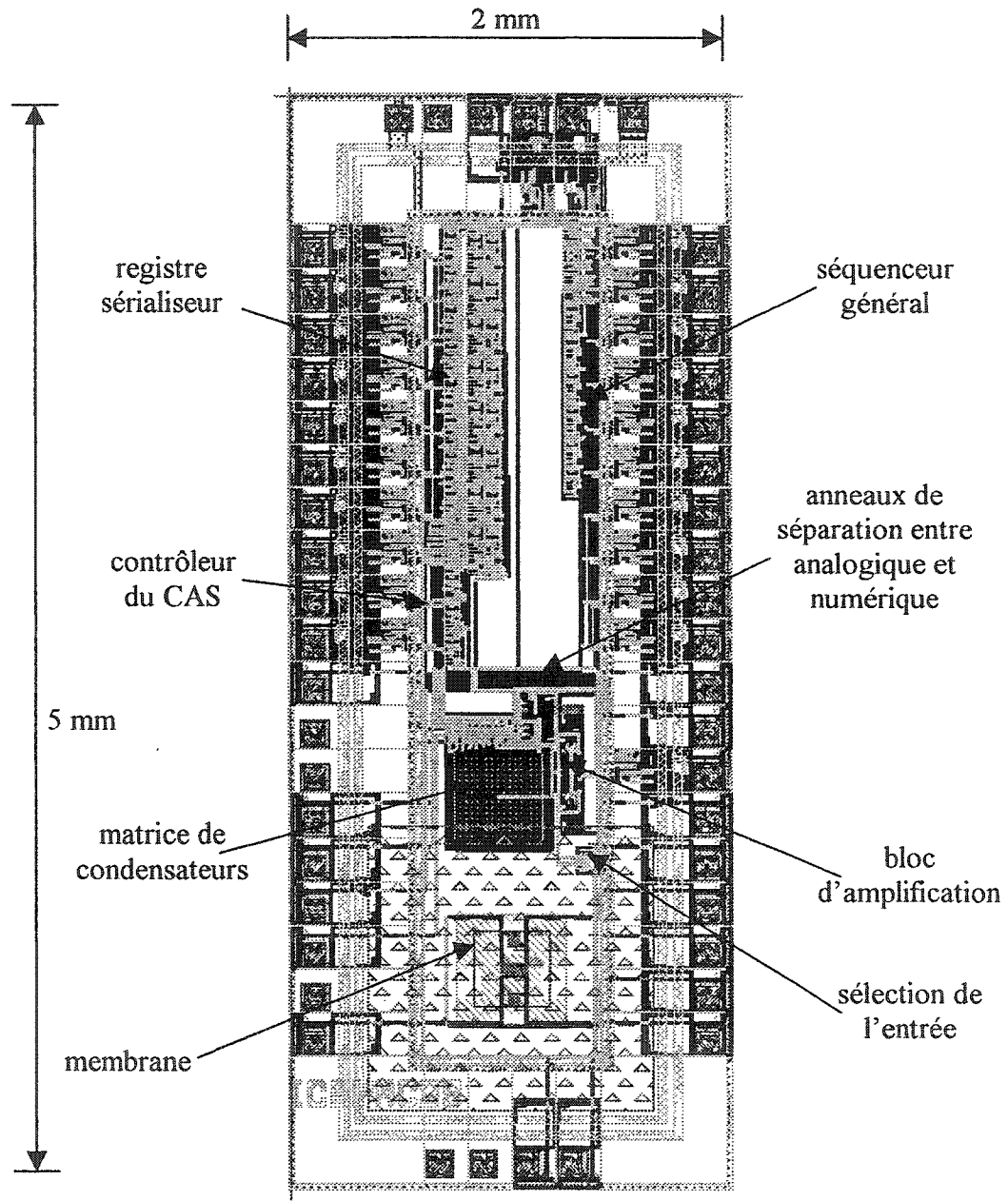


Figure D.3 Dessin de masques de la puce gastrique

## D.2 MODULE D'HORLOGE

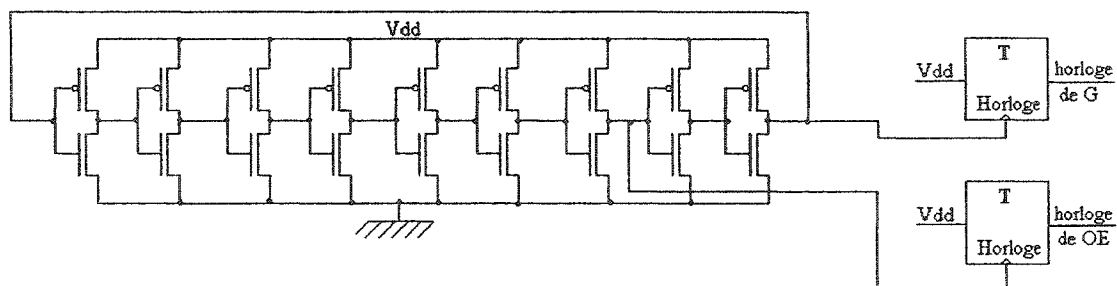


Figure D.4 Schéma du bloc d'horloge

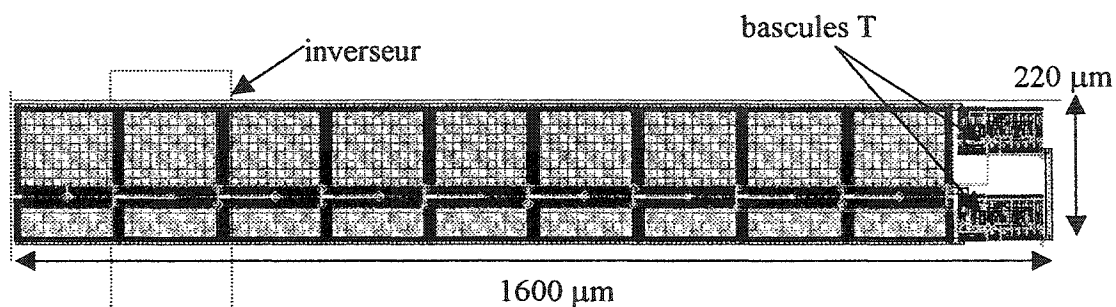


