

TABLE DES MATIERES

	Pages
Avant Propos	
<u>Chapitre 1 : Présentation générale et objectifs de l'étude</u>	
Introduction	3
1.1. Définition d'un capteur de pression	4
1.2. Evolution des principes de détection	5
1.2.1. Le corps d'épreuve	5
1.2.2. Les transducteurs	6
1.3. Les circuits de traitement	8
1.4. Les filières d'assemblage	9
1.5. Perspectives d'évolution générale	10
1.6. Cadre de l'étude.....	11
1.6.1. Contexte historique.....	11
1.6.2. Objectifs de la thèse	14
<u>Chapitre 2 : Etude de la Cellule Sensible Capacitive</u>	
Introduction	19
2.1. Description de la Cellule Sensible	19
2.1.1. Principe de base.....	19
2.1.2. Caractéristiques physiques	20
2.1.3. Modèle électrique	22
2.2. Description du dispositif de mesure et de test	22
2.2.1. Caractéristiques du matériel utilisé et du banc de test	23
2.2.2. Montage des cellules sensibles.....	24
2.3. Caractérisation de la cellule sensible	26
2.3.1. Vérification des hypothèses simplificatrices	26
2.3.2. Conditions optimales de mesure.....	28
2.3.3. Réponse en pression de la cellule sensible.....	32
2.3.4. Modélisation de la réponse.....	32
2.3.5. Gammes de pression et de température	34
2.3.6. Etude des caractéristiques en pression et en température.....	35
2.3.7. Erreurs de mesure	39
2.3.8. Stabilité et dérives temporelles.....	41
Conclusion.....	49

Chapitre 3 : Etude du convertisseur Capacité/Fréquence

Introduction	55
3.1. Description.....	55
3.1.1. Principe de fonctionnement.....	55
3.1.2. Description des principaux éléments du circuit	56
3.1.3. Gamme de tension d'alimentation.....	62
3.2. Modélisation de l'oscillateur.....	62
3.3. Simulation du comportement du convertisseur	64
3.3.1. Simulation à température ambiante	64
3.3.2. Simulation de la sensibilité de l'oscillateur à la température.....	73
3.4. Caractérisation	77
3.4.1. Dispositif expérimental	77
3.4.2. Etude de l'oscillateur.....	84
3.4.3. Etude du convertisseur	90
3.5. Analyse des résultats	93
3.5.1. Valeurs des courants.....	93
3.5.2. Réponse du convertisseur.....	94
3.5.3. Comportement thermique.....	95
Conclusion	100

Chapitre 4 : Etude du capteur de pression élémentaire

Introduction	105
4.1. Modèle de la fonction de transfert du capteur	105
4.2. Résultats expérimentaux	107
4.2.1. Dispositif expérimental	107
4.2.2. Réponse à température ambiante.....	108
4.2.3. Réponse paramétrée en température.....	111
4.2.4. Influence de la tension d'alimentation	115
4.3. Potentialités et limites du capteur élémentaire	116
4.3.1. Validation du modèle sur PSPICE	117
4.3.2. Influence de la dispersion des paramètres du circuit.....	120
4.3.3. Influence des facteurs de non-idealité sur les caractéristiques.....	124
Conclusion.....	131

Chapitre 5 : Etude du capteur de pression ratiométrique

Introduction	135
5.1. Choix de l'architecture	135
5.2. Comportement du capteur ratiométrique « idéal »	136
5.3. Etude expérimentale du capteur ratiométrique	137
5.3.1. Dispositif expérimental	137
5.3.2. Résolution et précision du dispositif de mesure	138
5.3.3. Réponse en pression paramétrée en température	139
5.4. Analyse comportementale par la simulation et la modélisation	144
5.4.1. Influence d'une dispersion des caractéristiques électriques sur la réponse	145
5.4.2. Influence de la valeur R_o sur le comportement du capteur.....	150
5.4.3. Influence des capacités parasites sur le comportement du capteur	153
5.5. Intégration du capteur ratiométrique	158
5.5.1. Conception.....	159
5.5.2. Réalisation	159
5.5.3. Caractérisation du capteur miniature.....	163
Conclusion	171
Conclusion générale.....	177
Annexes	
A1 : Description du matériel utilisé	187
A2 : Etude des capacités parasites liées au montage de la cellule sensible.....	197
A3 : Modélisation des cellules de base du convertisseur Capacité/fréquence sur PSPICE.....	203
Références bibliographiques	215
Liste des notations	223
Liste des illustrations.....	231
Liste des tableaux	241

Chapitre 1

Présentation Générale
et
Objectifs de l'Etude

Introduction

Parmi les capteurs les plus courants (température, pression et accélération), les capteurs de pression connaissent, depuis les années 80 un essor de plus en plus important. Ils représentaient déjà, en 1989 un chiffre d'affaires de 750 millions de dollars avec une progression de 20 % par an. Ce chiffre devrait atteindre les 15 milliards de dollars vers l'an 2000 [1-1]. Cet essor s'est surtout ressenti depuis le développement des capteurs miniatures sur silicium, c'est-à-dire depuis l'utilisation des techniques issues de la micro-électronique. Cette nouvelle filière a inévitablement favorisé un élargissement considérable de leurs domaines d'applications et par suite, a introduit de nouvelles motivations au niveau de leurs cahiers des charges aussi bien économiques que techniques.

La pression est un paramètre important dans de nombreuses disciplines comme la thermodynamique, l'aérodynamique, l'acoustique, la mécanique des fluides, la biophysique, etc.. Aussi, les capteurs de pression se retrouvent dans de nombreux domaines comme étant le premier maillon d'un système de perception, de contrôle ou de mesure.

Jusque dans les années 70-80, les principales applications industrielles étaient le contrôle de la pression dans les systèmes d'alarme, c'est-à-dire la surveillance permanente de pressions à ne pas dépasser dans les systèmes de production, ou encore dans les canalisations à risque des réseaux de distribution et/ou d'exploitation des gaz et des fluides. Par ailleurs, le domaine d'application des capteurs de grande précision a toujours été l'aéronautique pour les mesures d'altitude et pour le contrôle de commande des systèmes hydrauliques ainsi que l'instrumentation avec de nombreuses applications particulières comme la prospection pétrolière par exemple.

Depuis le début des années 80, une demande de plus en plus forte s'est fait ressentir dans des domaines bien plus variés comme la robotique, le génie biologique et médical, l'environnement (notamment dans la métrologie et météorologie), la domotique et surtout l'automobile qui représente le secteur qui tire le marché des capteurs grâce à son grand volume de production [1-2]. Par contre, contrairement à leurs prédecesseurs, ces nouveaux capteurs ne sont plus utilisés pour un simple contrôle de la pression mais pour en faire une mesure relativement précise et qui plus est, dans des milieux difficilement accessibles comme l'intérieur du corps humain. De plus, nous pouvons ajouter que la diversité des capteurs est d'autant plus grande que la gamme de pression mesurable est étendue (de l'ultravide aux très hautes pressions).

Pour répondre à cette forte demande qui est générale, un gros effort de recherche a été effectué pour développer des capteurs miniatures, précis, fiables et peu onéreux en utilisant différentes technologies spécifiques aux divers champs d'application.

C'est dans cette dynamique que le programme de recherche européen EUREKA/Prometheus a été lancé il y a une dizaine d'années dans le secteur de l'automobile. Parmi les différentes études qui ont été menées au sein de ce programme, l'une d'entre elles visait à montrer la faisabilité d'un capteur de pression miniature.

1.1. Définition d'un capteur de pression

La pression, comme chacun sait, constitue une variable essentielle pour l'étude métrologique d'un milieu environnant qui peut-être soit un gaz soit un fluide.

La mesure de cette variable est réalisée à l'aide d'un capteur de pression, dispositif capable d'associer à la grandeur mesurée, un signal électrique reconnaissable appelé « réponse ».

Nous définirons tout le long de ce mémoire, le capteur de pression comme étant un système constitué de deux parties : une partie détection que nous appellerons « Cellule sensible » et une partie traitement de l'information par l'intermédiaire d'un circuit électronique que l'on peut appeler « Circuit électronique de traitement » ou encore « Circuit convertisseur ». La partie détection est quant à elle constituée d'un « corps d'épreuve » et d'un « transducteur » qui transforme la déformation de ce corps d'épreuve en une grandeur physique, la plupart du temps électrique. Un capteur de pression peut donc être représenté par le schéma de la Fig. 1. 1 .

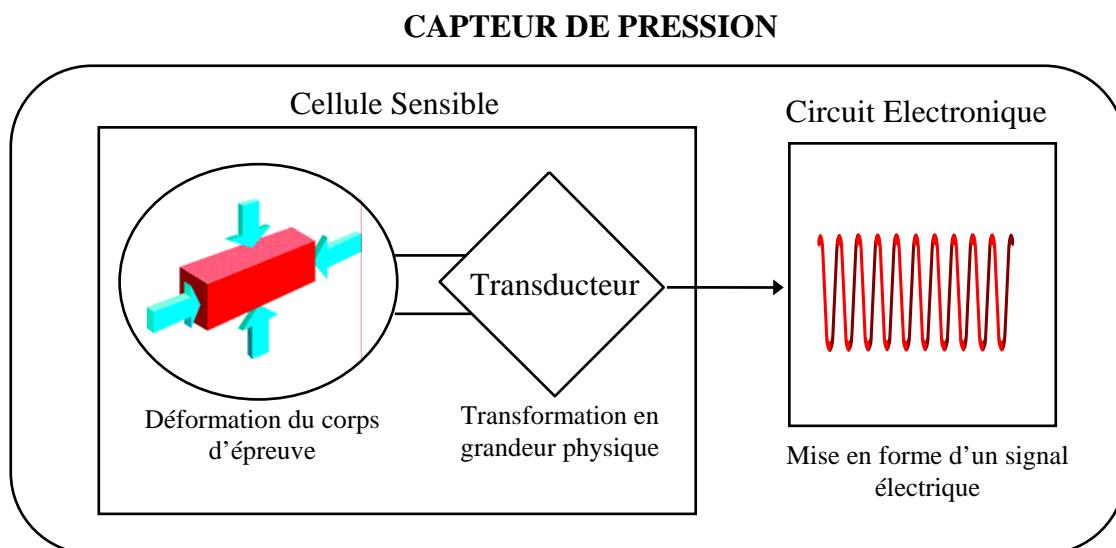


Figure 1. 1 : Synoptique d'un capteur de pression.

1.2. Evolution des principes de détection

La conception d'un capteur de pression passe par des choix techniques et technologiques lesquels sont généralement guidés par l'application même du capteur. Aussi, la diversification des applications a conduit à une évolution des techniques utilisées.

1.2.1. Les corps d'épreuve

A) Avant les années 70

Pour la plupart des capteurs existants sur le marché dans cette période, la partie détection faisait appel à l'électromécanique et utilisait des techniques dont les performances étaient relativement modestes mais acceptables par rapport à l'application qui leur était destinée. Parmi ces techniques on peut citer :

- le tube de Bourdon,
- le tube vrillé,
- le tube borgne,
- la capsule manométrique,
- les pistons,
- les membranes encastrées et les membranes ondulées,
- ou encore différents soufflets [1-3].

Il faut noter que ces techniques sont encore utilisées de nos jours, malgré leur grande taille et leur coût unitaire élevé.

B) A partir des années 70

Suivant les domaines d'applications, des impératifs de taille et de production de masse à faible coût ont induit une évolution de l'électromécanique vers la micro-électronique. Cette filière a apporté des avantages autant techniques qu'économiques en permettant la fabrication collective de dispositifs de détection de petite taille, de bonne stabilité, et ayant la possibilité d'avoir le traitement de signal associé [1-1].

Les « nouveaux » capteurs sont donc principalement basés soit sur la déformation d'un substrat (capteurs GaAlAs [1-4]), soit sur celle d'une membrane de silicium qui, de nos jours, est le corps d'épreuve le plus répandu.

1.2.2. Les transducteurs

Pour effectuer la mesure de la pression, on a vu qu'il fallait convertir la déformation du corps d'épreuve en une grandeur physique. La plupart des méthodes de conversion de la pression sont synthétisées par la Fig. 1.2.

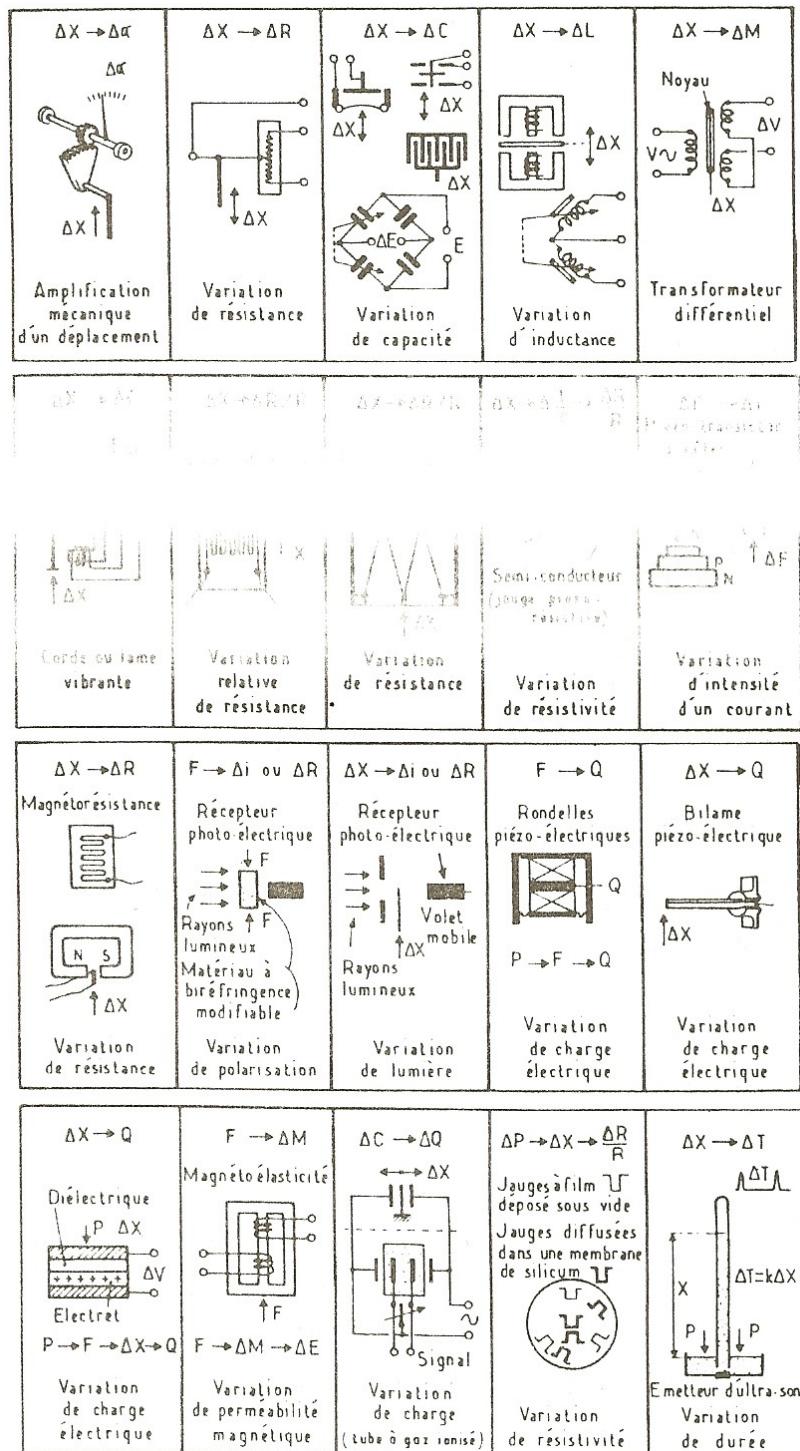


Figure 1.2 : Transformation du signal issu du corps d'épreuve en signal mesurable : méthodes de traduction. (Source : [1-3] page 589)

Ce tableau montre qu'il existe plusieurs techniques pour mesurer un déplacement, une déformation ou une force. La plupart des grandeurs de sortie sont d'ailleurs de type électrique.

De nos jours, la majeure partie des nouvelles cellules sensibles disponibles sur le marché, est basée sur le principe de détection de type *piézorésistif*. Cela signifie que la détection de la pression se fait par la mesure d'une variation de résistance [1-5] à [1-7]. L'évolution des jauge métalliques déposées vers celles en polysilicium ou encore en silicium dopé, directement implantées dans le corps d'épreuve, a permis à ces composants d'atteindre de très bonnes performances et donc de monopoliser le marché [1-8].

En dépit de leurs avantages (bonne précision, faible nonlinéarité, électronique associée simple et pas nécessairement à proximité), ces composants sont extrêmement sensibles à la température et nécessitent un circuit de compensation spécifique, ce qui élève considérablement leur prix de revient unitaire. C'est pourquoi, des efforts de recherche ont été effectués sur des *structures capacitives* dont les avantages potentiels sont une grande sensibilité à la pression et une faible sensibilité à la température [1-9] [1-10].

Le principe de détection de ces structures capacitatives est basé sur la variation d'une capacité qui peut être aussi bien liée à celle de la surface des électrodes en regard [1-11] qu'à celle de la distance entre les électrodes (le plus courant) [1-12], ou encore celle de la permittivité du diélectrique [1-13].

De manière générale, les nouvelles cellules sensibles capacitatives sont réalisées selon deux technologies différentes. La première consiste à réaliser le corps d'épreuve à partir d'un substrat multicouches de silicium et d'oxyde, en effectuant un micro-usinage de surface [1-14]. L'avantage de cette technique est qu'elle permet de réaliser des cellules de très petites taille (diamètre inférieur à 500 µm). La deuxième technique consiste à réaliser un assemblage hétérogène d'un corps d'épreuve en silicium usiné en volume et de la partie support de la contre-électrode. Cette partie support peut être soit en silicium [1-15] soit en verre [1-16]. L'avantage d'un support en verre est qu'il minimise les capacités parasites à travers le substrat.

1.3. Les circuits de traitement

Comme nous l'avons vu dans la définition d'un capteur, le circuit de traitement sert à mettre en forme un signal électrique transportant l'information donnée par le transducteur. Autrement dit, ce signal doit être l'image de la déformation du corps d'épreuve et par suite, de la pression.

En ce qui concerne les filières technologiques de circuits utilisées, elles sont au nombre de quatre :

- Bipolaire,
- MOS,
- CMOS
- et BiCMOS.

Le principe de mise en forme ainsi que la technologie utilisée est en grande partie déterminée par la nature du transducteur d'une part et celle du signal désiré en sortie d'autre part.

Si l'on ne considère que les deux principaux types de cellule (piézorésistive et capacitives) et qu'il ne peut y avoir que deux types de signaux de sortie (analogique ou numérique), alors il existe différents cas de figures d'association entre circuits et cellules comme le montre le tableau 1- 1 .

Tableau 1- 1 : Différentes technologies de circuits possibles suivant le type de cellule sensible et suivant le signal de sortie désiré.

Circuit				
Type de Cellule	Signal de base	Technologie du circuit	Signal de sortie	Nécessité d'un Convertisseur A/N ^(*)
Piézorésistive	Analogique	Bipolaire	Analogique Numérique	Non Oui
Capacitive	Analogique	Bipolaire, BiCMOS	Analogique Numérique	Non Non
	Numérique	MOS, CMOS	Numérique	Non

^(*) Convertisseur analogique/numérique

Ce tableau nous montre que la cellule capacitive autorise un large éventail de possibilités sur le choix du principe de mesure puisqu'on peut lui associer n'importe quel type

de circuit. De plus, si l'on veut une sortie digitale, il n'est pas nécessaire d'ajouter un circuit convertisseur analogique-numérique comme pour la cellule piézorésistive.

En ce qui concerne les principes de circuits les plus utilisés, dans le cas d'un capteur piézorésistif, on mesure généralement une différence de potentiel au niveau des jauge de contraintes montées en pont de Wheatstone [1-17]. Autrement dit, le circuit de traitement est relativement simple à mettre en oeuvre.