Figure D.5 Dessin de masques de l'horloge

## D.3 MODULE D'AMPLIFICATION

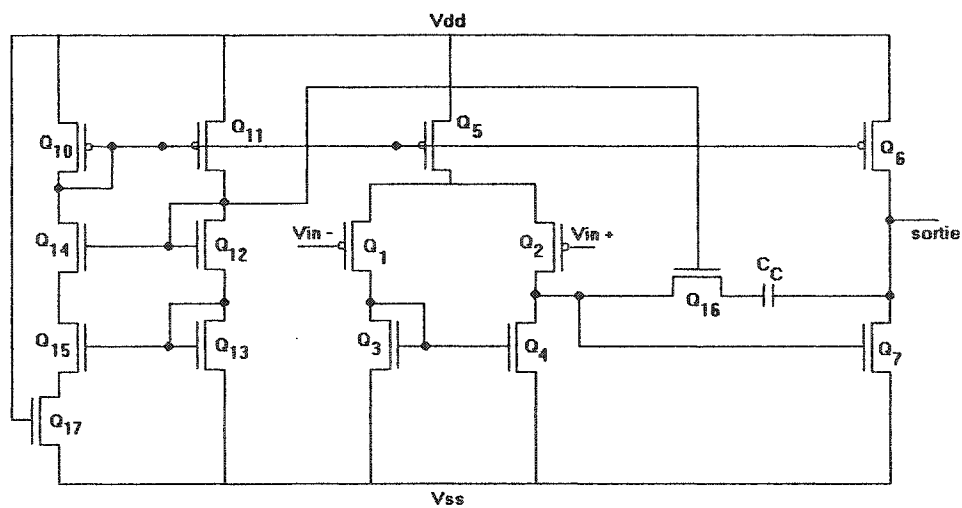


Figure D.6 Amplificateur opérationnel utilisé dans le module d'amplification

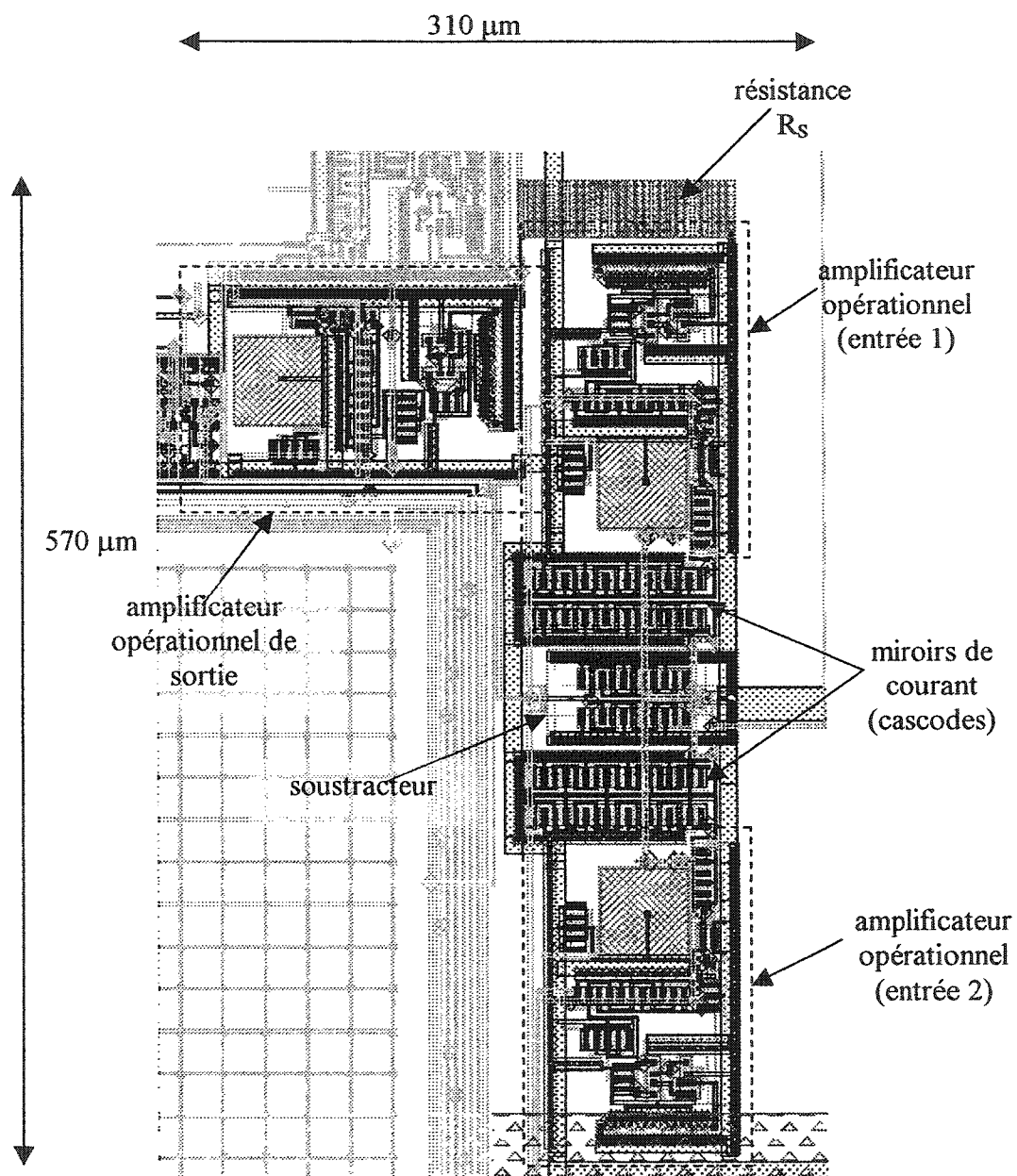


Figure D.7 Dessin de masques du bloc d'amplification

#### D.4 CONVERTISSEUR ANALOGIQUE – NUMÉRIQUE

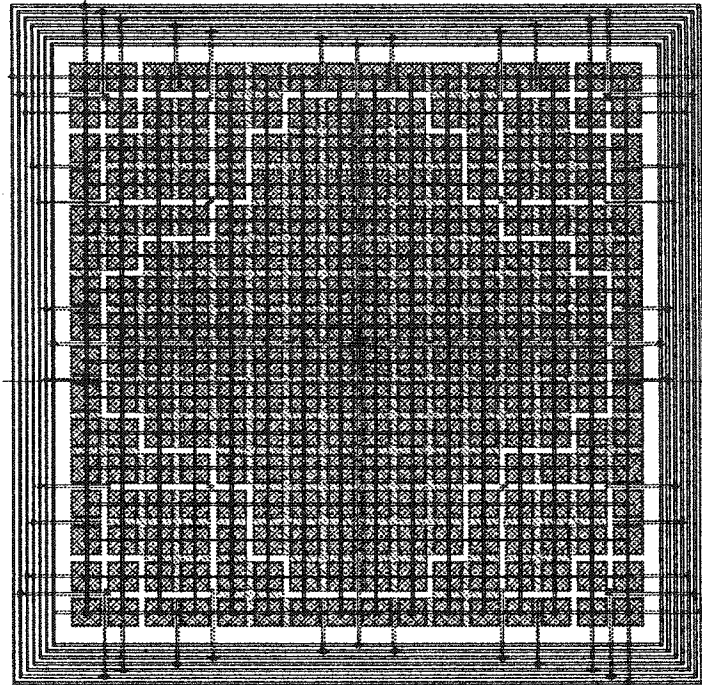


Figure D.8 Matrice de condensateurs pour la partie analogique du CAS

#### D.5 REGISTRE DE SÉRIALISATION

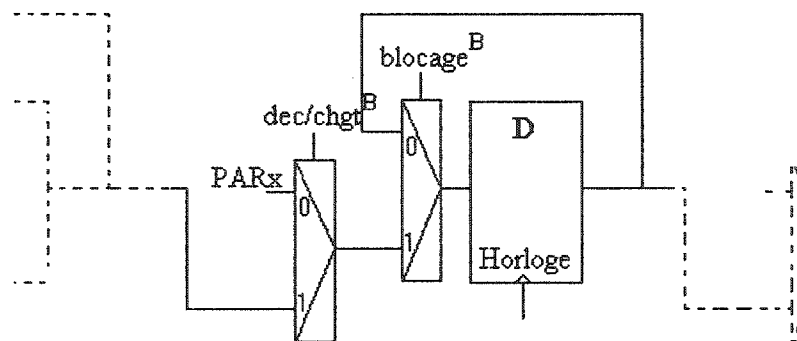


Figure D.9 Élément du registre de sérialisation

$\text{blocage}^B$  est la commande de blocage,  $\text{dec/chgt}^B$  le choix du mode, et  $\text{PARx}$  l'entrée parallèle numéro  $x$ .