Pour le capteur capacitif, les deux méthodes les plus courantes sont les principes de transfert de charges et la mesure d'une variation de tension due à une variation de charges. Pour réaliser ces circuits, conformément au tableau 1- 1, toutes les filières technologiques sont utilisées. Il existe d'ailleurs des brevets industriels qui les utilisent [1-18] [1-19] et [1-20].

1.4. Les filières d'assemblage

Dans certains domaines, la miniaturisation peut devenir le critère essentiel comme dans le biomédical où le volume du capteur doit être inférieur au cm³ [1-21] [1-22]. C'est dans ce but qu'un nouvel axe de recherche s'est développé sur les capteurs dits « monolithiques » c'est-à-dire sur la fabrication collective et simultanée de la cellule sensible et du circuit électronique de traitement sur un même substrat [1-23]. Cela suppose une étude préalable particulière sur la compatibilité technologique des deux éléments [1-24]. Cela dit, ce type de capteur peut faciliter la diminution du prix de revient dans la mesure où il est produit en très grande quantité.

Le deuxième axe de recherche consiste à fabriquer séparément chaque partie. C'est ce que l'on appelle l'approche modulaire ou hybride. Il est bien évident que dans ce cas, la miniaturisation est moins importante. Par contre, chacune des deux puces peut être davantage optimisée.

En réalité, le choix d'une approche est effectué en fonction du domaine d'application et de la taille du marché. Actuellement, l'approche monolithique n'est utilisée que pour des domaines bien particuliers comme le biomédical où le faible encombrement est considéré comme un critère essentiel [1-25].

En ce qui concerne les montages hybrides, toutes les techniques conventionnelles de report de puces sur plates-formes céramiques peuvent être utilisées, comme par exemple le « Flip-Chip », pour réaliser ce que l'on appelle un montage en surface (CMS) ou encore un « Multi Chip Module » (MCM). Des études récentes ont également été effectuées sur le montage de plusieurs puces superposées (MCM-V) [1-26].

Il faut ajouter que l'approche hybride autorise l'utilisation d'une cellule avec son circuit relié à distance, par couplage électromagnétique ou par fibre optique ce qui est parfois indispensable lorsque la mesure de pression doit être réalisée dans des milieux hostiles (haute température par exemple).

1.5. Perspectives d'évolution générale

Quel que soit le domaine d'application, on se rend compte à travers la littérature que les objectifs à atteindre sont à peu près semblables avec, bien entendu, des degrés d'importance différents suivant la spécificité du capteur.

Les industriels sont aujourd'hui principalement en attente de dispositifs précis, fiables, à faible encombrement et à faible coût.

Outre la miniaturisation, la tendance actuelle et à venir, notamment dans le secteur de l'automobile, est au développement de réseaux multicapteurs reliés à un (ou plusieurs) microprocesseurs par l'intermédiaire d'un bus de communication [1-27].

Dans cette optique, tous les capteurs doivent avoir une sortie compatible avec le réseau de communication qui centralise l'ensemble des données. Autrement dit, ils doivent nécessairement être dotés d'une sortie de type numérique.

Ceci a pour conséquence de rendre le capteur capacitif plus intéressant que le piézorésistif (cf. Tableau 1-1), ce qui signifie en d'autres termes que le capteur capacitif paraît être une technologie d'avenir [1-28].

1.6. Cadre de l'étude

1.6.1. Contexte historique

Il y a une dizaine d'années, dans le cadre de EUREKA, un programme de recherche Européen appelé PROMETHEUS a été lancé sur l'initiative des constructeurs automobiles de quatre pays : l'Allemagne, la France, l'Italie et la Suède. En ce qui concerne la France, ce sont les groupes PSA et RENAULT qui ont initié, piloté et soutenu le projet. Le principal objectif de ce programme était d'améliorer l'efficacité et la sécurité du transport en automobile compte tenu de la croissance régulière du flot de circulation.

En ce sens, trois axes de recherche ont été développés : un pour la surveillance du véhicule (Pro-Car), un pour la communication inter et intra véhicules (Pro-Net) et enfin un axe concernant la communication entre les véhicules et l'infrastructure du réseau routier (Pro-Road).

Dans chacun de ces axes de recherche, ont été définis des sous-programmes à caractères plus fondamentaux comme l'intelligence artificielle (Pro-Art), l'électronique embarquée (Pro-Chip), les techniques de transmission (Pro-Com) ou encore l'ingénierie du trafic (Pro-Gen). Proposé par les français et retenu par l'ensemble des constructeurs européens, le sous-programme Pro-Chip avait pour objectifs « l'identification et le développement des technologies électroniques susceptibles de trouver des applications dans l'automobile du XXI^e siècle » [1-29]. Une partie de cette étude portait sur la conception et la réalisation d'un nouveau système de mesure de pression à fort niveau d'intégration. Les applications potentielles de ce type de dispositif sont regroupées dans le tableau 1- 2 :

Tableau 1- 2 : Fonctions et finalités des capteurs de pression dans l'automobile.

Localisation	Fonctions	Finalités
Moteur	Allumage	Consommation
	Injection	Pollution
	Circuit de freinage	Sécurité et stabilité
	Lubrification	Fiabilité du moteur
	Circuit de refroidissement	Fiabilité du moteur
Pneumatiques	Gonflage Test de crevaison	Sécurité et Stabilité

A) Cahier des charges du démonstrateur à réaliser

L'ensemble de ces spécifications encore appelées « Cahier des charges préliminaire », défini par les industriels, précisait les conditions d'utilisation et les caractéristiques attendues du démonstrateur. Entre autres choses, celui-ci doit avoir une sortie digitale dans une optique d'intégration à un réseau multicapteurs. De plus, les technologies utilisées devaient permettre une fabrication en grande série pour réduire le plus possible les coûts unitaires.

En ce qui concerne les performances attendues, celles-ci sont regroupées dans le tableau 1- 3 :

Tableau 1- 3 : Cahier des charges du démonstrateur de capteur de pression pour applications automobiles.

Caractéristiques	Valeurs maximales ou domaine	Unités
Gamme de pression utile (E.M) ^(*)	< 7	bars
Sensibilité à la pression	$\geq 1,5^{(**)}$	% / bar
Précision globale	< 3	% E.M ^(*)
Tension d'alimentation (unipolaire)	≤ 10	Volts
Domaine de température	[-25 ; 85]	°C
Domaine de pression admissible (sans dégradation)	2 E.M. ^(*)	bars
Stabilité en température	$< 0,1^{(**)}$	% / °C
Stabilité en tension	$< 0,1^{(**)}$	% / V

^(*) E.M : Etendue de la mesure.

^(**) pourcentage de la valeur nominale de la réponse.

B) Réalisations

Dans le cadre de ce programme européen, le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) de Toulouse et le Laboratoire de Micro-électronique de Bordeaux (IXL) se sont associés pour proposer et étudier une nouvelle structure modulaire comportant une cellule sensible et un circuit de traitement. Pour ce qui a trait à la répartition

des tâches, la conception et la réalisation de cellules sensibles étaient à la charge de l'équipe de recherche du LAAS dirigée par M. G. Blasquez, tandis que les travaux sur le circuit revenaient à l'IXL et plus particulièrement à M. Ph. Dondon et à ses collaborateurs.

Choix technologiques

Conformément au cahier des charges précédemment fixé, certains choix technologiques ont été réalisés en accord avec les industriels aussi bien sur la cellule sensible que sur le circuit électronique de traitement. Ces choix sont synthétisés par le tableau 1- 4.

Tableau 1- 4 : Choix technologiques pour la réalisation du démonstrateur.

	Technologie / Filière	Intérêts
Matériau de base	Silicium	Bon comportement mécanique Usinage de précision Fabrication collective [1-30]
Cellule sensible	Capacitive / Silicium-Pyrex	Compatibilité avec la technologie MOS
Circuit	BiCMOS	Réalisation conjointe de blocs analogiques et numériques
Montage	Hybride	Faisabilité technologique et optimisation de chaque puce

Résultats obtenus

Une partie des résultats obtenus a été exposée dans la thèse de M. Ph. Dondon [1-31] et dans un rapport faisant le bilan des activités Prometheus/Pro-Chip [1-29].

Un gros effort de recherche a été fait sur l'étude de la partie numérique du circuit pour le rendre compatible avec les protocoles de communication spécifiques au bus de transmission intra-véhicule (RENAULT).

1.6.2. Objectifs de la thèse

Suite à ces réalisations, nous effectuons dans ce mémoire, une étude détaillée du comportement de ce nouveau type de capteur.

Pour cela, il était nécessaire d'élaborer un modèle du capteur pour évaluer par la simulation d'une part, les principales caractéristiques, et d'autre part son comportement vis-à-vis de paramètres non accessibles par voies expérimentales.

La connaissance des limites et des potentialités du démonstrateur devait permettre de suggérer des améliorations pour optimiser les performances et pour éventuellement élargir le champ des applications. Les travaux rapportés dans ce mémoire s'inscrivent dans cette perspective. Celui-ci est divisé en cinq parties.

La première a rappelé le cadre de l'étude et indiqué les choix fondamentaux. Le deuxième chapitre est consacré à l'étude expérimentale de la cellule sensible capacitive réalisée en technologie Silicium/Pyrex. Un schéma électrique équivalent de cette cellule avec son montage ainsi qu'un modèle d'exploitation y sont décrits. Ce modèle permet de définir et d'analyser les principales caractéristiques de la cellule aussi bien en pression qu'en température. Des études de stabilité et de reproductibilité sont également présentées dans cette partie.

Le troisième chapitre est consacré à l'étude du circuit électronique de traitement réalisé en technologie BiCMOS 2 μm . Ce convertisseur capacité-fréquence est basé sur le principe de la charge et de la décharge à courant constant de la cellule capacitive. Parallèlement à l'étude expérimentale, des simulations électriques avec le logiciel PSPICE ont permis d'évaluer son comportement vis-à-vis des paramètres électriques du circuit. A partir de ces résultats, les principales caractéristiques de ce convertisseur ont pu être déterminées de même que son comportement en température. De plus, une approche plus systémique a permis d'établir une fonction de transfert de ce circuit.

La quatrième partie a trait à l'étude des principales caractéristiques d'un démonstrateur de capteur de pression modulaire élémentaire associant une cellule sensible capacitive et un circuit convertisseur. De par leurs principes respectifs, ce démonstrateur présente un certain nombre d'avantages comme une faible consommation, une sortie fréquentielle autorisant un interfaçage numérique et une linéarisation partielle de la réponse. La caractérisation en pression et en température ainsi que la simulation électrique et comportementale sont détaillées dans cette partie. Les résultats permettent de faire ressortir

ses avantages mais aussi quelques inconvénients comme une forte sensibilité aux facteurs d'influence et en particulier la température.

Enfin, une dernière partie présente les potentialités d'un capteur plus sophistiqué fondé sur une architecture ratiométrique. Les résultats simulés et expérimentaux permettent de conclure sur la faisabilité d'un capteur qui présenterait des potentialités d'autocompensation de la nonlinéarité, des dérives thermiques ainsi que des dispersions de fabrication.

Par ailleurs, sont également discutés dans ce chapitre, les problèmes potentiels liés à l'intégration totale d'un tel capteur. Enfin, quelques solutions sont proposées pour atteindre les performances optimales et envisager un développement industriel.

Chapitre 2

Etude de la Cellule
Sensible Capacitive

Introduction

Après avoir défini le cahier des charges du capteur de pression, nous avons vu qu'il comportait essentiellement deux parties : une cellule sensible et un circuit électronique de traitement. L'objectif de ce chapitre est d'étudier de manière expérimentale le comportement de la cellule sensible utilisée, en vue d'en évaluer les principales caractéristiques et d'en établir le schéma équivalent.

Dans une première partie, nous en ferons une description physique et électrique. Ensuite, nous détaillerons le dispositif expérimental qui a été mis au point pour caractériser ce type de cellule. Grâce à ce dispositif, après avoir défini une méthode de modélisation, nous évaluerons les caractéristiques de la cellule, aussi bien en pression qu'en température.

Enfin, nous examinerons la stabilité c'est-à-dire la reproductibilité de la réponse lorsque la cellule est soumise à des cycles de pression et de température.

2.1. Description de la Cellule Sensible

2.1.1. Principe de base

Les structures utilisées ont été conçues et réalisées au LAAS par messieurs Gabriel BLASQUEZ, Patrick PONS et leurs collaborateurs. Elles sont basées sur le principe d'un condensateur variable.

Une cellule de base est constituée d'une armature fixe métallique déposée au fond d'une cavité de Pyrex et d'une armature déformable en silicium, appelée « membrane » (voir Fig. 2.1).

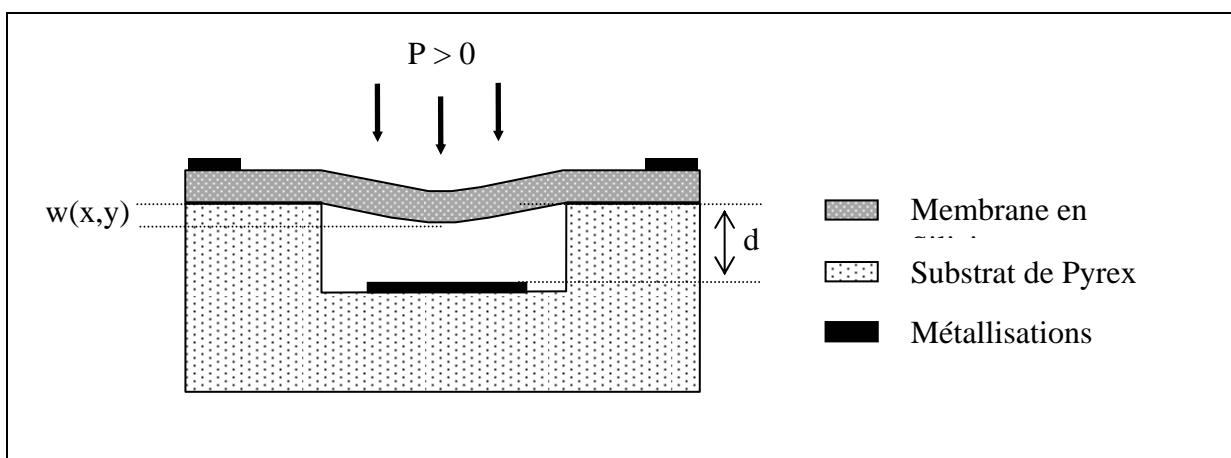


Figure 2. 1 : Structure de la cellule sensible capacitive.

En l'absence de pression appliquée, la capacité intrinsèque de la cellule est celle d'un condensateur plan. Elle est donc définie par :

$$C_i(0) = \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d} \quad (\text{II. 1})$$

où : ϵ_0 représente la permittivité électrique du vide, A l'aire de la surface des électrodes en regard c'est-à-dire l'aire de l'armature fixe, et d la distance entre les armatures.

Pour simplifier l'écriture, la capacité définie à pression nulle $C_i(0)$ sera notée C_{io} dans ce qui suit.

Lorsqu'on applique une pression P, la membrane fléchit (voir Fig. 2. 1). Comme la distance entre les armatures est différente en tout point de la membrane, la valeur de la capacité $C_i(P)$ peut être calculée à partir de la relation suivante [2- 1]:

$$C_i(P) = \epsilon \iint_A \frac{dA}{d - w(x,y,P)} \quad (\text{II. 2})$$

où dA est un élément de surface de l'armature fixe et $w(x,y,P)$ représente la déflexion de la membrane en fonction de la pression au point de coordonnées (x,y) ; l'origine du repère étant définie au centre géométrique de la face inférieure de la membrane à $P = 0$.

Autrement dit, lorsque la pression extérieure augmente, la distance inter-armatures diminue, et par suite, la capacité augmente.

2.1.2. Caractéristiques physiques

Comme le montre la Fig. 2.1, le matériau utilisé pour l'armature déformable est le silicium compte tenu de son excellent comportement mécanique et de son micro-usinage précis [1-30]. Les cellules sont donc réalisées à partir d'une plaque de Silicium de 300 µm d'épaisseur environ, suffisamment dopée pour que la résistivité de cette électrode soit faible ($\approx 0,008 \Omega \cdot \text{cm}$).

Le support rigide de ces dispositifs est un Pyrex de type borosilicate (CORNING 7740) qui d'une part est très résistant aux agents corrosifs et d'autre part possède un coefficient de dilatation voisin de celui de la membrane en silicium [2- 2] à [2- 4]. Après avoir réalisé le dépôt métallique de l'armature fixe, la membrane est rendue solidaire du substrat par soudure thermoélectrique [2- 5] à [2- 7].

Une fois scellées, les cellules sont montées sur des embases de type TO3 comme le montre la photographie de la Fig. 2. 2.

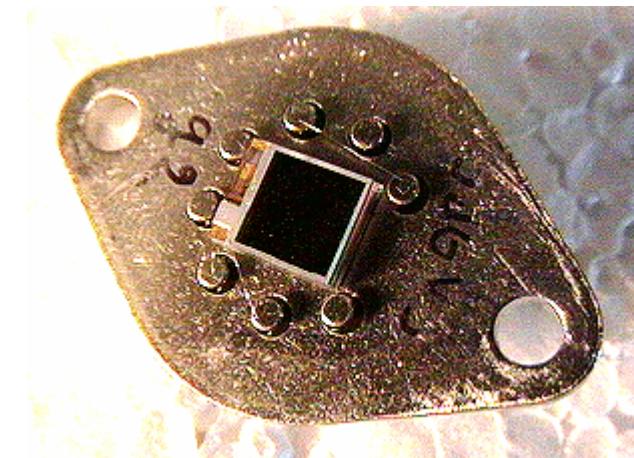


Figure 2. 2 : Photographie de la cellule sensible réalisée au LAAS montée sur une embase de type TO3.

Par ailleurs, la cellule comporte une résistance thermométrique réalisée en même temps que l'armature fixe. Cette sonde permet, après étalonnage, de connaître la valeur de la température de la cellule et surtout de vérifier sa stabilité au cours de la caractérisation. Pour une valeur nominale d'environ $500\ \Omega$, la variation en température de ce type de résistance est quasi-linéaire et sensiblement égale à $1\ \Omega/\text{°C}$ (cf. annexe A1).

La cellule sensible ainsi réalisée est une « puce » de 7 millimètres de côté. Connaissant les caractéristiques géométriques essentielles, c'est-à-dire l'aire de la surface A de l'armature fixe et la distance inter-électrode d, nous pouvons calculer une valeur « théorique » de la capacité au repos. Sachant que $\epsilon_0 = 8,86 \cdot 10^{-12}\ \text{F/m}$, dans le cas où $A = 6,2\ \text{mm}^2$ et $d = 1,6\ \mu\text{m}$, nous obtenons, à partir de la relation (II. 1) : $C_{\text{io}} = 34,333\ \text{pF}$.

2.1.3. Modèle électrique

D'un point de vue électrique, la cellule sensible peut être considérée comme un dipôle. Comme nous l'avons vu, ce dipôle est un condensateur variable. Par conséquent, il peut être modélisé par une capacité en parallèle avec une conductance de fuite. En tenant compte des résistances d'accès, la cellule sensible se modélise par le schéma de la Fig. 2. 3 . La caractérisation permettra d'évaluer les différents paramètres de ce modèle.