## D.6 MODULE DE MISE EN FORME

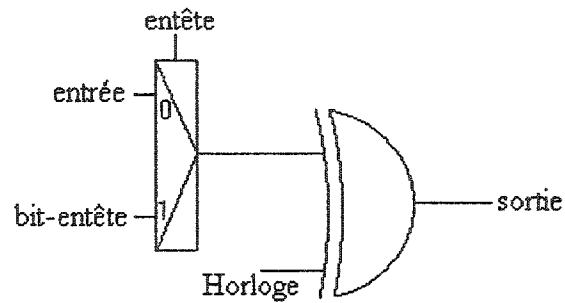


Figure D.10 Schéma du module de mise en forme

## D.7 CONNEXION DES PATTES DU BOÎTIER

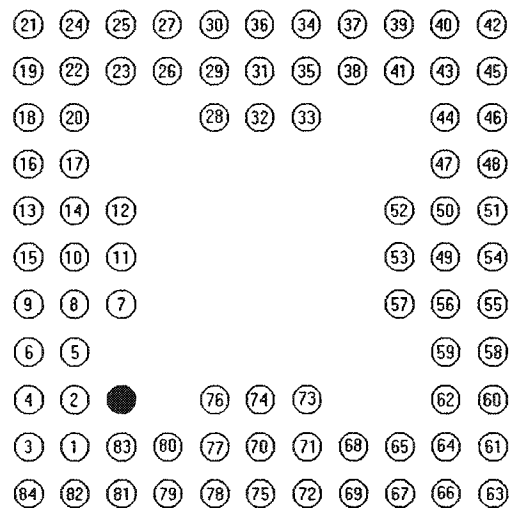
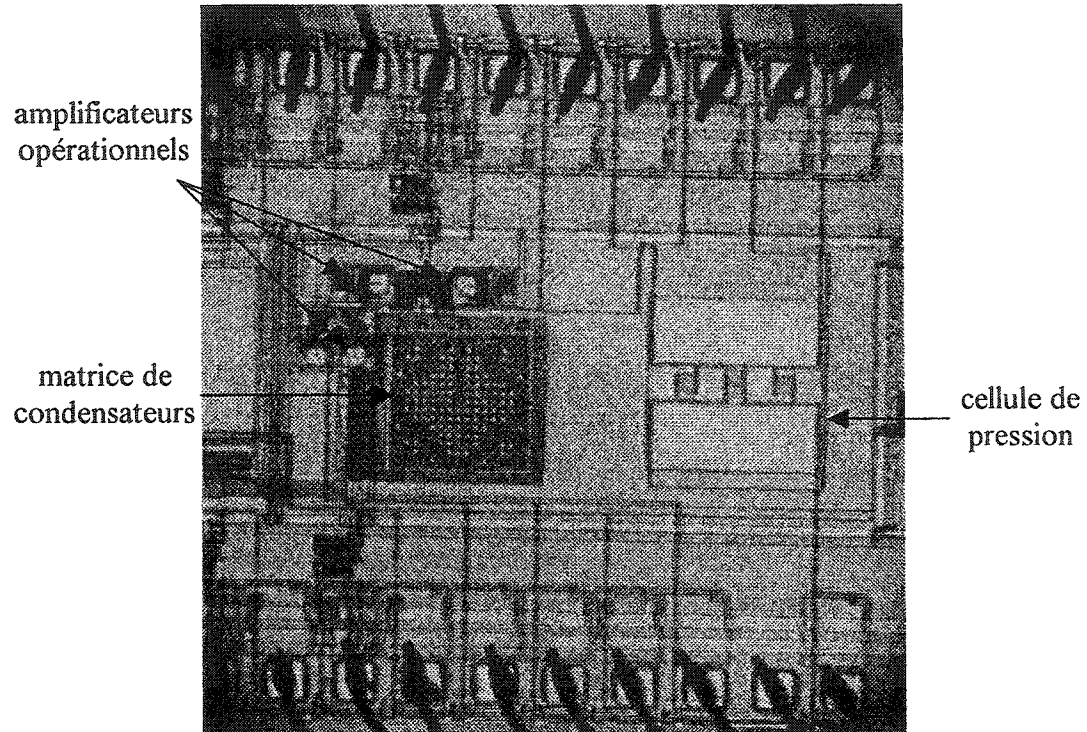


Figure D.11 Connexion des pattes (vue de dessous), patte d'orientation en noir

Tableau D.2 Correspondance entre signaux et numéros de pattes

#	Nom	#	Nom	#	Nom	#	Nom	#	Nom
8	V <sub>dd</sub> (E)	10	horloge (E)	11	elec <sub>2</sub> (G)	12	entrée <sub>G</sub> (E) elec <sub>1</sub> (G)	13	V <sub>ss</sub> (E)
23	E <sub>moins</sub>	24	sortie <sup>(A)</sup> <sub>membr</sub>	25	V <sup>(1)</sup> <sub>membr</sub>	26	sortie <sup>(B)</sup> <sub>membr</sub>	27	V <sup>(2)</sup> <sub>membr</sub>
28	CTL <sub>Vpositif</sub>	29	V <sub>positif</sub>	30	CTL <sub>compteur</sub>	31	CTL <sub>séquenceur</sub>	32	c <sub>0</sub>
33	c <sub>1</sub>	34	c <sub>2</sub>	35	c <sub>3</sub>	36	c <sub>4</sub>	37	c <sub>5</sub>
38	débutconv	39	bit-entête (E) select (G)	40	RAZ <sub>compteur</sub>	41	entête (E) blocage <sup>B</sup> (G)	51	V <sub>ss</sub>
52	sortie	53	dec/chgt <sup>B</sup>	54	blocage <sup>B</sup> (E) horloge (G)	55	sortie <sub>reg</sub> (E)	56	V <sub>dd</sub>
65	b <sub>1</sub>	66	b <sub>2</sub>	67	b <sub>3</sub>	68	b <sub>4</sub>	69	b <sub>5</sub>
70	b <sub>6</sub>	71	b <sub>7</sub>	72	b <sub>8</sub>	73	s <sub>2</sub>	74	s <sub>1</sub>
75	CTL <sub>CAS</sub>	76	horloge#2 (E)	77	CTL <sub>horloge</sub> (E)	78	entrée <sub>CAS</sub>	79	sortie <sub>gain</sub>
80	RAZ	81	V <sub>milieu</sub>	83	E <sub>plus</sub>				

## D.8 PHOTOGRAPHIES



**Figure D.12 Parties analogique et mécanique de la puce**

**ANNEXE E**  
**SCHÉMAS DE CABLAGES UTILISÉS LORS DES TESTS**

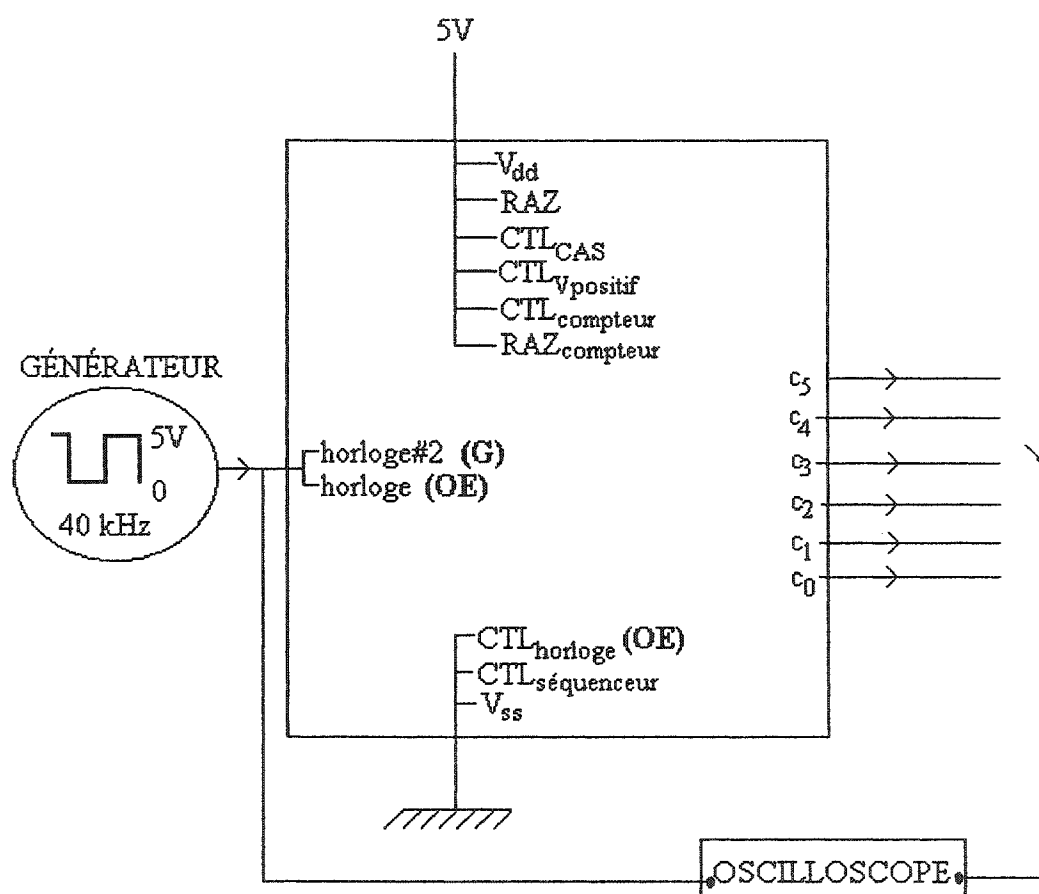


Figure E.1 Test du compteur du séquenceur



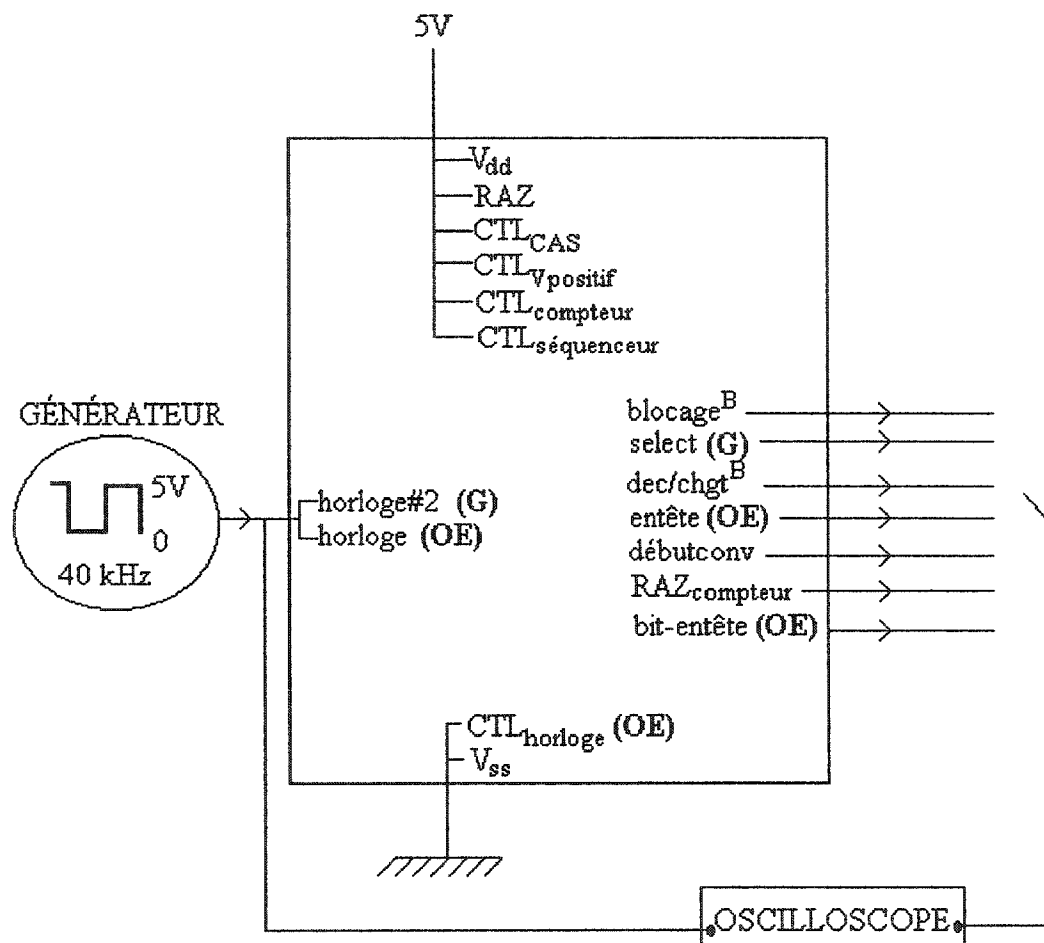


Figure E.2 Test du séquenceur