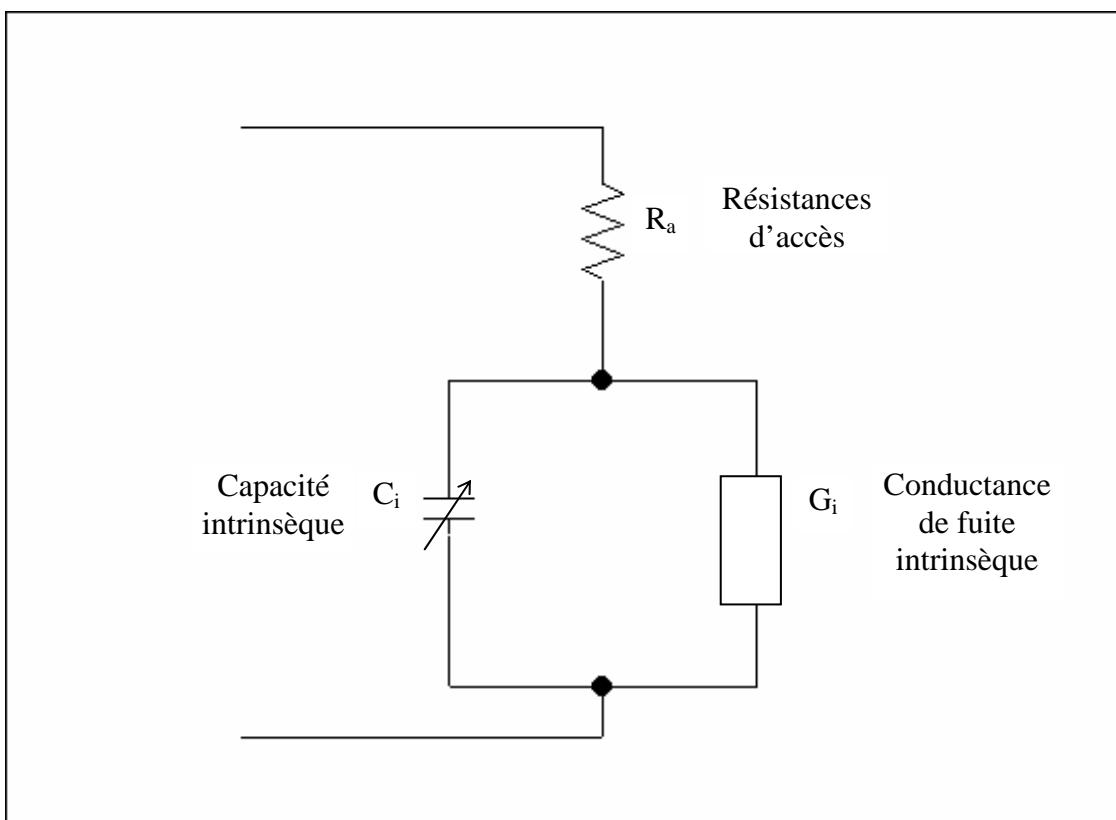


Figure 2. 3 : Modèle électrique de la cellule sensible.

2.2. Description du dispositif de mesure et de test

Le dispositif de test qui a été mis au point pour la caractérisation en pression et en température des cellules sensibles comprend trois parties principales :

- un dispositif de génération et de mesure de pression,
- un dispositif de régulation et de mesure de température,
- un dispositif de mesure d'impédance.

L'ensemble peut être schématisé de la façon suivante :

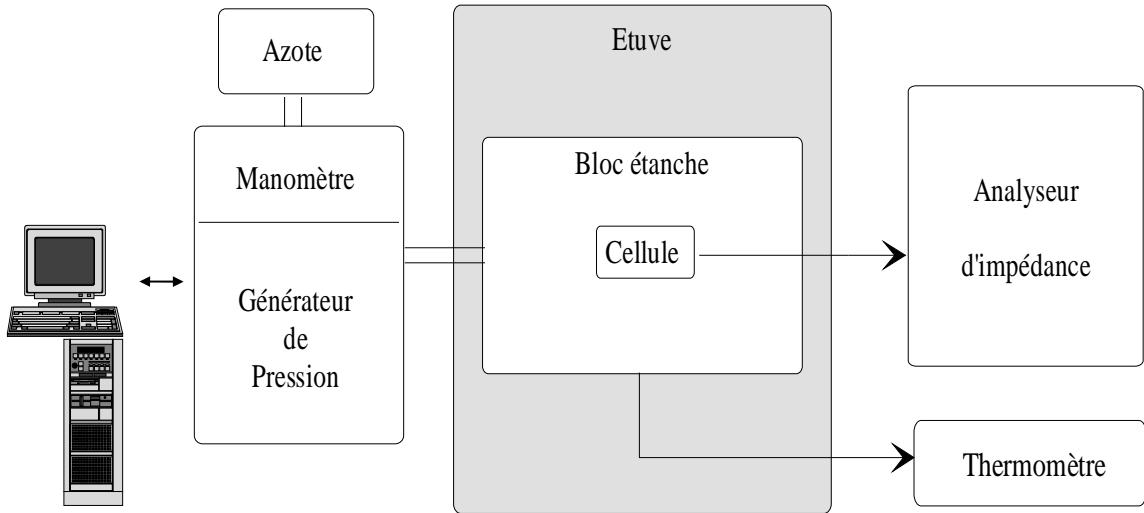


Figure 2. 4 : Schéma du dispositif expérimental de caractérisation de la cellule sensible.

2.2.1. Caractéristiques du matériel utilisé et du banc de test

Nous avons regroupé dans le tableau 2- 1 les principales caractéristiques de chaque appareil de mesure utilisé pour étudier la cellule sensible. L'ensemble des caractéristiques de chaque appareil est donné dans l'annexe A1.

Tableau 2- 1 : Principales caractéristiques du matériel utilisé.

MESURANDE	APPAREIL DE MESURE		
	Type	Précision	Résolution
Capacité	Analyseur d'impédance (10 Hz / 2 MHz)	0,05 % L ^(*)	± 0,1 fF
Conductance		0,05 % L ^(*)	± 0,5 nS
Température	Thermocouple type K	0,1%L + 0,7°C	± 0,1 °C
Pression	Générateur 1 bar / 18 bars	± 0,2 % P _M ^(***)	± 0,27 mbar ^(**)

^(*) En pourcentage de la lecture L dans les conditions optimales de mesure (en tension, en fréquence et en bruit)

^(**) Dans les conditions expérimentales de mesure (dépend du temps d'intégration)

(***) P_M représente la pression maximale (18 bars).

2.2.2. Montage des cellules sensibles

A) Dispositif

La Fig. 2. 5 représente une vue en coupe du dispositif permettant l'étude en pression de la cellule sensible.

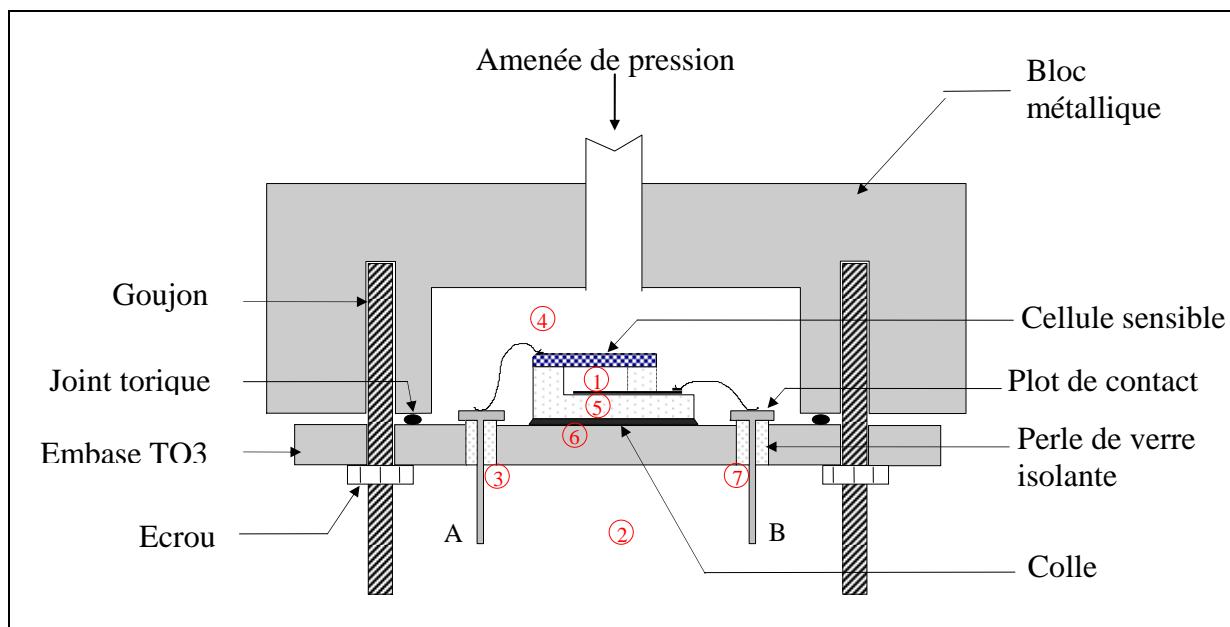


Figure 2. 5 : Vue en coupe schématique du montage des cellules et localisation des capacités parasites.

L'ensemble du dispositif introduit des capacités parasites qui peuvent être non négligeables et donc perturber la mesure. L'une des difficultés de cette étude a été de les localiser puis de les évaluer. Nous avons reporté sur cette même figure des pastilles numérotées de 1 à 7. Celles-ci permettent de localiser les principales capacités existantes entre les points A et B qui représentent les points de la mesure. Elles peuvent être définies de la façon suivante :

- ① $\Rightarrow C_i$: Capacité intrinsèque de la cellule que l'on veut caractériser.
- ② $\Rightarrow C_2$: Capacité de couplage entre les fils de mesure par l'intermédiaire de l'air.
- ③, ⑦ $\Rightarrow C_3, C_7$: Capacités dues aux perles de verre qui isolent les plots de contact par rapport à l'embase.
- ④ $\Rightarrow C_4$: Capacité de l'air entre la membrane de Si et le boîtier métallique (électriquement relié à la masse).
- ⑤ $\Rightarrow C_5$: Capacité due au substrat de Pyrex.
- ⑥ $\Rightarrow C_6$: Capacité due à la colle entre le Pyrex et l'embase.

B) Schéma électrique équivalent

A partir de la Fig. 2. 5 et du schéma équivalent de la cellule sensible (cf. Fig. 2. 3), nous pouvons déduire un schéma électrique équivalent de l'impédance vue entre A et B (cf. Fig. 2.6a) :

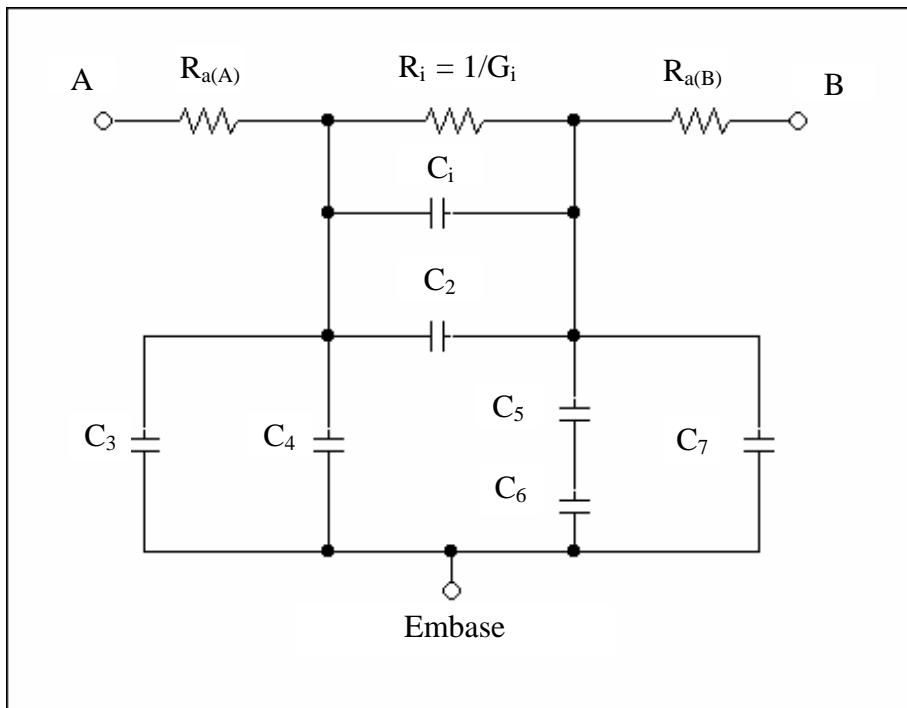


Figure 2. 6a : Schéma électrique équivalent de l'impédance vue entre A et B.

D'après les conclusions de la section 4.1 de l'annexe A1, si l'on connecte l'embase à la masse, seules les capacités C_i et C_2 seront mesurées par l'analyseur d'impédance, c'est-à-dire la capacité intrinsèque de la cellule sensible et la capacité équivalente due au couplage entre les fils de mesure que nous nommerons C_p dans ce qui suit.

Nous avons également représenté sur ce schéma les résistances d'accès à chaque électrode de la cellule. Ces deux résistances sont telles que : $R_{a(A)} + R_{a(B)} = R_a$. Ceci étant, nous les considérerons comme négligeables par rapport à l'impédance équivalente à la capacité C_i en parallèle avec la conductance de fuite G_i . Nous vérifierons cette hypothèse par les mesures expérimentales. Par conséquent, le schéma équivalent de la Fig. 2. 6a se simplifie comme le montre la Fig. 2. 6b [2-8].

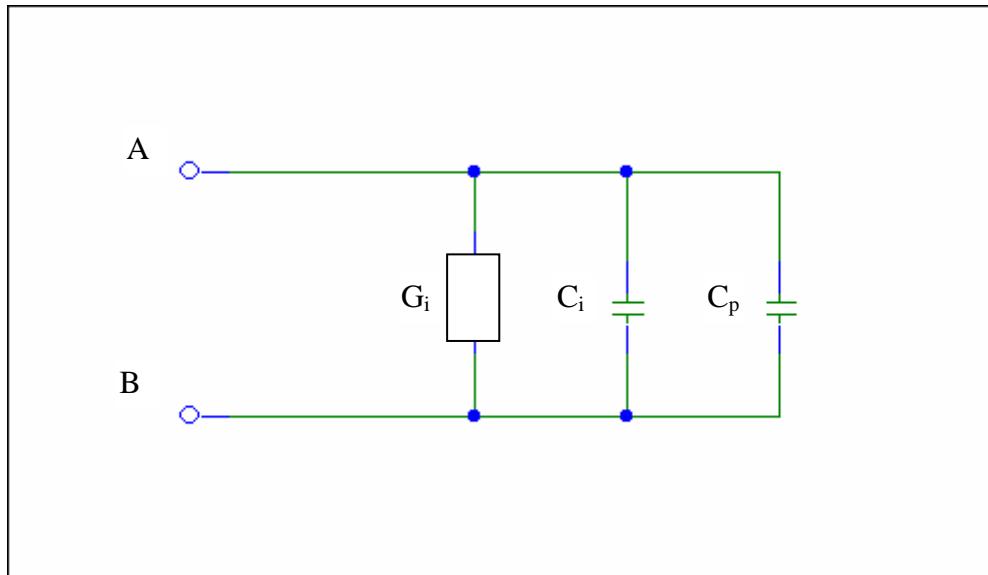


Figure 2. 6b : Schéma équivalent effectif de la cellule avec son montage lorsque l'embase est reliée à la masse.

Nous avons donc à évaluer la capacité intrinsèque, la conductance de fuite et la capacité de couplage entre les fils de mesure. Ceci étant, toutes les autres capacités parasites ont été évaluées dans l'annexe A2 car, si elles ne perturbaient pas la mesure directe de C_i , elles ne sont en revanche pas du tout à exclure dans le fonctionnement du capteur.

2.3. Caractérisation de la cellule sensible

2.3.1. Vérification des hypothèses simplificatrices

Le schéma électrique équivalent (cf. Fig. 2.6a) tient compte des résistances d'accès à la mesure. Si l'on représente le module de l'impédance équivalente $|Z|$ de la cellule et du montage (cf. Fig. 2. 3) dans le diagramme de BODE, nous pouvons identifier trois modes de fonctionnement comme le montre la Fig. 2. 7 .

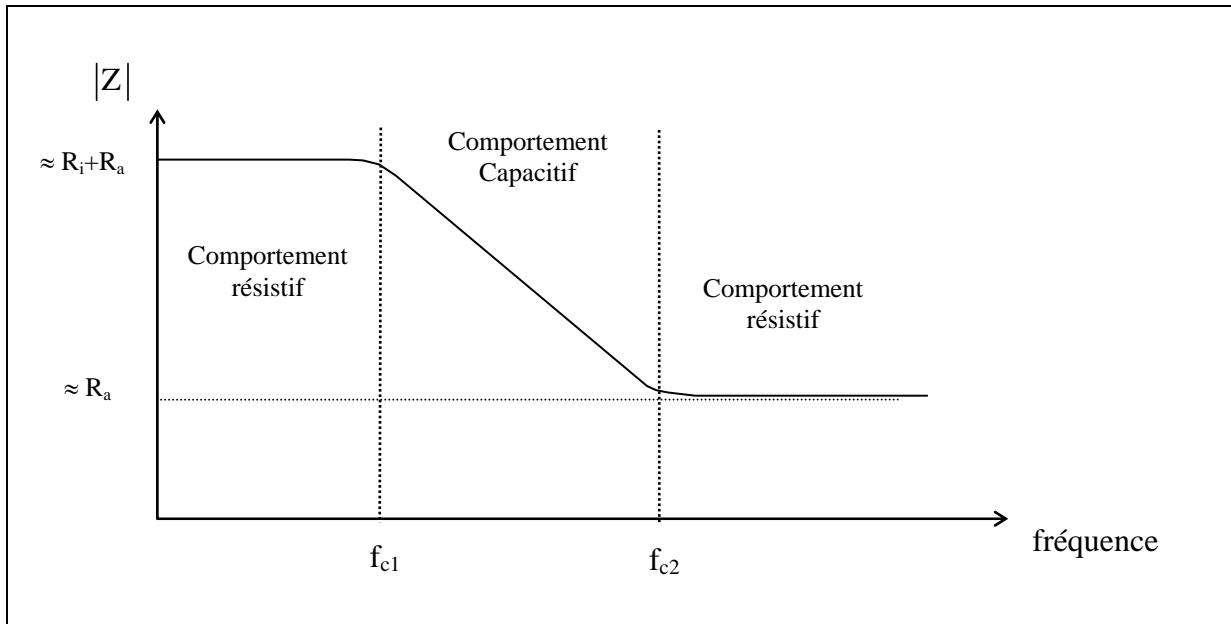


Figure 2. 7 : Schématisation du comportement en fréquence de l'impédance équivalente de la cellule sensible et du montage.

Ce système présente deux fréquences de coupure f_{c1} et f_{c2} respectivement déterminées par :

$$f_{c1} = \frac{1}{2\pi(R_i + R_a)C_i} \quad (\text{II. 3a})$$

$$f_{c2} = \frac{1}{2\pi R_a C_i} \quad (\text{II. 3b})$$

Autrement dit pour vérifier que $R_a \ll R_i$, il suffit de montrer que $f_{c1} \ll f_{c2}$. Par contre, pour conclure que R_a est négligeable, il faut que la fréquence de coupure f_{c2} soit très supérieure à la fréquence de mesure de la cellule.

Or, nous n'avons pas pu déterminer expérimentalement f_{c2} car elle est supérieure à la fréquence maximum que le générateur peut fournir (2 MHz). Par conséquent, pour ces fréquences, nous pouvons négliger la résistance d'accès R_a qui, d'après (II. 3b) est au moins inférieure à $2 \text{ k}\Omega$. En réalité, elle est bien plus faible puisque quelques mesures directes de résistance séries ont montré qu'elle est de l'ordre de quelques ohms.

On peut alors conclure que le schéma électrique équivalent au dispositif est bien celui de la Fig. 2. 6b, c'est-à-dire un circuit parallèle constitué d'une conductance G_i et de deux capacités C_i et C_p .

2.3.2. Conditions optimales de mesure

Avant de caractériser la cellule sensible, nous devons définir les conditions de mesure optimales afin d'une part d'être sûr de bien mesurer le paramètre voulu et d'autre part de minimiser les erreurs introduites par la mesure elle-même.

Pour mesurer expérimentalement ces valeurs, nous devons faire plusieurs choix dans le menu général de l'impédancemètre. La plupart de ces choix sont importants car ils fixent la précision globale et la résolution de la mesure (cf. annexe A1). Ils portent sur :

- le type de mesure (impédance ou admittance, en série ou en parallèle),
- l'amplitude du signal de mesure,
- la fréquence de ce signal,
- le temps et le nombre d'intégration.