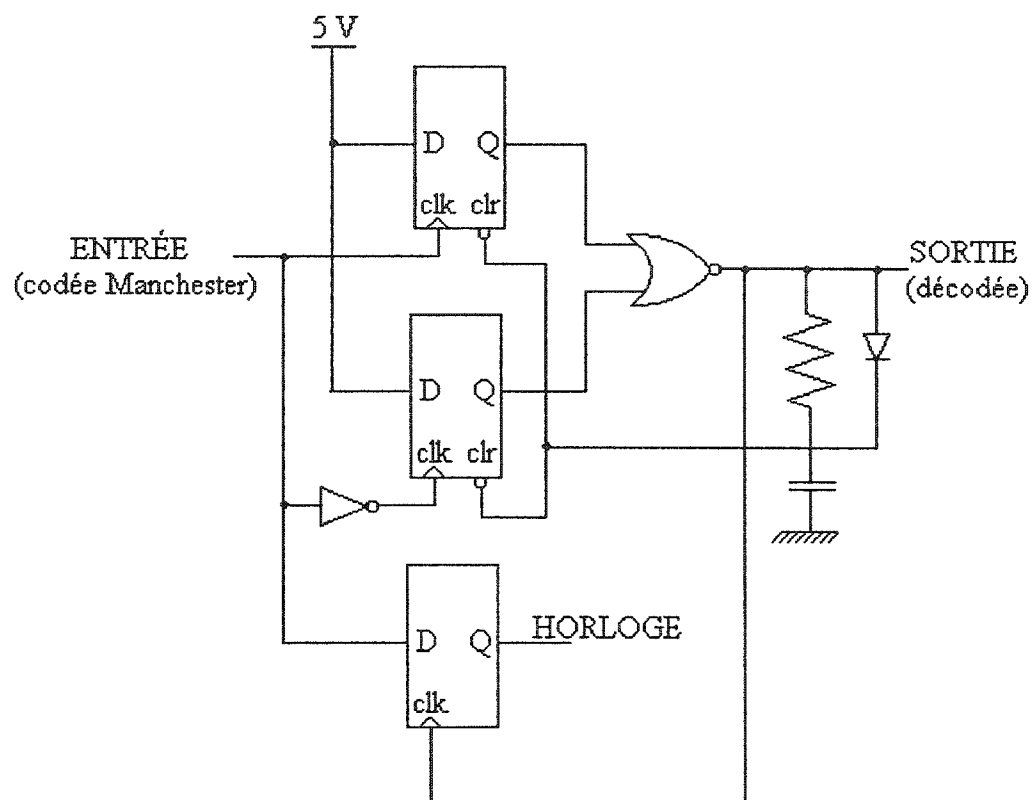


Figure E.3 Décodeur Manchester

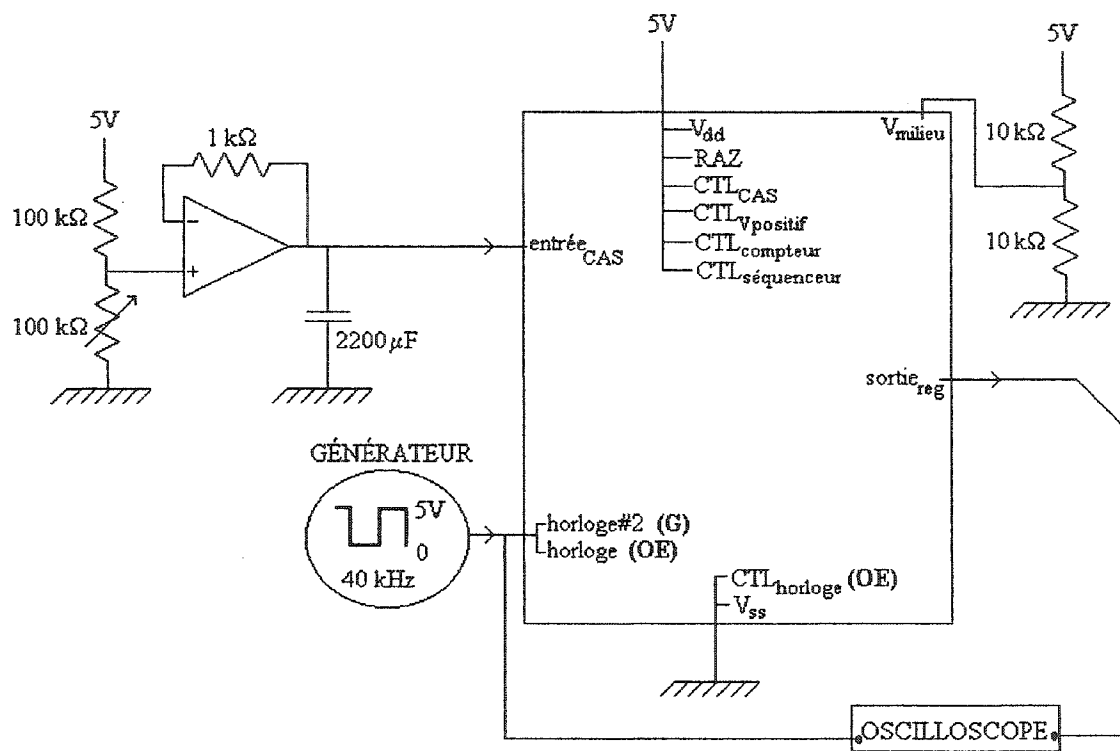


Figure E.4 Test du convertisseur à approximations successives