A) Choix du type de mesure

L'impédance de la cellule étant celle représentée par le schéma de la Fig. 2. 6b, nous avons fait le choix d'un circuit de type parallèle.

B) Choix des caractéristiques du signal de mesure

D'après la fiche technique de l'analyseur d'impédance nous ne pouvons mesurer que des admittances supérieures à 10 nS. Donc, étant donné que l'on veut mesurer une capacité de l'ordre de 30 à 40 pF, la fréquence minimale du signal de mesure doit être de l'ordre de 100 Hz.

La Fig. 2. 8 nous montre les résultats de l'étude en fréquence de la cellule sensible à pression atmosphérique avec une amplitude U_m du signal de mesure de 1 V. Nous avons représenté sur le même graphe, la capacité mesurée C_m ($C_m = C_i + C_p$) et la conductance de fuite G_i .

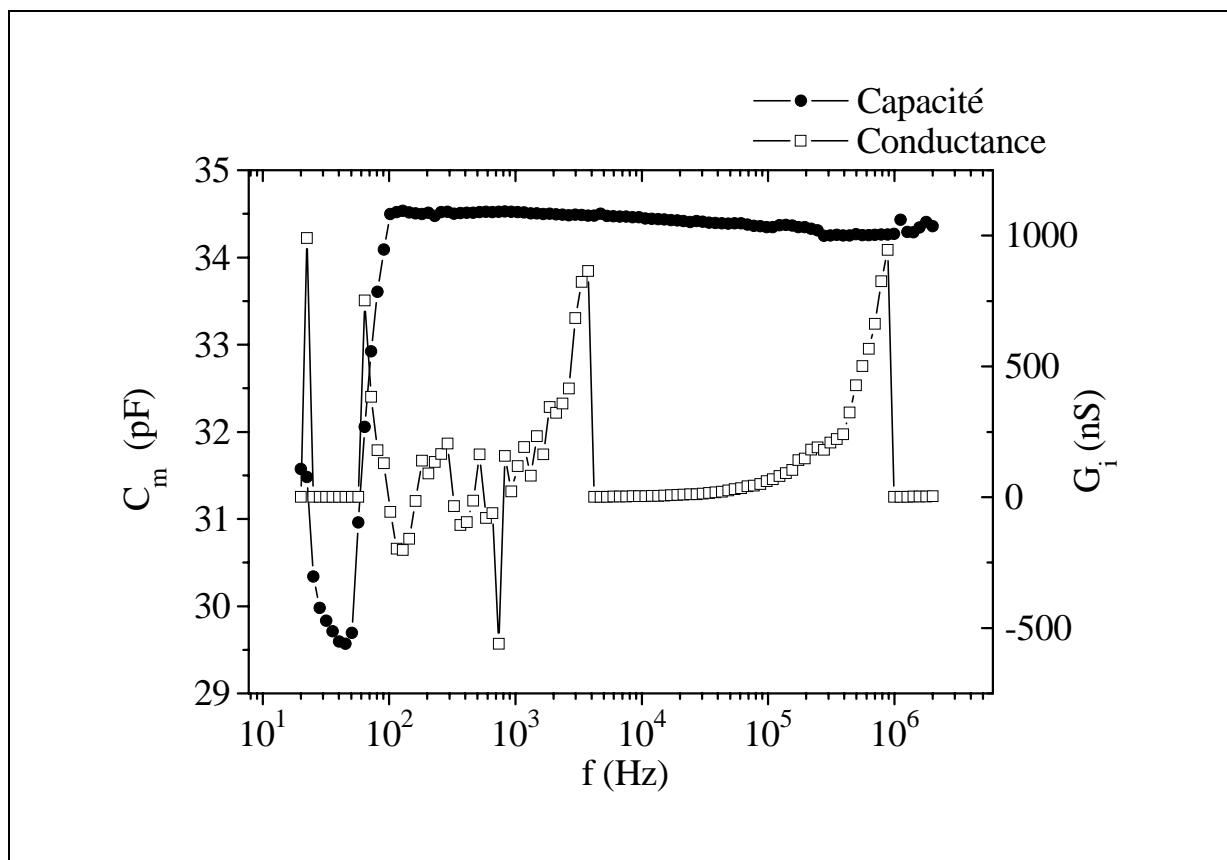


Figure 2.8 : Mesures de la capacité C_m et de sa conductance parallèle G_i en fonction de la fréquence avec $U_m = 1$ V.

Ces résultats confirment que la mesure de la capacité ne peut pas être effectuée avec un signal de fréquence inférieure à 100 Hz.

Ceci étant, il apparaît clairement sur cette courbe que la capacité mesurée est à peu près stable avec une conductance de fuite relativement faible pour des fréquences de mesure comprises entre 5 kHz et 500 kHz. Les valeurs approchées de (environ 34 pF et quelques dizaines de nS) obtenues dans cette plage de fréquence, confirment que la résistance d'accès peut être négligée. De plus, dans cette même gamme de fréquence, la conductance G_i devient elle aussi négligeable par rapport à la réactance $(C_i + C_p)\omega$.

Enfin, compte tenu de la valeur de la capacité intrinsèque calculée et de celle mesurée, nous pouvons également ajouter que la valeur de la capacité parasite est relativement faible puisqu'elle est forcément inférieure à 0,5 pF.

Si nous ne négligeons pas C_p , le schéma équivalent se réduit à la capacité intrinsèque de la cellule en parallèle avec la capacité parasite de couplage.

Comme nous le verrons dans le chapitre 4, le fonctionnement du capteur est tel que la fréquence du signal aux bornes de la capacité intrinsèque est de l'ordre de 200 kHz. Nous avons donc choisi de prendre comme fréquence du signal de mesure, celle qui se rapproche le plus de 200 kHz tout en ayant une précision maximum au niveau de l'impédancemètre (cf. annexe A1). C'est pourquoi nous avons pris : $f_m = 100 \text{ kHz}$ sachant que le comportement de la cellule est sensiblement le même entre ces deux fréquences.

En ce qui concerne l'amplitude du signal de mesure, le générateur interne de l'impédancemètre peut fournir un signal sinusoïdal dont l'amplitude peut varier entre 20 mV et 5 V pour une fréquence inférieure à 500 kHz et entre 20 mV et 1 V pour une fréquence supérieure ou égale à 500 kHz.

La Fig. 2. 9 représente la variation de la capacité d'une cellule en fonction de l'amplitude du signal de mesure U_m sachant que la fréquence de ce signal a été maintenue constante à 100 kHz. Plusieurs séries de mesures sont représentées sur ce schéma pour apprécier la reproductibilité et la fidélité des mesures sur une même cellule. Nous avons représenté l'axe des abscisses par une échelle logarithmique de manière à bien visualiser ce qu'il se passe pour les faibles niveaux de tension.

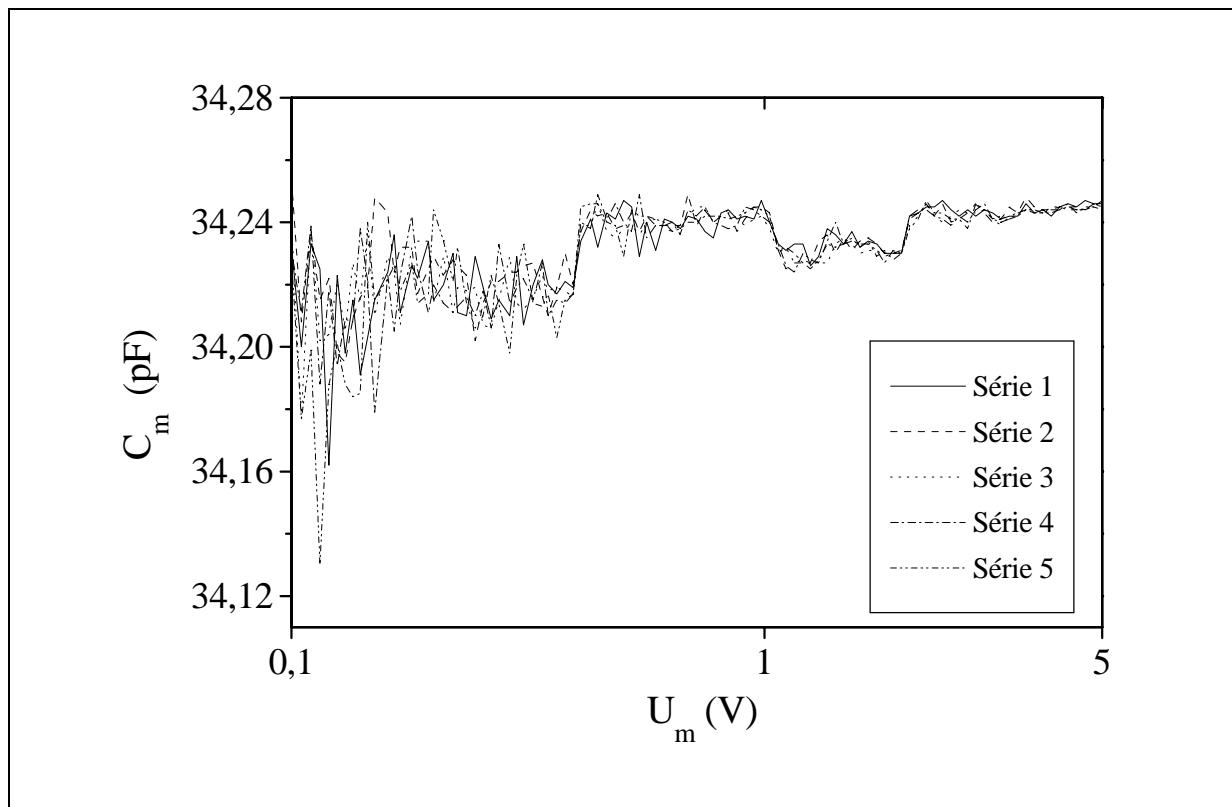


Figure 2. 9 : Variation de la capacité mesurée en fonction de U_m à $f_m = 100 \text{ kHz}$.

La Fig. 2. 9 montre d'une part que la capacité augmente légèrement avec la tension et d'autre part que le bruit diminue lorsque U_m augmente. De plus, les mesures sont reproductibles avec une dispersion inférieure à 0,02 pF dès lors que l'amplitude U_m est supérieure à 0,5 Volts. Cette dispersion peut être réduite de moitié si les mesures sont effectuées entre 0,5 V et 1 V ou entre 2 V et 5 V. En effet, nous pouvons constater une erreur systématique de 20 fF entre 1 V et 2 V.

Lorsqu'on applique une différence de potentiel U entre deux armatures, l'existence d'une force électrostatique peut agir sur la déflexion (w) de la membrane. Cette force génère donc une pression électrostatique P_e définie par [2- 9] :

$$P_e = \frac{\epsilon U^2}{2(d-w)^2} \quad (\text{II. 4})$$

Le calcul nous montre que cette pression reste inférieure à 50 Pa (0,5 mbars) pour une tension $U = 5$ V.

En conclusion, après avoir fait des mesures de précision en fonction de la tension et de la fréquence, nous avons obtenu les mesures de capacité les plus stables, les plus reproductibles et les plus précises (voir annexe A1) pour une tension $U_m = 1$ V et une fréquence $f_m = 100$ kHz.

C) Choix du temps d'intégration et du nombre d'intégrations

Toujours à partir des mesures préliminaires de précision décrites en annexe A1, nous en avons déduit le temps d'intégration optimal donnant les mesures les plus précises : 1 mesure par seconde avec une précision maximum de 0,05 %.

Nous pouvons également « moyenner » les mesures pour avoir une meilleure résolution. Nous avons utilisé un bon compromis rapidité-fidélité en faisant la moyenne sur 5 mesures. Cela nous permet d'avoir une mesure toutes les 10 secondes environ avec une résolution de ± 2 fF.

2.3.3. Réponse en pression de la cellule sensible

Dans toute cette partie, les mesures ont été réalisées dans les conditions optimales établies au paragraphe précédent c'est-à-dire : $U_m = 1 \text{ V}$ et $f_m = 100 \text{ kHz}$.

Dans ces conditions, la précision du capacimètre est égale à 0,07 % de la mesure (cf. Annexe A1).

Un exemple de réponse à température ambiante d'une cellule est représenté sur la Fig. 2. 10 . Nous n'avons pas représenté la variation de la conductance car, étant de l'ordre de 10 nS, l'impédancemètre ne peut pas mesurer de telles valeurs avec une précision suffisante.

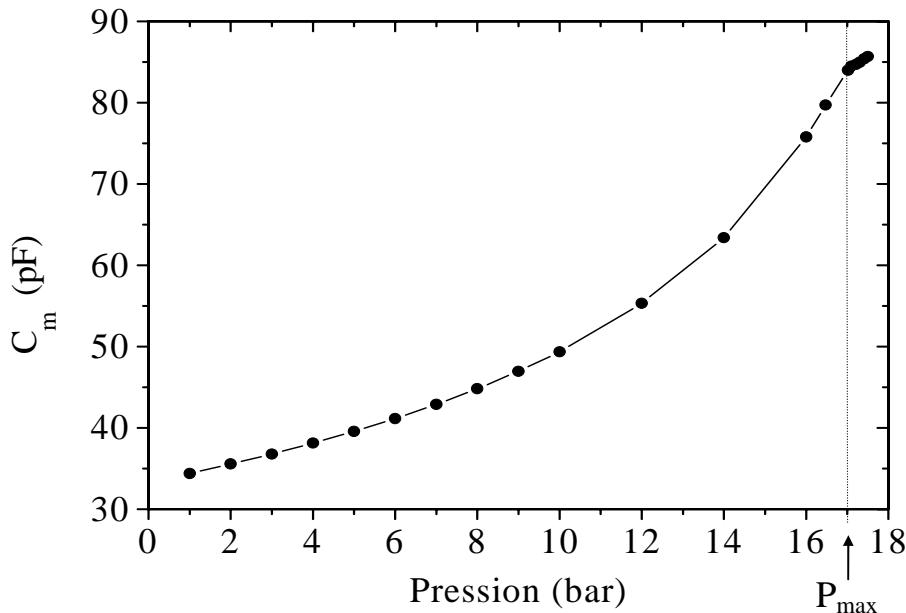


Figure 2. 10 : Réponse en pression à température ambiante d'une cellule sensible capacitive.

Cette courbe de réponse montre que la pression maximum mesurable (P_{\max}) pour laquelle les armatures entrent en contact, est d'environ 17 bars.

2.3.4. Modélisation de la réponse

D'après la courbe de la Fig. 2. 10 , Pour $P \leq P_{\max}/2$, la réponse de la cellule peut être modélisée par une droite à laquelle on ajoute un terme de nonlinéarité. Autrement dit la réponse de la cellule peut être mise sous la forme (cf. Fig. 2.11) :

$$C_m(P) = C_o + S \times P + NL(P) \quad (\text{II. } 5)$$

où :

C_0 représente la valeur de la capacité correspondant à l'intersection de la droite des moindres carrés avec l'axe des ordonnées pour $P = 0$. C'est donc l'ordonnée à l'origine et nous l'appellerons dans ce qui suit « **Offset** » ou « **Capacité au repos** ».

S représente la pente de cette droite. C'est la **sensibilité** de la cellule à la pression. Elle s'exprime en pF / bar.

NL est la **nonlinéarité** de la réponse en pression. Elle est calculée en faisant la différence entre un polynôme de régression sur les points de mesure ($\tilde{C}(P)$) et la droite des moindres carrés ($C_L(P)$) de ces mêmes points. Nous exprimerons cette différence en pourcentage de la réponse pleine échelle (R.P.E.), ce que l'on peut exprimer par :

$$NL = 100 \times \frac{\tilde{C}(P) - C_L(P)}{R.P.E.} \quad (\text{II. 6})$$

où $R.P.E. = C_L(P_{(E.M)}) - C_L(1)$ (II. 7)

De plus, pour pouvoir comparer différentes nonlinéarités, nous avons défini la nonlinéarité moyenne qui s'écrit de la manière suivante :

$$\overline{NL} = \pm \frac{|NL_{(\max)}| + |NL_{(\min)}|}{2} \quad (\text{II. 8})$$

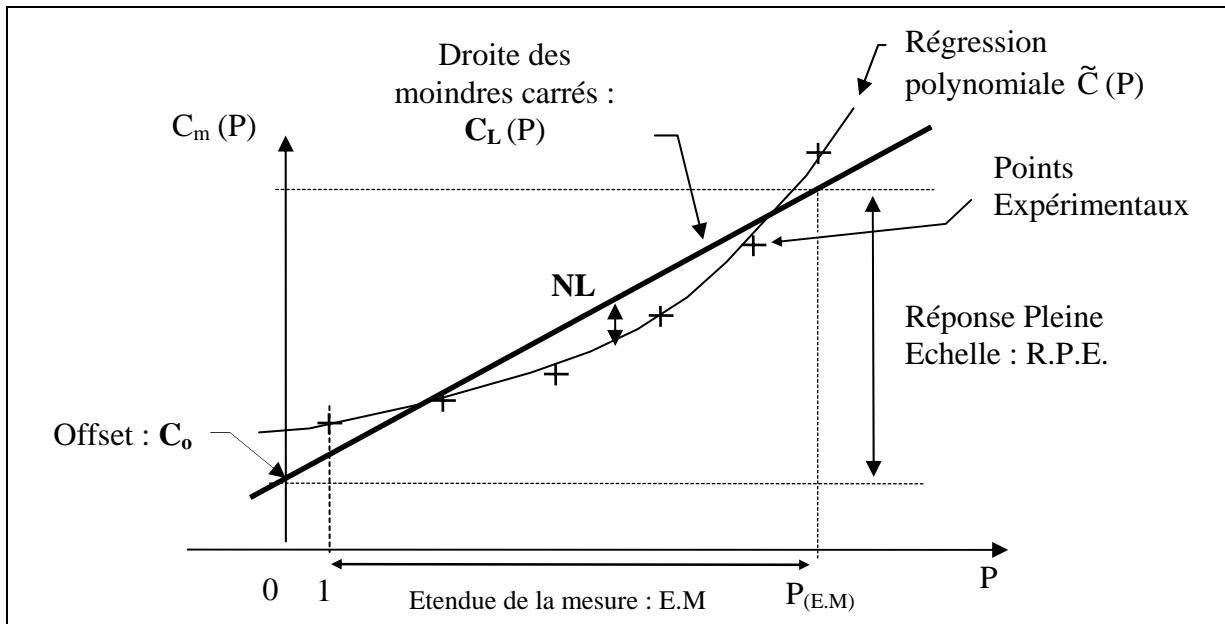


Figure 2. 11 : Modélisation de la réponse de la cellule sensible.

2.3.5. Gammes de pression et de température

En ce qui concerne les gammes de pression et de température mesurables, elles sont déterminées par le cahier des charges : 1 bar / 6 bars pour la pression et -25°C / 85°C pour la température.

Pour ce qui a trait à la pression, compte tenu du fait que nous ne disposons pas de système permettant de faire des mesures sous vide, l'étendue de mesure en pression (E.M) n'est définie qu'à partir de la pression atmosphérique, autrement dit, nous avons pour $P_{(E.M.)} = 6$ bars,

$E.M = 5$ bars.

D'après le modèle (cf. Fig. 2. 11), il est clair que la sensibilité et nonlinéarité d'une cellule dépendent de l'étendue de la mesure de pression sur laquelle on a effectué les mesures. Le tableau 2- 2 montre comment peuvent évoluer ces caractéristiques en fonction de $P_{(E.M.)}$.

Tableau 2- 2 : Evolution des caractéristiques S et \overline{NL} en fonction de l'étendue de la mesure de pression considérée (E.M).

$P_{(E.M.)} / P_{\max}$ (%)	24	35	47	71
Sensibilité (pF / bar)	1,239	1,345	1,477	1,819
Nonlinéarité (%.RPE)	$\pm 1,23$	$\pm 2,74$	$\pm 3,69$	$\pm 7,6$

Nous pouvons remarquer que ce type de cellule possède une réponse d'autant plus nonlinéaire que la plage de mesure s'étend. En revanche, augmenter cette étendue de mesure n'améliore pas autant la sensibilité qu'elle ne détériore la nonlinéarité.

Compte tenu du fait que ces cellules ont un P_{\max} de 17 bars, la précision sera de l'ordre de 2,5 % de l'étendue de mesure.

Par ailleurs, nous pouvons constater que la sensibilité de ce type de cellule est relativement grande ($S/C_0 \approx 4 \text{ \% / bar}$ pour $P_{(E.M.)} = 6$ bars) voire même bien supérieure à celle donnée par le cahier des charges (1,5 %/bar).

Concernant la gamme de température, même si la cellule sensible peut fonctionner sur une plage de température bien plus importante, nous nous sommes restreint à ne faire l'étude qu'entre -10°C et 90°C, c'est-à-dire la gamme de température sur laquelle le circuit électronique a fonctionné normalement.

2.3.6. Etude des caractéristiques en pression et en température

Nous avons représenté sur la Fig. 2. 12 un exemple de variation de la capacité d'une cellule entre 1 et 6 bars, et pour des températures comprises entre -10°C et 90°C.

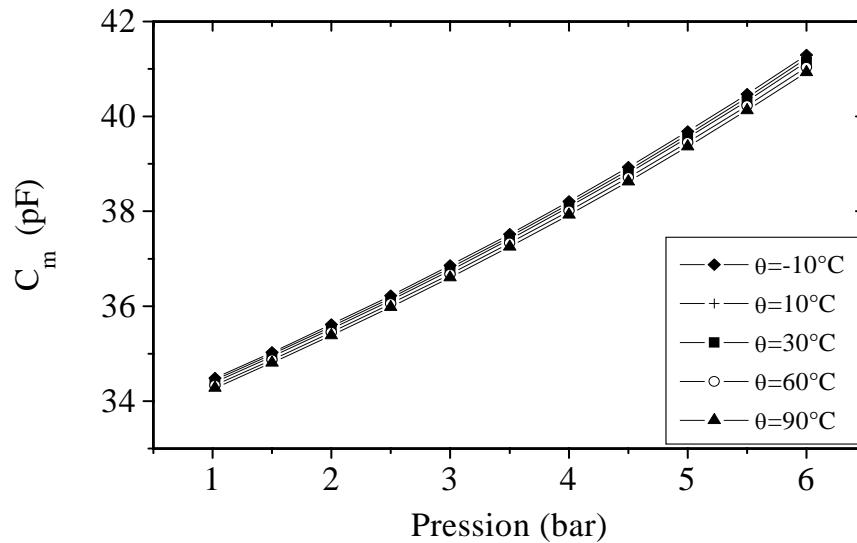


Figure 2. 12 : Réponse en pression de la cellule sensible pour des températures comprises entre -10°C et 90°C.

Nous pouvons remarquer que, sur ces plages de pression et de température, la dérive thermique de ce type de cellule est faible.

Conformément à la modélisation proposée dans le paragraphe 2.3.4, nous avons étudié la dérive thermique de chacun des paramètres de ce modèle, c'est-à-dire celle de C_o , de S et de NL . Pour cela nous avons calculé leur Coefficient de Température défini par :

$$\text{TC}[X] = \frac{1}{X} \frac{\partial X}{\partial \theta} \quad (\text{II. 9})$$

où X est une variable qui représente un des paramètres du modèle. Ce coefficient peut être exprimé soit en pour-cent par degré Celsius (%/°C), soit en partie par million par degré Celsius (PPM/°C).

Comme les coefficients sont relativement faibles par rapport aux valeurs nominales, $X(\theta)$ peut être remplacé par $X(\theta = 25^\circ\text{C})$.

A) Etude de la dérive thermique de l'offset

A partir du modèle linéaire en pression défini pour chaque température, on calcule la variation de « l'offset » (C_o) en fonction de la température. La Fig. 2. 13 représente cette dérive entre -10°C et 90°C.

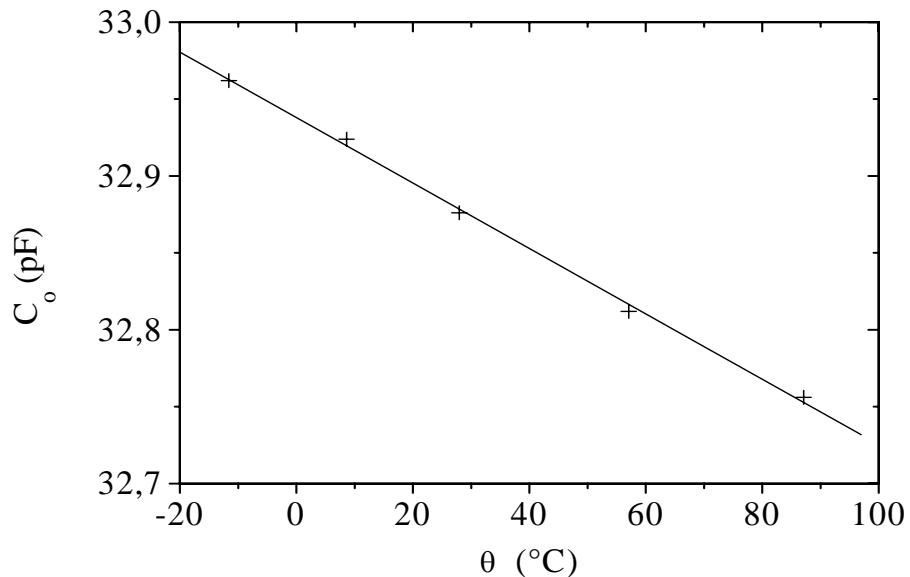


Figure 2. 13 : Dérive thermique de « l'offset ».

La dérive de l'offset pouvant être considérée comme linéaire, le coefficient de température est constant et donné par : **TC[C_o] = - 58,8 ppm/°C**

B) Dérive thermique de la sensibilité

Nous avons reporté, sur la Fig. 2. 14 la dérive thermique de la sensibilité S. Nous rappelons que celle-ci est déterminée par la pente de la droite des moindres carrés sur la réponse C_m (P). Nous avons donc relevé la valeur de cette pente à chaque température.

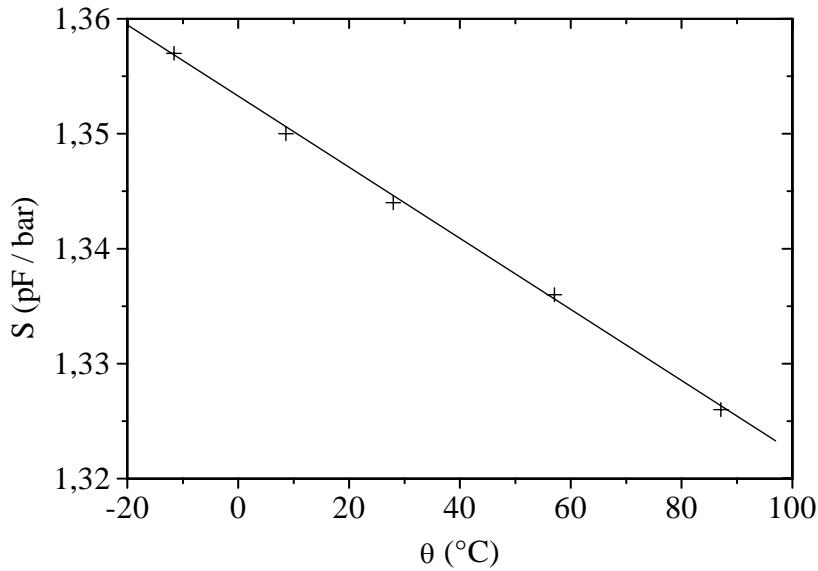


Figure 2. 14 : Dérive thermique de la sensibilité.

De la même manière que pour l'offset, nous pouvons modéliser la dérive de sensibilité par une régression linéaire et par suite calculer son coefficient thermique. Nous obtenons :

$$TC [S] = - 222,2 \text{ ppm/}^{\circ}\text{C}$$

Ces deux résultats nous permettent de dire que la cellule sensible a un bon comportement en température, c'est-à-dire que ses caractéristiques ont une dérive thermique relativement faible comparées à celle des cellules rencontrées dans la littérature [2- 10] à [2- 15].

C) Etude de la nonlinéarité

La Fig. 2. 15 représente la nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle en fonction de la pression et pour trois valeurs de température : -10°C, 30°C et 90°C.

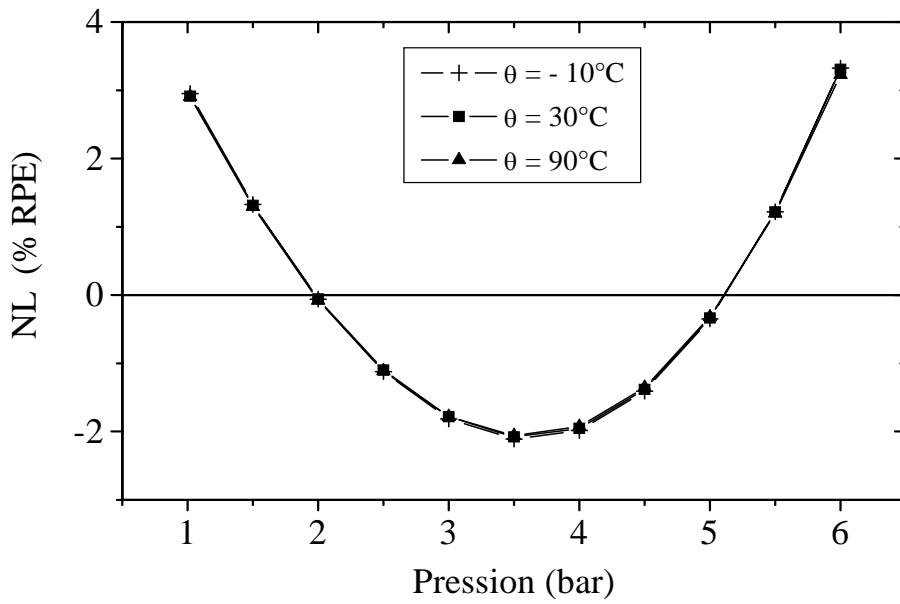


Figure 2. 15 : Nonlinéarité de la réponse en fonction de la pression et paramétrée en température.

Nous pouvons voir sur cette figure que les trois courbes sont pratiquement superposées. Autrement dit, la variation de la nonlinéarité ($\Delta\text{NL}/\text{NL}$) ne varie quasiment pas avec la température ($\leq 1\text{ \%} / ^\circ\text{C}$).

En calculant la nonlinéarité moyenne définie dans la section 2.3.4 par (II. 8), nous obtenons :

$$\overline{\text{NL}} = \pm 2,7\text{ \% R.P.E.}$$

Si le comportement en température est relativement bon, en revanche il n'en est pas de même pour la nonlinéarité qui est trop élevée par rapport à la précision que l'on veut atteindre (cf. § 1.2.2).

2.3.7. Erreurs de mesure

L'objectif de cette section est d'évaluer le poids des erreurs de mesures dues d'une part à la précision des appareils et d'autre part aux fluctuations introduites par les systèmes de régulation de pression et de température. L'ensemble de ces erreurs fixe la précision globale du système.

A) Bruit de mesure du capacimètre

Au niveau du capacimètre, il existe des fluctuations de la mesure à température ambiante et à pression atmosphérique. Tout paramètre d'influence étant stable, nous pouvons assimiler cette dispersion des valeurs à du bruit de mesure. Comme nous l'avons vu au paragraphe 2.3.2.C, ce bruit ne dépend que des conditions de mesure. Il est égal (dans les conditions de mesure choisies) à $\pm 2 \text{ fF}$. Ceci étant, cette fluctuation est comprise dans les 0,05 % de précision annoncée par le constructeur.

B) Fluctuations dues à la régulation de pression

Nous avons vu dans la section 2.2.1 que le générateur de pression pouvait effectuer une régulation à $\pm 0,27 \text{ mbars}$ près. Par contre, la présence quasi inévitable de fuites ne nous permet de réguler, dans le pire des cas (à 6 bars), qu'à $\pm 2 \text{ mbars}$ près.

C) Fluctuations dues à la régulation de température

Dans le paragraphe 2.2.1, nous avons donné l'amplitude maximum des fluctuations observées au niveau du thermocouple placé dans la masse du bloc métallique. Elle est égale à $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Cette même fluctuation a également été observée au niveau de la résistance thermométrique placée sur la cellule ($\pm 0,1 \Omega$) (cf. annexe A1).

D) Précision

Le calcul de la précision globale sur la mesure de la capacité de mesure consiste à faire la somme des erreurs maximum introduites par les appareils et par les

systèmes de régulation (cf. annexe A1). L'ensemble de ces résultats est synthétisé dans le tableau 2- 3 .

Tableau 2- 3 : Précision des appareils de mesures et différentes fluctuations.

	Précision des appareils de mesure	Fluctuations dues aux régulations	Erreurs globales
Pression	$\pm 0,02 \%L$ soit $\pm 1,2 \text{ mbars}^*$	$\pm 0,033 \% P_{(\text{E.M})}$ $\pm 2 \text{ mbars}^*$	$\Delta P = \pm 3,2 \text{ mbars}^*$
Température	$\pm (0,1 \%L + 0,7^\circ\text{C})$	$\pm 0,1^\circ\text{C}$	$\Delta \theta = \pm 0,89^\circ\text{C}^*$

* Ce sont des valeurs maximales car elles ont été calculées pour une pression maximum de 6 bars et une température maximum de 90°C.

La précision relative des appareils de mesure est exprimée en pourcentage de la lecture L. Nous en avons déduit l'erreur maximale associée aux valeurs limites des plages de pression et de température (6 bars et 90°C).

A partir de la relation (II. 5) qui modélise la réponse de la cellule sensible et des polynômes de régression sur les courbes de la Fig. 2.12, nous pouvons calculer l'erreur de mesure introduite par des fluctuations de pression et de température sur la valeur de la capacité à partir de la différentielle totale exacte définie par :

$$dC = \frac{\partial C}{\partial P} dP + \frac{\partial C}{\partial \theta} d\theta \quad (\text{II. 10})$$

Si l'on considère les variations maximales, la relation (II.10) devient :

$$\begin{aligned} \Delta C_M = & \pm [(1,045 - 3,094 \cdot 10^{-4} \theta + 5,688 \cdot 10^{-2} P + 7,92 \cdot 10^{-3} P^2) \Delta P \\ & + (2,13 \cdot 10^{-3} + 3,094 \cdot 10^{-4} P) \Delta \theta] \end{aligned} \quad (\text{II. 11})$$

Cette relation nous permet de calculer d'une part la résolution du dispositif et d'autre part sa précision. Si l'on considère que la résolution ϵ_r est définie par les fluctuations dues aux régulations, on a : **$\epsilon_r = 0,053 \% \text{RPE (ou } \pm 3,7 \text{ fF)}$** .

Pour calculer la précision, nous devons introduire celle des appareils c'est-à-dire introduire les erreurs globales dans l'expression de ΔC_M , ce qui nous donne à $P = 6$ bars et $\theta = 90^\circ\text{C}$ (cf. tableau 2- 3) :

$$\Delta C_M = \pm 8,8 \text{ fF}$$

Par conséquent, en tenant compte de la précision de l'impédancemètre, nous pouvons évaluer la précision globale ϵ_p du dispositif expérimental. Cette valeur est majorée par la somme des erreurs (précision du capacimètre + erreur de mesure en pression et en température).

Tableau 2- 4 : Précision globale de la mesure de la cellule capacitive.

Précision de l'impédancemètre	$\Delta C_M / C_o$	Précision globale (ϵ_p)
$\pm 0,07 \% C_o^{(*)}$	$\pm 0,026 \% C_o$	$\pm 0,096 \% C_o$

(*) Précision obtenue dans les conditions de mesures définies dans la section 2.3.2.

Nous pouvons en conclure que les mesures expérimentales sont suffisamment fidèles pour évaluer correctement le comportement de notre cellule sensible, compte tenu de la précision fixée par le cahier des charges (3 %).

2.3.8. Stabilité et dérives temporelles

L'objectif de ce paragraphe est d'évaluer l'importance des différentes instabilités de type hystérésis mais aussi d'avoir une notion sur la reproductibilité et la stabilité temporelle des mesures sur ce type de cellule.

A) Hystérésis en pression

La méthode expérimentale consiste à mesurer la capacité C_m au cours d'un cycle de pression. La température est maintenue constante pendant tout le cycle. Pour éviter toute fluctuation due à la régulation, nous nous sommes placés à température ambiante. L'hystérésis en pression normalisée par rapport à la Réponse Pleine Echelle (R.P.E) (cf. (II. 7)) est définie par :

$$H_P = 100 \times \frac{C_m(P_c) - C_m(P_d)}{\text{R.P.E}} \quad (\text{II. 12})$$

avec

P_c : Pressions croissantes
et P_d : Pressions décroissantes

La Fig. 2. 16 représente la variation de cette hystérésis en fonction de la pression. Il est également représenté en pointillé sur cette figure la limite correspondant à l'erreur maximum due à la régulation de pression avec $\Delta\theta = 0$ (cf. éq. II. 11).

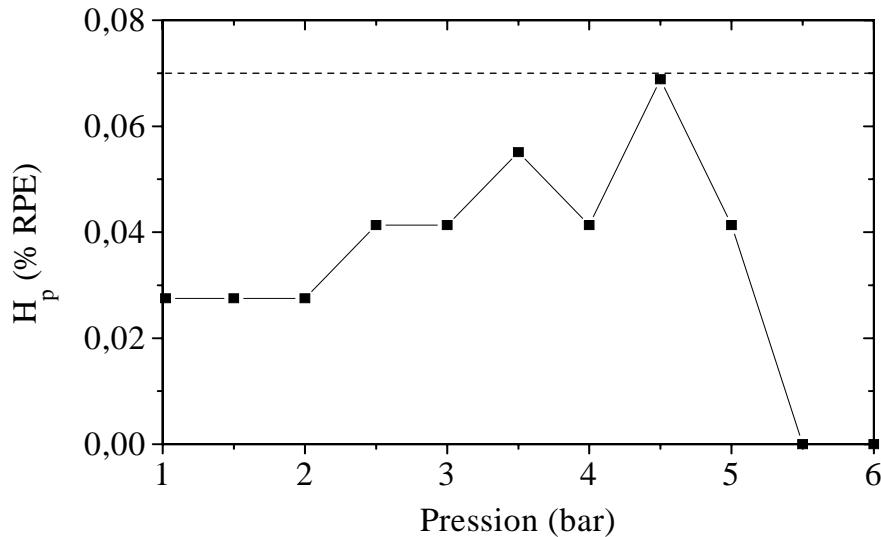


Figure 2. 16 : Hystérésis en pression à température ambiante.

Nous pouvons constater que l'hystérésis est inférieure aux erreurs dues à la régulation de la pression et a fortiori, à la précision globale du système.

B) Hystérésis en température

De la même manière que pour l'étude de l'hystérésis en pression, la méthode consiste à mesurer les valeurs de C_m au cours d'un cycle thermique, pour des valeurs décroissantes de la température d'une part et pour des valeurs croissantes d'autre part. Pour éviter toute fluctuation due à la régulation en pression, nous avons fait cette étude à pression atmosphérique. L'hystérésis en température normalisée par rapport à la réponse pleine échelle (R.P.E.) est alors définie par :

$$H_\theta = 100 \times \frac{C_m(\theta_d) - C_m(\theta_c)}{\text{R.P.E}} \quad (\text{II. 13})$$

avec

θ_c : températures croissantes
et θ_d : températures décroissantes

La Fig. 2. 17 représente la variation de cette hystérésis en fonction de la température.

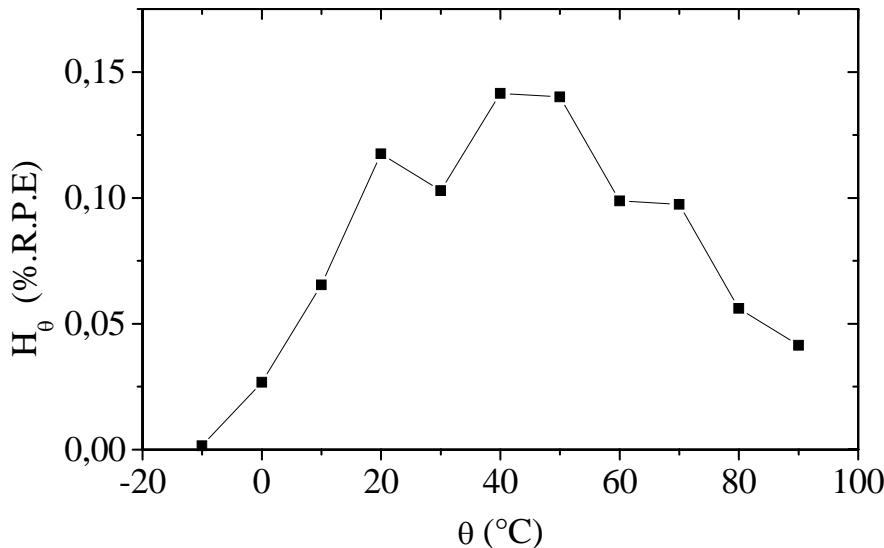


Figure 2. 17 : Hystérésis en température à pression atmosphérique.

Nous pouvons constater que ces cellules ont une hystérésis relativement faible puisqu'elle est tout juste supérieure au bruit de mesure.

C) Reproductibilité des mesures en pression

La reproductibilité caractérise l'aptitude de la cellule sensible (avec son boîtier) à revenir à son état initial quelle que soit la contrainte qu'on lui a fait subir. Autrement dit, nous allons vérifier si l'ensemble du système encapsulé travaille dans un domaine élastique ou plastique.

La méthode consiste à effectuer les mesures de C_m pendant un certain nombre (N) de cycles de pression entre 1 bar et 6 bars comme l'indique la Fig. 2. 18 . Pour ne pas rajouter de fluctuations dues à une régulation en température, nous avons réalisé ces mesures à la température ambiante. Chaque mesure doit être prise dès que la pression se trouve dans

l'intervalle de régulation à 1 bar et à 6 bars. Ce sont donc des mesures quasi-instantanées pour éviter d'observer un éventuel phénomène de relaxation.

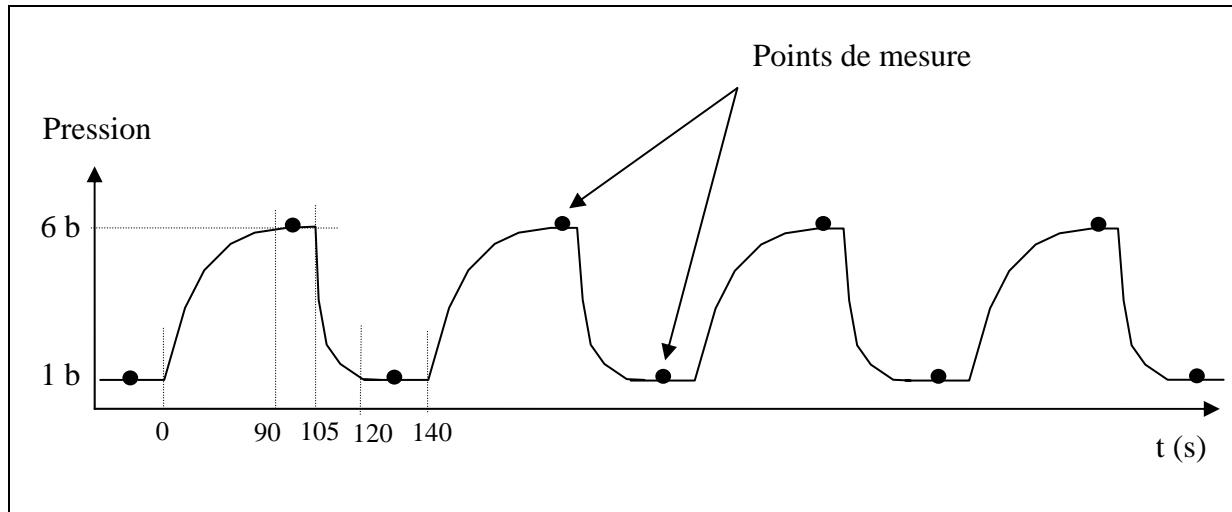


Figure 2. 18 : Définition des points de mesure pour l'étude de la reproductibilité.

Les Figs 2. 19 et 2. 20 représentent respectivement les erreurs de reproductibilité sur la mesure à $P = 1$ bar et à $P = 6$ bars exprimées en pourcentage de la réponse pleine échelle.

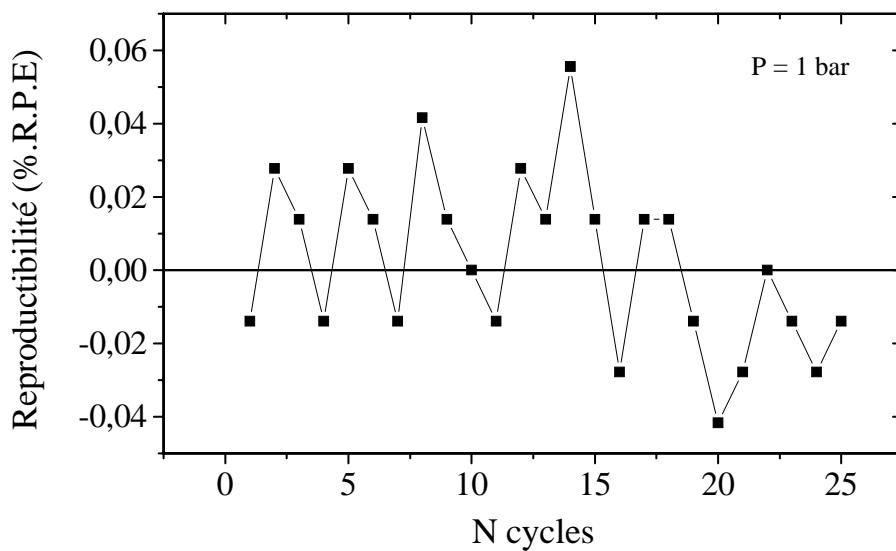


Figure 2. 19 : Reproductibilité de la mesure de C_m à $P = 1$ bar.

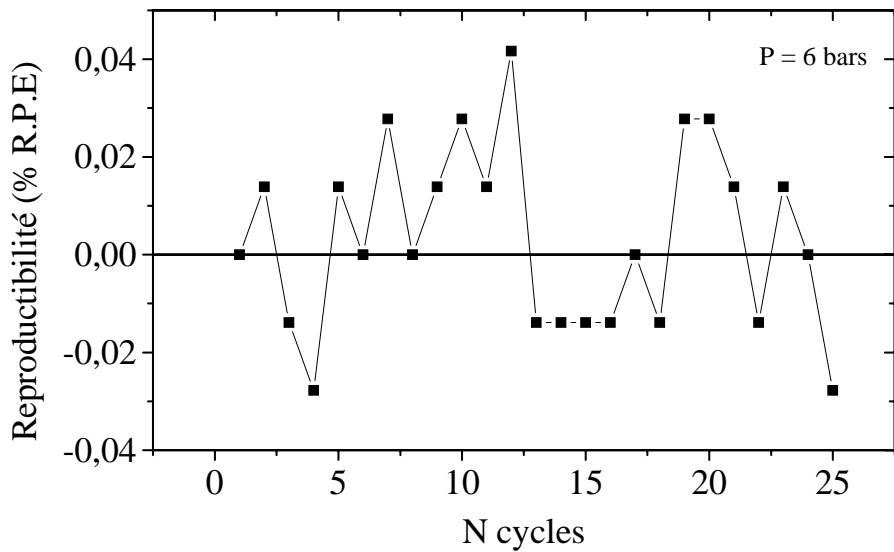


Figure 2. 20 : Reproductibilité de la mesure de C_m à $P = 6$ bars.

Nous pouvons remarquer sur ces figures que la dispersion des mesures est inférieure ou égale aux fluctuations dues à la régulation de la pression d'une part et au bruit de mesure du capacimètre d'autre part (cf. Tableau 2- 3). Ce qui signifie que les mesures en pression sont parfaitement reproductibles entre 1 bar et 6 bars. Il n'y a donc ni de déformations plastiques ni de problèmes de fluage du composant sur son support.

D) Dérives à court et moyen termes

L'objectif de ce paragraphe est d'évaluer les dérives temporelles (de 0 à 12 h) de la cellule après lui avoir fait subir un échelon de pression d'une part et un échelon de température d'autre part.

Dérives au court d'un cycle de pression

Nous avons, dans un premier temps représenté, sur la Fig. 2. 21a, la variation de la capacité ΔC_m au cours d'un cycle de pression de manière à avoir une vue globale de son comportement. Ensuite, nous avons séparé les phases de transition correspondant au front montant et au front descendant afin de mieux visualiser les temps de stabilisation que l'on peut définir comme des temps de relaxation. Ces résultats sont respectivement donnés sur les Figs 2. 21b et 2. 21c. Dans les deux cas, le temps $t = 0$ correspond au moment où le système de régulation en pression se met en marche pour la première fois.

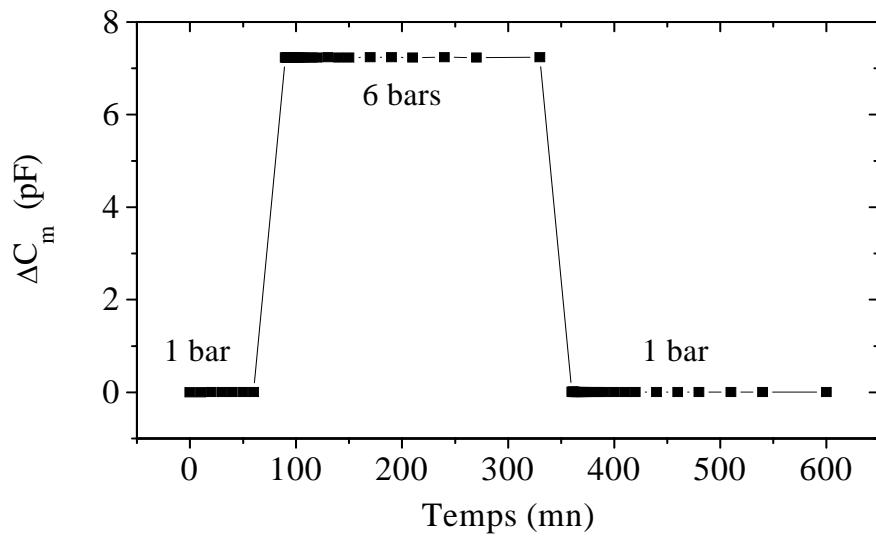


Figure 2. 21a : Stabilité de la réponse au cours du temps d'une cellule soumise au cycle de pression : 1 bar, 6 bars, 1 bar.

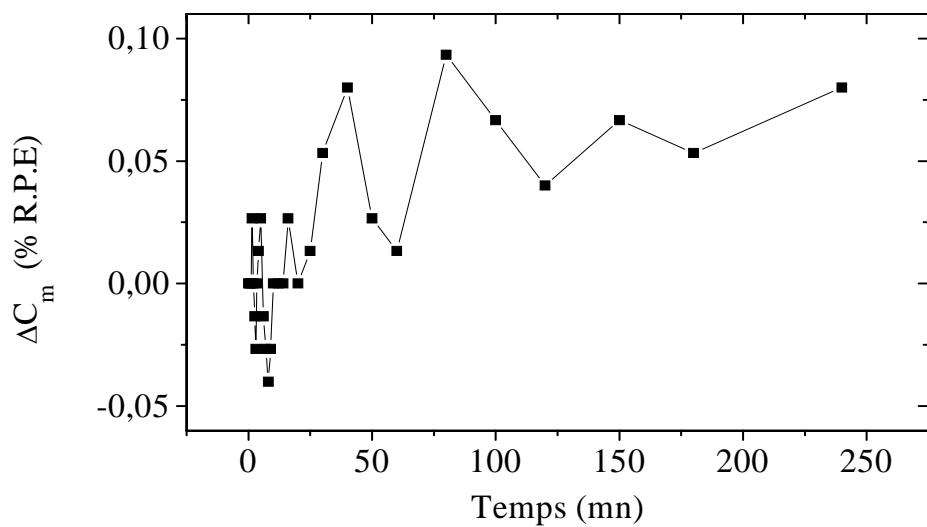


Figure 2. 21b : Dérive temporelle suite au front montant (passage de 1 bar à 6 bars).

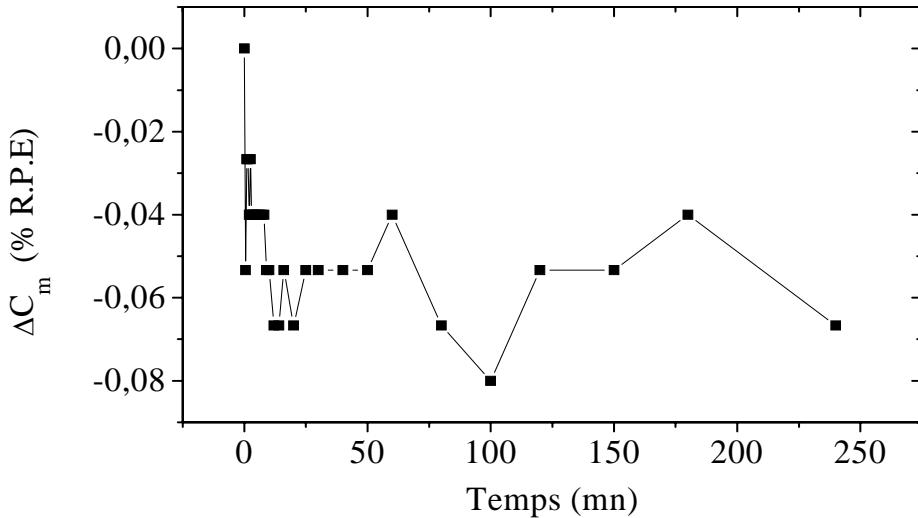


Figure 2. 21.c : Dérive temporelle suite au front descendant (passage de 6 bars à 1 bar).

Nous pouvons remarquer sur la Fig. 45H2. 21a que le temps de réponse de ce type de cellule, sur cette excursion de pression, est très faible. Il n'est d'ailleurs pas significatif puisque les variations de capacité sont inférieures à la précision du dispositif.

D'après les deux courbes 45H2. 21b et 45H2. 21c, il est difficile de déceler un temps de stabilisation puisque nous sommes à la limite de la résolution du système. En réalité, cette étude est complémentaire avec celle sur la reproductibilité. En effet, nous pouvons dire que s'il y avait eu un temps de réponse ou de stabilisation important, nous aurions perçu une dérive dans l'étude de la reproductibilité.

Dérives au court d'un échelon de température

Nous avons mesuré les dérives temporelles de la capacité à la suite d'une variation importante de température telle qu'un front montant ($25^{\circ}\text{C} \Rightarrow 90^{\circ}\text{C}$) puis d'un front descendant ($90^{\circ}\text{C} \Rightarrow -10^{\circ}\text{C}$). Ces mesures sont effectuées à pression atmosphérique pour éviter de superposer des fluctuations dues à une régulation de pression. Les résultats sont donnés sur les Figs. 2. 22a, b et c. Pour les Figs. 2. 22 b et c, le temps $t = 0$ correspond à l'instant où la température de la cellule atteint pour la première fois la valeur attendue.

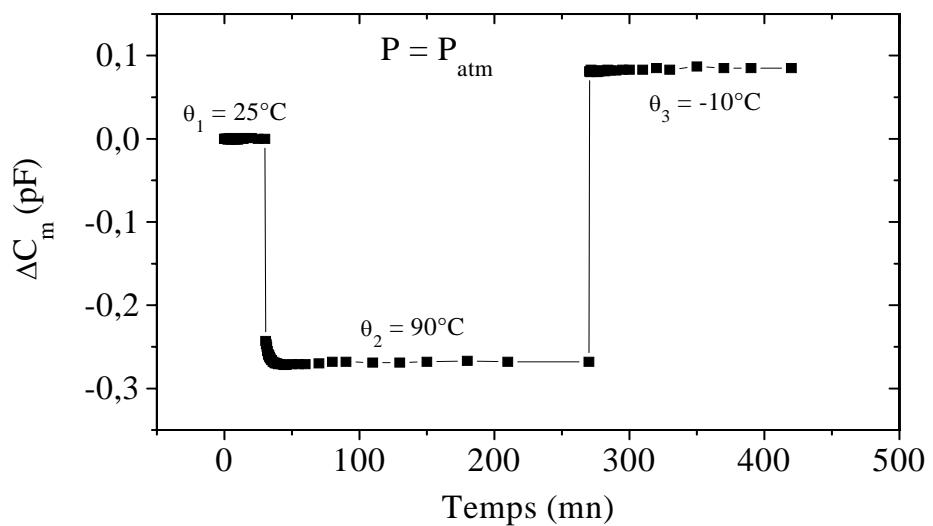


Figure 2. 22a : Réponse temporelle au cours du cycle de température 25°C , 90°C , -10°C , à pression atmosphérique.

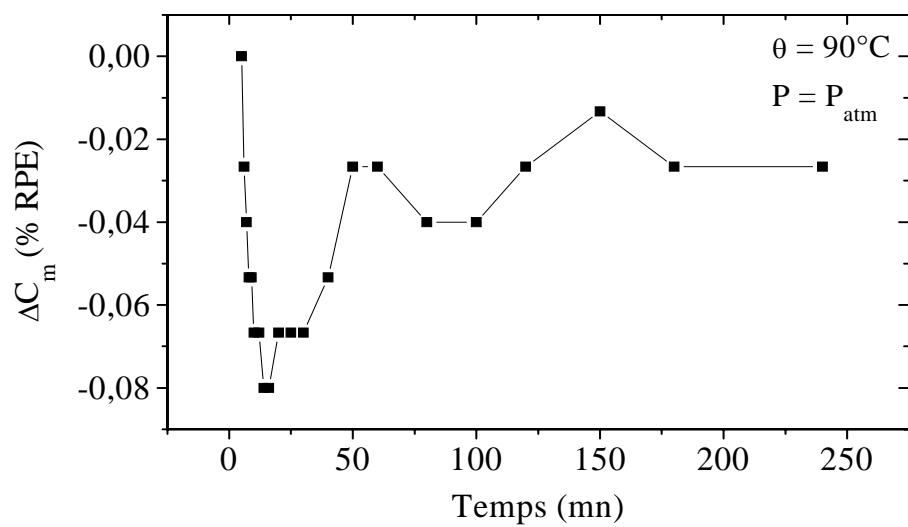


Figure 2. 22b : Dérive temporelle suite à un front montant de température ($25^\circ\text{C} \Rightarrow 90^\circ\text{C}$).

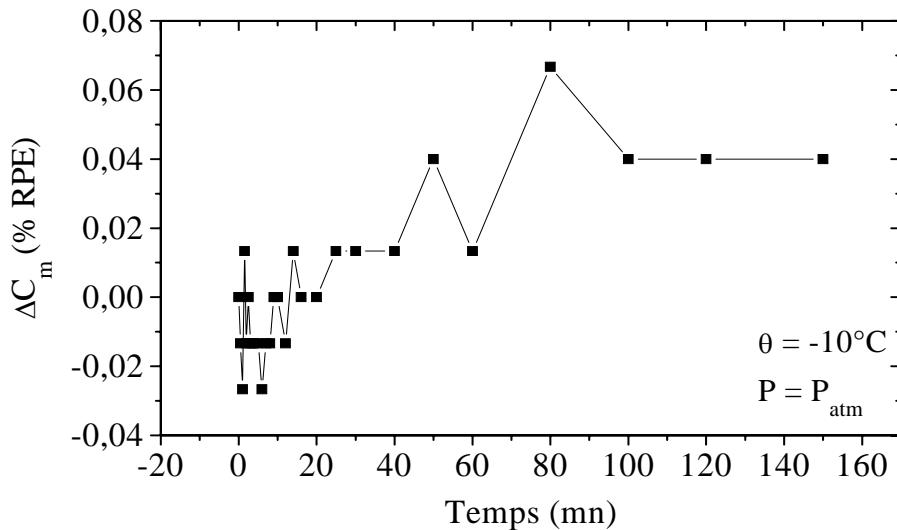


Figure 2. 22c : Dérive temporelle suite à un front descendant de température ($90^{\circ}\text{C} \Rightarrow -10^{\circ}\text{C}$).

Les résultats montrent qu'à la suite d'une variation importante de température, l'amplitude des dérives observées ne dépasse pas les 0,08 %RPE ce qui signifie que l'on est à la limite de la résolution du dispositif expérimental à $P = P_{\text{atm}}$ qui, rappelons-le est de $\pm 0,053$ %RPE.

Si l'on effectue une moyenne sur un grand nombre de mesures, on améliore la résolution. Dans ce cas, nous avons pu déceler un temps de stabilisation d'environ une heure avant de pouvoir faire des mesures à $\pm 0,01$ %RPE près.

Conclusion

Après avoir brièvement décrit le principe de détection de la cellule sensible capacitive, nous avons mesuré ses principales caractéristiques. Le schéma équivalent de cette cellule, aux fréquences moyennes (5 kHz - 500 kHz) est défini par la capacité intrinsèque C_i en parallèle avec une capacité parasite de couplage C_p (de l'ordre de 0,2 pF (cf. annexe A2)) et une conductance de fuite G_i (de l'ordre de 10 nS). Par suite, ces éléments parasites sont négligeables et l'on peut admettre que la cellule sensible se comporte, dans cette gamme de fréquence, comme une capacité pure.

Nous avons également décrit l'ensemble des dispositifs de mesure spécialement conçus pour cette étude. Nous avons pu, au cours de ce chapitre montrer la bonne précision de l'ensemble de ce banc de test qui nous a permis de caractériser de manière précise et reproductible toutes les cellules.

La définition d'un modèle usuel défini par une partie linéaire à laquelle on ajoute un terme de nonlinéarité nous a conduit à évaluer les principales caractéristiques de ce type de cellule sensible. Nous avons également tenté d'évaluer les différentes instabilités comme l'hytérésis, la reproductibilité des mesures en pression ou encore les phénomènes de relaxation dans le temps que ce soit au cours de cycles de pression ou de température. Toutes ces caractéristiques de la cellule sensible sont récapitulées dans le tableau 2- 5 .

D'après ce tableau ci-contre, nous pouvons conclure que cette cellule possède :

- une grande sensibilité à la pression,
- une faible sensibilité à la température,
- une très bonne stabilité.

En revanche, leur réponse en pression présente une nonlinéarité non négligeable, d'autant plus importante que la plage de mesure est grande.

Tableau 2- 5 : Principales caractéristiques de la cellule sensible capacitive.

CELLULE SENSIBLE CAPACITIVE		
Conditions des mesures		
Signal de mesure	Amplitude	1 V
	Fréquence	100 kHz
Plage de mesure en Pression		1 bar / 6 bars
Plage de Température		-10°C / +90°C
Schéma électrique équivalent : $C_i // G_i$		
Capacité au repos		$\approx 34 \text{ pF}$
Conductance		$\approx 10 \text{ nS}$
Réponse en pression à 25°C		
Pression maximale (ou de contact)		17 bars
Sensibilité		1,345 pF / bar (4 % C_o / bar) (*)
Nonlinéarité		$\pm 2,7 \text{ \% .R.P.E.}^{(*)}$
Comportement en température		
Offset (C_o)		- 58,8 PPM/°C
Sensibilité		- 222,2 PPM/°C
Stabilité		
Hystérésis en pression		\leq Résolution ^(**)
Hystérésis en température		\approx Résolution ^(**)
Reproductibilité		\leq Résolution ^(**)
Dérives temporelles		\leq Résolution ^(**)

(*) Valeurs obtenues sur la plage de pression considérée (1 bar / 6 bars)

(**) Résolution du banc de mesure : $\pm 0,053 \text{ \% RPE.}$

Chapitre 3

**Etude du convertisseur
Capacité/Fréquence**

Introduction

Après avoir caractérisé et modélisé les cellules sensibles, nous allons décrire et analyser le fonctionnement du bloc analogique du circuit électronique. Sa principale fonction est de générer un signal périodique dont la période est proportionnelle à la capacité de la cellule.

Nous présenterons, dans une première partie, le principe de fonctionnement de ce circuit. Ensuite, nous évaluerons son comportement par simulation à l'aide du logiciel PSPICE.

Dans la partie suivante, nous détaillerons le dispositif expérimental mis au point pour en faire une évaluation plus fine. Nous déduirons enfin de l'ensemble des résultats donnés par ces outils, un modèle du bloc analogique.

3.1. Description

Le convertisseur étudié dans cette partie a été conçu par Philippe Dondon de l'IXL et réalisé par SGS-Thomson en technologie BiCMOS 2 μm [1-31].

3.1.1. Principe de fonctionnement

Le convertisseur est réalisé par un oscillateur basé sur le principe de la charge et de la décharge à courant constant d'une capacité. Le schéma de l'oscillateur est représenté sur la Fig. 3. 1 .

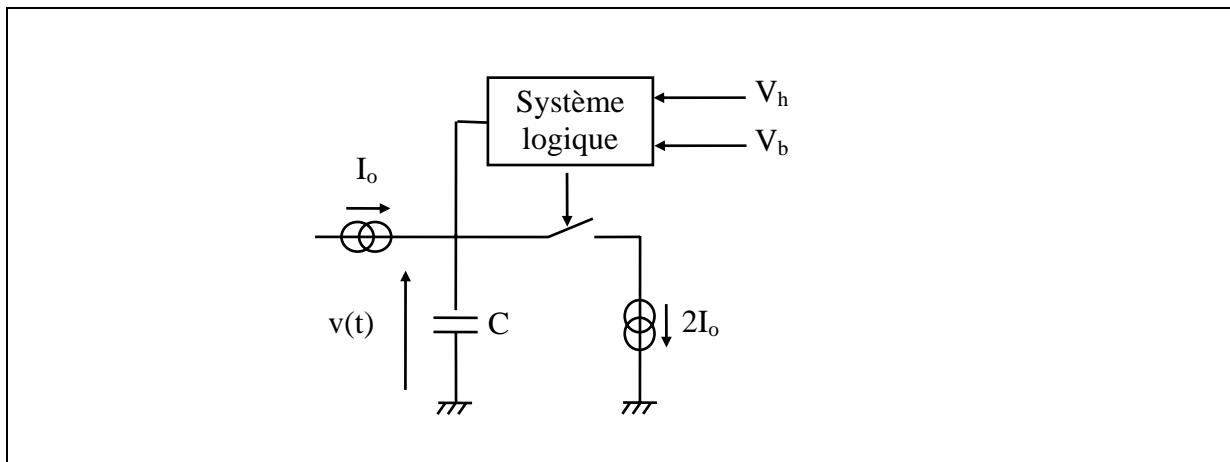


Figure 3. 1 : Principe de fonctionnement de l'oscillateur.

Cet oscillateur comprend deux générateurs de courant I_o et $2I_o$, un interrupteur pour la décharge de la capacité et un système logique pour commander cet interrupteur de manière à ce que la tension $v(t)$ « oscille » entre les valeurs seuils V_b et V_h . La tension $v(t)$ aux bornes de la capacité C a donc la forme d'une onde triangulaire comme le montre la Fig. 3. 2 .

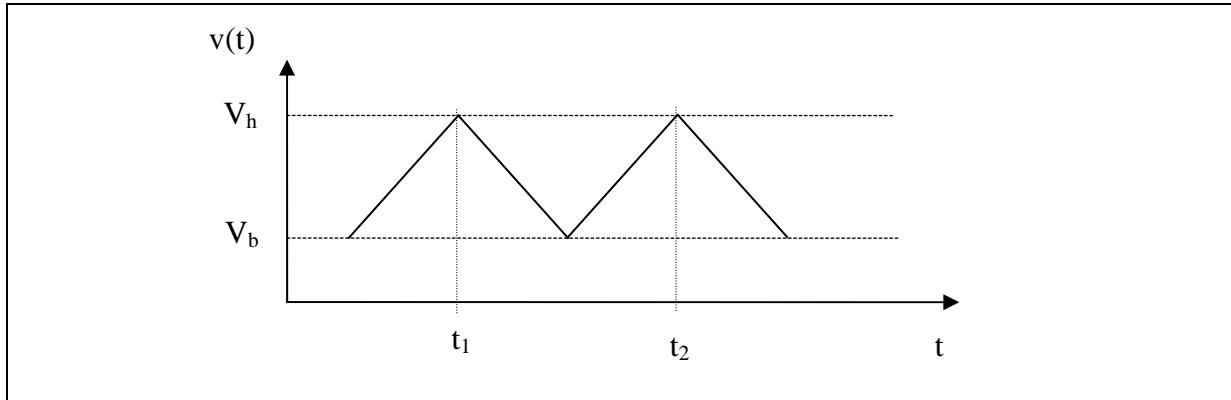


Figure 3. 2 : Allure de la tension aux bornes de la capacité.

La période et la fréquence de l'onde sont respectivement définies par :

$$T(C) = t_2 - t_1 = \frac{2C U_{hb}}{I_o} \quad (\text{III. 1})$$

et $f(C) = \frac{I_o}{2C U_{hb}} \quad (\text{III. 2})$

avec $U_{hb} = V_h - V_b \quad (\text{III. 3})$

La sortie de cet oscillateur est donc un signal dont la période est proportionnelle à la capacité. Sa fréquence $f(C)$ est définie comme l'inverse de la période $T(C)$ et représente donc la fréquence fondamentale du signal triangulaire.

3.1.2. Description des principaux éléments du circuit

A) Alimentation du circuit

D'après le cahier des charges, nous avons vu que le circuit convertisseur devait avoir une faible consommation. C'est pourquoi les éléments ont été conçus pour que le convertisseur fonctionne sous une alimentation de 5 V. On définit donc les valeurs extrêmes de la tension du circuit par : $V_{DD} = 5 \text{ V}$ et $V_{SS} = 0$ (cf. Fig. 3. 3).

B) Elaboration des tensions de seuil

Pour que le circuit fonctionne correctement, il est important que les seuils soient stables et donc qu'ils soient indépendants de la tension d'alimentation et de la température. C'est pourquoi ils ont été générés à partir d'une source de tension appelée « Générateur Bandgap » qui délivre une tension de référence $V_{\text{réf}}$ égale à 1,225 V et qui a une dérive thermique inférieure à 30 PPM/°C [3-1]. Les seuils ont été théoriquement définis de manière à ce que la tension $v(t)$ oscille autour de $V_{DD}/2$ c'est-à-dire tels que :

$$V_b = 2 V_{\text{réf}} \quad (\text{III. 4})$$

et

$$V_h = 3 V_{\text{réf}} \quad (\text{III. 5})$$

Les coefficients multiplicatifs sont obtenus en utilisant des amplificateurs opérationnels (Aop) en mode non-inverseur comme le montre la Fig. 3. 3 .

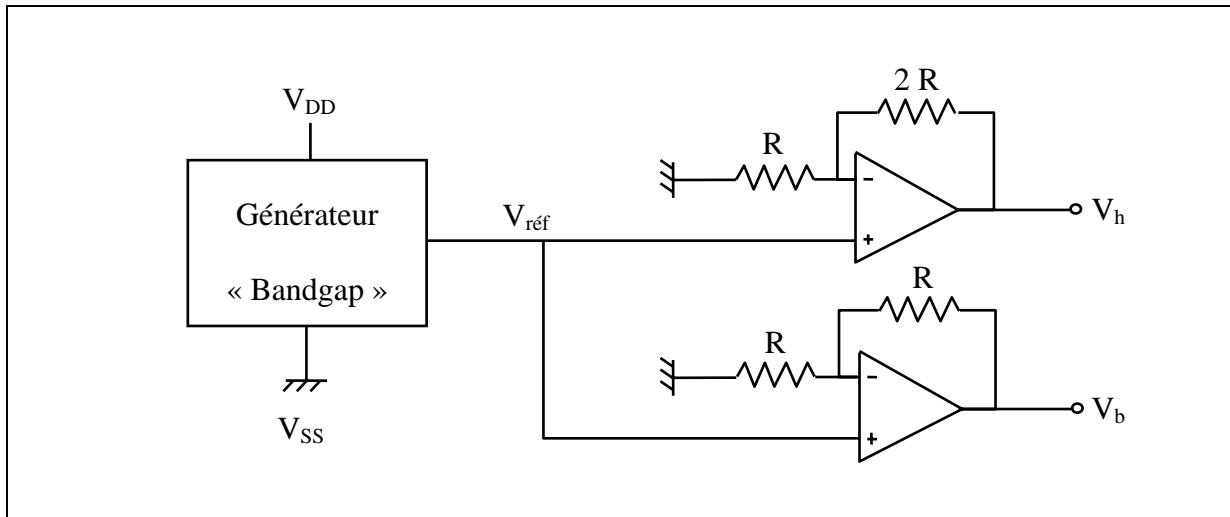


Figure 3. 3 : Générateur des seuils de tension V_h et V_b .

Etant donné que les résistances utilisées sont appairées à $\pm 1 \%$, la dispersion de chaque tension de seuil peut être calculée à partir des relations théoriques applicables aux Aop fonctionnant en mode non-inverseur et en régime linéaire. On a donc, comme dispersion maximum sur chaque seuil :

$$\left| \frac{\Delta V_b}{V_b} \right| \leq \frac{\Delta R}{R} \quad (\text{III. 6})$$

et

$$\left| \frac{\Delta V_h}{V_h} \right| \leq \frac{4}{3} \frac{\Delta R}{R} \quad (\text{III. 7})$$

ce qui nous donne :

$$V_b = 2V_{\text{réf}} \ (\pm 1 \%) \quad (\text{III. 8 a})$$

$$V_h = 3V_{\text{réf}} \ (\pm 1,33 \%) \quad (\text{III. 8 b})$$

soit, dans le pire cas :

$$U_{hb} = V_{\text{réf}} \ (\pm 2,33 \%) \quad (\text{III. 8 c})$$

En ce qui concerne le comportement thermique, on admet que les résistances ont le même coefficient de température puisqu'elles sont issues de la même technologie. Par conséquent, chaque tension de seuil se comporte comme la tension de référence, ce qui s'écrit :

$$\frac{\Delta V_b}{V_b} = \frac{\Delta V_h}{V_h} = \frac{\Delta V_{\text{réf}}}{V_{\text{réf}}} = \pm 15 \text{ PPM} / {}^\circ\text{C} \quad (\text{III. 9})$$

Autrement dit, dans le pire des cas et sur 100°C :

$$U_{hb} = V_{\text{réf}} \ (\pm 0,30 \%) \quad (\text{III. 10})$$

Concernant la dépendance à la tension d'alimentation, nous pouvons dire qu'elle est nulle puisque d'une part, les Aop fonctionnent à un niveau bien en deçà de la tension de saturation et d'autre part, la tension de référence est, par définition indépendante de V_{DD} . De plus, d'après les données du fabricant, nous pouvons admettre que les résistances ont le même coefficient de tension. Par conséquent, la différence de potentiel U_{hb} est indépendante de la tension d'alimentation.

C) Source du courant de charge

Le schéma électrique est représenté sur la Fig. 3. 4 .

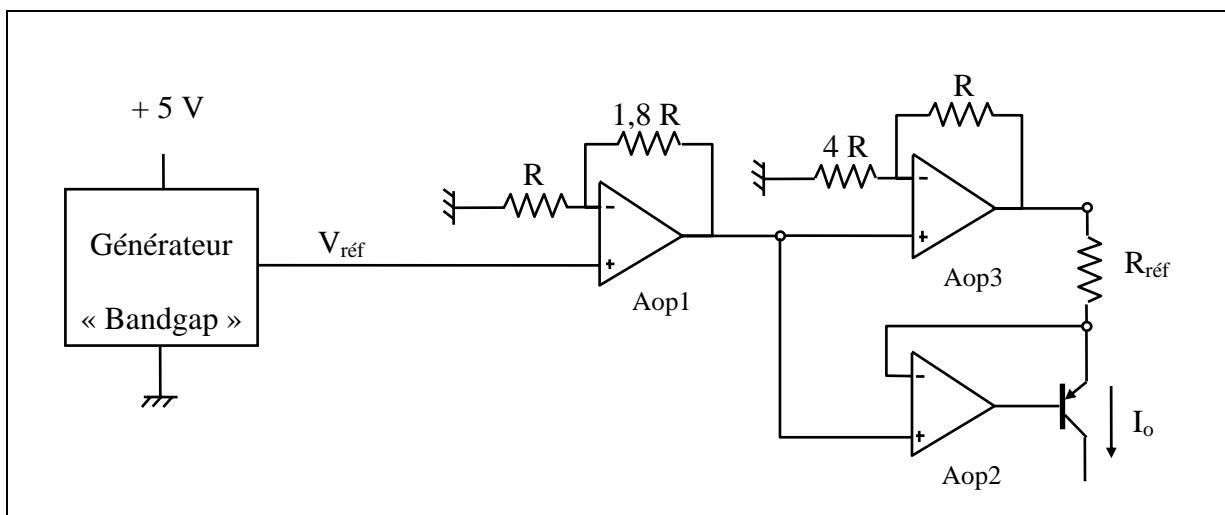


Figure 3. 4 : Schéma électrique du générateur de courant.

L'analyse de ce schéma nous permet de dire que la différence de potentiel aux bornes de la résistance de référence $R_{\text{réf}}$ est égale à $0,7 V_{\text{réf}}$. Autrement dit, en négligeant le courant de base du transistor bipolaire, cette source délivre un courant I_o défini par :

$$I_o = \frac{0,7 V_{\text{réf}}}{R_{\text{réf}}} \quad (\text{III. 11})$$

D'après les données du constructeur du circuit, la dispersion sur la valeur de $R_{\text{réf}}$ est de $\pm 20\%$ de sa valeur nominale. Il s'ensuit que celle sur la valeur de I_o est du même ordre de grandeur.

Toujours d'après les fiches techniques, on a $R_{\text{réf}} = 42,370 \text{ k}\Omega$, ce qui nous donne comme valeur nominale de courant :

$$I_o = 20,2 \mu\text{A} \text{ (à } \pm 20\% \text{).} \quad (\text{III. 12})$$

D) Générateur du courant de décharge

Le courant de décharge ($-I_o$) est obtenu à partir du courant de charge I_o et d'un courant de décharge égal à $-2I_o$ comme le montre la Fig. 3. 1 .

Ce courant de décharge est obtenu par association de miroirs de courant NMOS et PMOS et de deux transistors NMOS ayant leur drain relié de manière à obtenir un courant deux fois plus important. Le schéma électrique est représenté sur la Fig. 3. 5 .

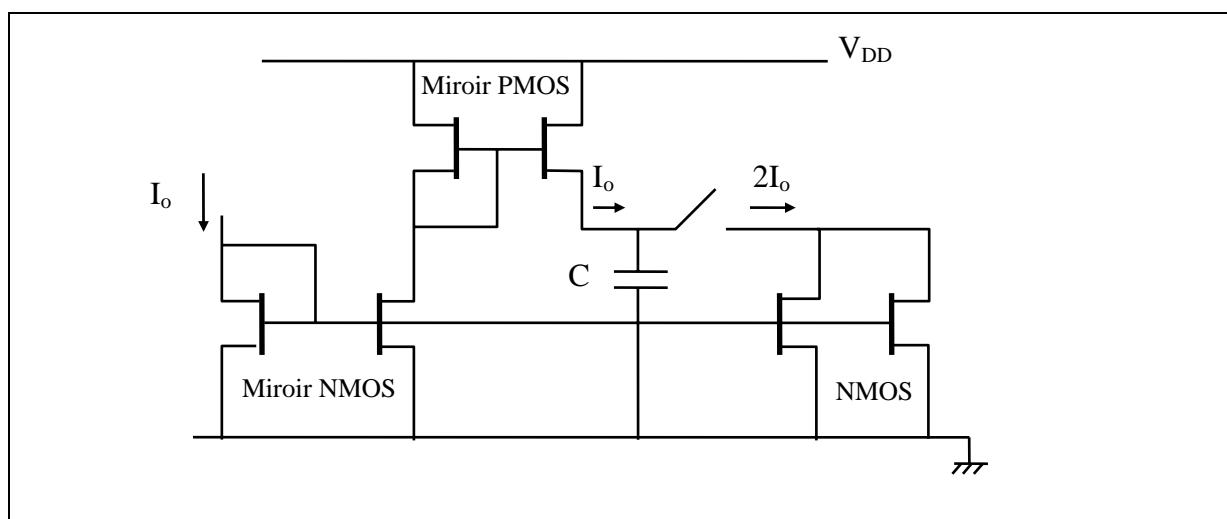


Figure 3. 5 : Schéma électrique de la source de courant de décharge.

Il y a donc une source de courant unique qui permet de générer à la fois le courant de charge et celui de décharge. Ce qui signifie que si les transistors sont bien appairés, la capacité est chargée puis déchargée par un courant de même valeur.

En ce qui concerne la polarisation de la source de décharge, elle se situe en permanence autour de $V_{DD}/2$. C'est dans ce but que les tensions de seuil V_h et V_b ont été choisies de part et d'autre de cette valeur intermédiaire.

E) L'interrupteur

L'interrupteur permettant la décharge de la capacité est basé sur le principe de fonctionnement en commutation de deux transistors complémentaires (MOS N et P) placés en parallèle. La Fig. 3. 6 représente le schéma électrique du dispositif utilisé.

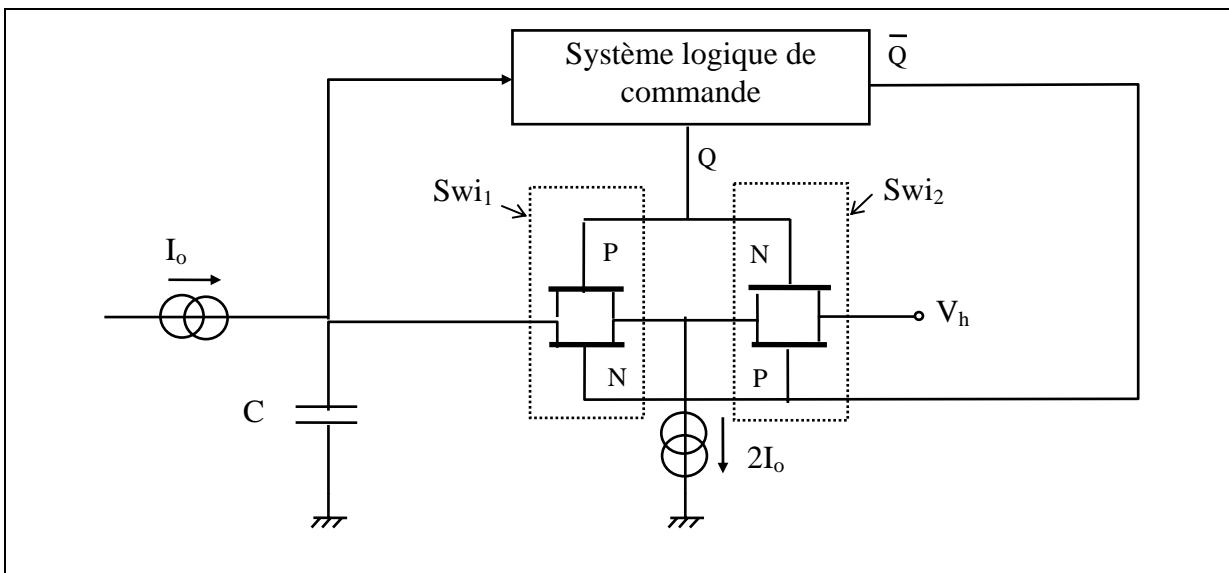


Figure 3. 6 : Schéma électrique de l'interrupteur.

Nous pouvons remarquer que ce dispositif est doté de deux interrupteurs (Swi₁ et Swi₂) pilotés par deux signaux de commande complémentaires (Q et \bar{Q}).

Si la sortie Q du bloc de commande est à 1 (V_{DD}) alors l'interrupteur Swi₁ est ouvert : la capacité C se charge. Lorsque la sortie Q du système logique est à 0 (V_{SS}), l'interrupteur Swi₁ se ferme tandis que Swi₂ s'ouvre : la capacité C peut alors se décharger.

Autrement dit, pendant la charge de C , l'interrupteur Swi₂ assure la continuité de la polarisation de la source de décharge. Ce mode de fonctionnement élimine les retards inhérents aux circuits fonctionnant en discontinu [3-2].

F) Système de commande de l'interrupteur

L'interrupteur Sw_{i1} doit se fermer lorsque la tension $v(t)$ atteint la valeur V_h par valeurs inférieures et s'ouvrir lorsqu'elle atteint V_b par valeurs supérieures (cf. Fig. 3. 2). Le circuit de commande de l'interrupteur est décrit par la Fig. 3. 7.

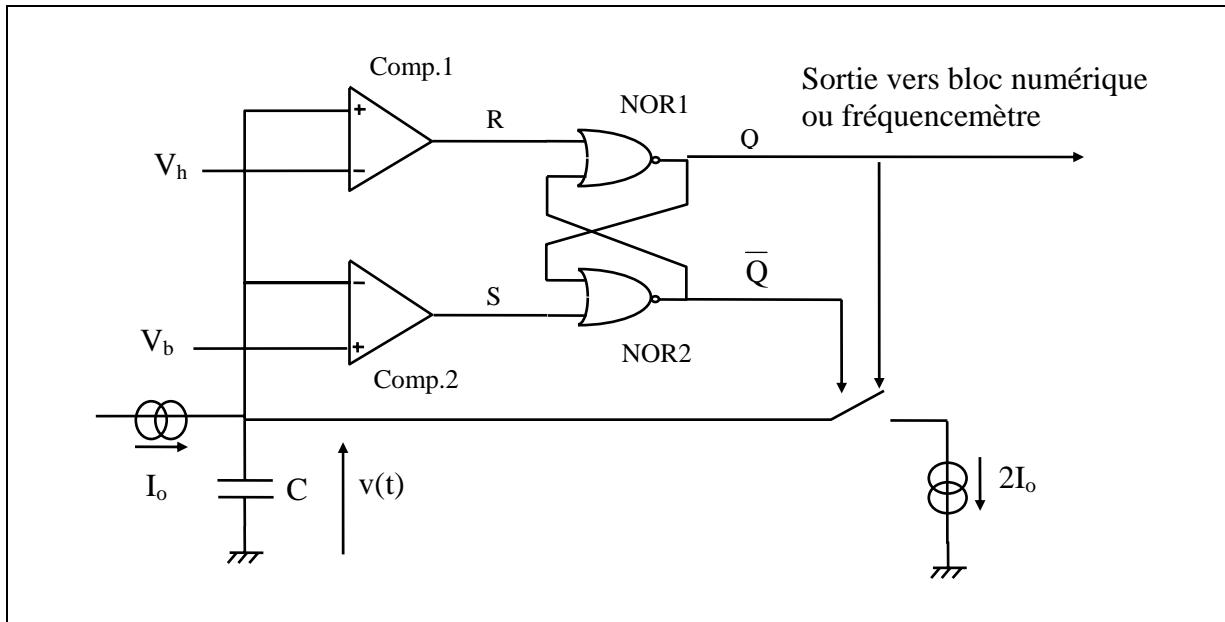


Figure 3. 7 : Schéma électrique du circuit de commande de l'interrupteur.

Ce système comporte deux comparateurs (Comp.1 et Comp.2) et une bascule RS (composée de deux portes NOR (NOR1 et NOR2)) pour obtenir l'effet mémoire. La logique de ce circuit de commande est décrite à partir de la table de vérité de la bascule RS [3- 3]. Son fonctionnement sur une période est résumé dans le tableau 3- 1 .

Tableau 3- 1 : Fonctionnement du système de commande de l'interrupteur au cours d'une période de $v(t)$.

Tension $v(t)$	R	S	Q	Interrupteur	Fonctionnement
$v(t) < V_b$	0	1	1	Ouvert	Charge
$V_b < v(t) < V_h$	0	0	1	Ouvert	Charge
$v(t) > V_h$	1	0	0	Fermé	Décharge
$V_b < v(t) < V_h$	0	0	0	Fermé	Décharge

$v(t) < V_b$	0	1	1	Ouvert	Charge
--------------	---	---	---	--------	--------

En ce qui concerne la technologie utilisée, les comparateurs et les portes NOR ont été choisis de telle sorte que le dispositif soit le plus rapide possible. Leur temps de propagation typique (TP) respectif sont de l'ordre de 90 ns et 2 ns ce qui signifie que le temps de réponse de l'interrupteur est inférieur à 100 ns.

3.1.3. Gamme de tension d'alimentation

D'après le schéma de la Fig. 3. 4 , nous pouvons remarquer que la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel « Aop3 » est égale à $3,5V_{ref}$ c'est-à-dire 4,29 V. Or, la tension de saturation d'un amplificateur opérationnel V_{sat} est définie par :

$$V_{sat} = V_{DD} - V_p \quad (\text{III. 13})$$

avec $V_p \approx 0,1$ V. Cette tension représente la tension de perte dans l'Aop (donnée du constructeur) [3- 4].

Par conséquent, si la tension d'alimentation tombait en deçà de 4,4 V, l'Aop3 fonctionnerait en régime saturé. Le courant I_o ne serait donc plus constant.

En ce qui concerne la valeur limite supérieure de V_{DD} , elle est fixée par la technologie utilisée. La fiche technique du constructeur nous donne : $(V_{DD})_{max} = 11$ V. La tension d'alimentation peut donc être comprise dans l'intervalle suivant :

$$4,4 \text{ V} \leq V_{DD} \leq 11 \text{ V} \quad (\text{III. 14})$$

Après avoir décrit le circuit général, nous allons tout d'abord simuler son comportement, puis le caractériser par des mesures expérimentales.

3.2 Modélisation de l'oscillateur

Cette modélisation a été effectuée pour affiner les expressions (III. 1) et (III. 2), c'est-à-dire pour prendre en compte les non-idealités inhérentes à toute réalisation physique.

La modélisation et la simulation ont été réalisées avec le logiciel PSPICE. Sachant que le circuit est en technologie BiCMOS 2 μm , nous avons utilisé le niveau 2 c'est-à-dire une description faisant intervenir les phénomènes de second ordre non négligeables dans les transistors de petites dimensions (longueurs de canal inférieures à 10 μm).

Nous avons modélisé l'oscillateur à partir des principes énoncés précédemment ainsi que de données fragmentaires communiquées par le constructeur de l'ASIC¹. Les données complémentaires ont été fixées d'une manière plus ou moins arbitraire.

Après avoir défini l'ensemble des macromodèles et des sous-circuits constituant les cellules de base (voir Annexe A3), nous avons modélisé le circuit global de l'oscillateur comme le montre la Fig. 3. 8 . Les paramètres présentés sur cette figure constituent un exemple d'étude possible. Il est bien évident que l'on peut en étudier d'autres comme V_{DD} ou V_{ref} ou encore la température.

Nous pouvons vérifier dans ce modèle que la source de courant de décharge, réalisée par les deux transistors NMOS, est bien issue d'un même générateur de courant.

Par ailleurs, la diode disposée entre l'émetteur et la base du transistor bipolaire, complète la représentation symbolique d'un transistor PNP latéral (ce qui correspond à la technologie réellement utilisée).

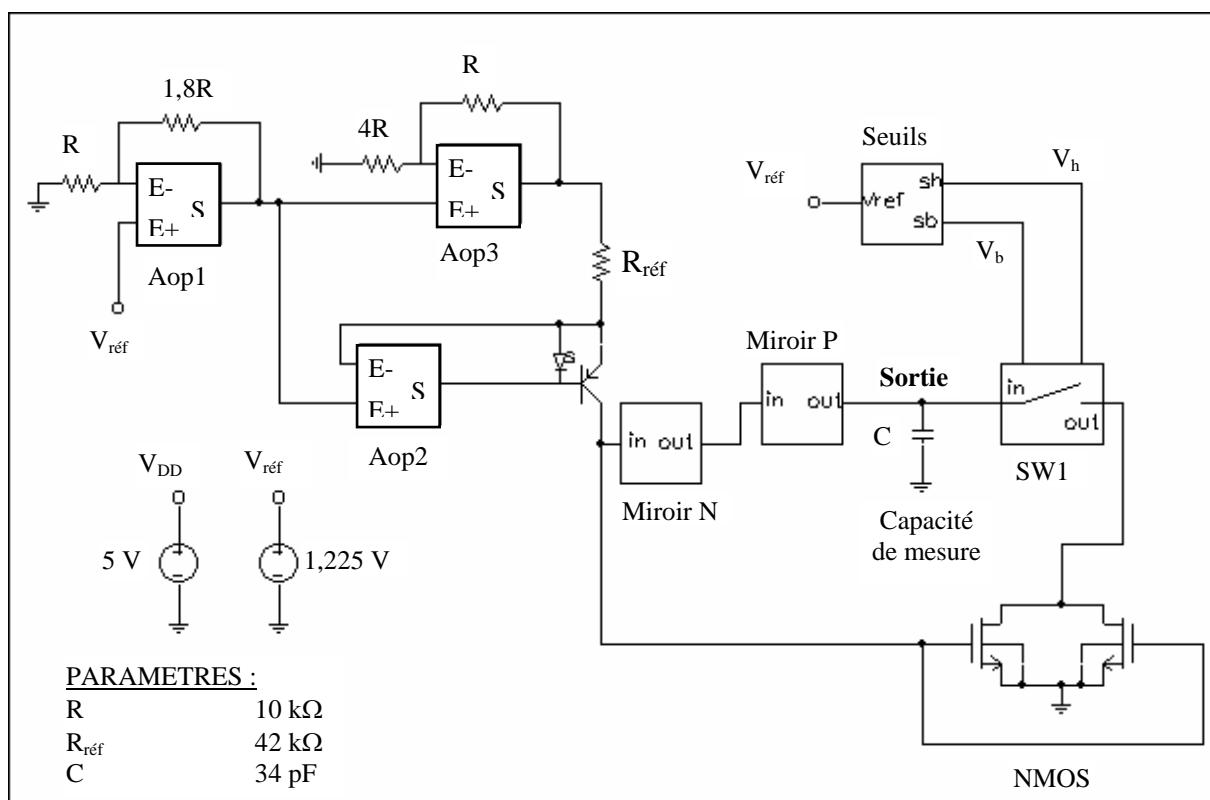


Figure 3. 8 : Modèle électrique de l'oscillateur sur PSPICE.

¹ Abréviation anglosaxonne de « Circuit Intégré Spécifique à une Application »

3.3. Simulation du comportement du convertisseur

Nous avons simulé le comportement du circuit convertisseur par l'intermédiaire de celui du signal $v(t)$ aux bornes d'une capacité C . Nous avons, dans un premier temps, réalisé cette étude à température ambiante pour évaluer ses caractéristiques intrinsèques avant de simuler son comportement en température.

3.3.1. Simulation à température ambiante

A) Validation du modèle de l'oscillateur en régime statique

La simulation a été effectuée en prenant $V_{DD} = 5 \text{ V}$, $V_{réf} = 1,225 \text{ V}$ et $R_{réf} = 42,37 \text{ k}\Omega$. Dans ces conditions, les valeurs obtenues pour les principaux paramètres (V_b , V_h et I_o) ainsi que celles qui ont été fixées par le concepteur, sont regroupées dans le tableau 3- 2 .

Tableau 3- 2 : Comparaison entre valeurs du modèle et les valeurs cibles.

	Valeurs cibles	Résultats du Modèle
Tension de seuil haut (V_b)	2,45 V	2,45 V
Tension de seuil bas (V_h)	3,675 V	3,675 V
Courant (I_o)	20,2 μA	20 μA

Nous pouvons remarquer d'une part que le modèle reflète bien le système réel puisqu'il permet d'obtenir des valeurs quasiment identiques à celles que l'on s'était fixé sur les trois paramètres de base : V_b , V_h et I_o . Ceci étant, nous constatons qu'à faible niveau de courant I_o (20 μA), le courant dévié par l'amplificateur opérationnel « Aop2 » et le courant de base du transistor bipolaire ne sont pas réellement négligeables puisqu'ils représentent 1 % de I_o .

Par conséquent, si on appelle I_o le courant délivré par la source ainsi réalisée, c'est-à-dire le courant collecteur du transistor bipolaire, alors celui-ci s'écrit :

$$I_o = \frac{0,7 V_{réf}}{R_{réf}} - I_B \quad (\text{III. 15})$$

où I_B représente d'une part le courant de contre réaction de l'« Aop2 » et d'autre part le courant de base du transistor bipolaire (voir Fig. 3. 8). Ce courant est donc directement lié à la technologie utilisée.

B) Analyse dynamique de l'oscillateur

La Fig. 3. 9 représente l'évolution au cours du temps de la tension aux bornes d'une capacité C fixée à 34 pF, c'est-à-dire à la valeur approchée de la capacité intrinsèque de la cellule.

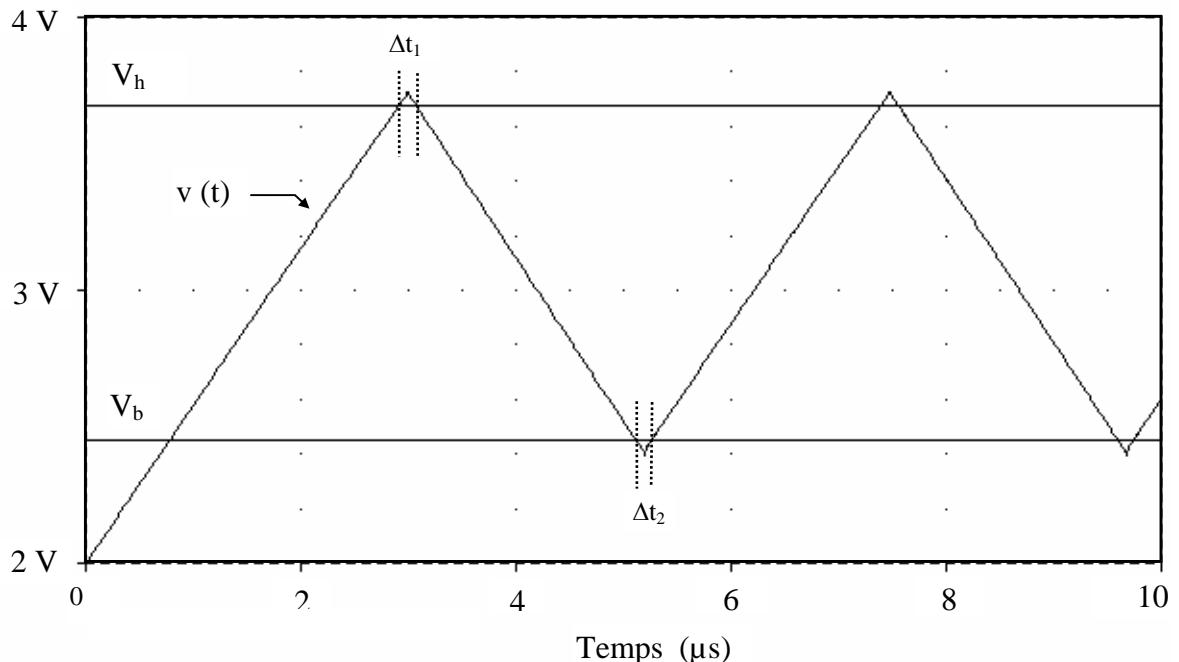


Figure 3. 9 : Simulation de la tension $v(t)$ aux bornes d'une capacité de 34 pF.

Cette figure montre que l'oscillateur délivre bien une onde triangulaire entre deux valeurs seuils de tension. Par contre, nous pouvons remarquer que la transition entre la charge et la décharge de C au niveau des seuils se réalise avec un temps de retard. Ce retard est dû au temps de commutation de l'interrupteur c'est-à-dire au temps de propagation au niveau des comparateurs et des portes logiques (cf. Fig 3. 7). Il existe un retard Δt_1 au niveau du seuil haut, temps de fermeture de l'interrupteur, et un retard Δt_2 au niveau du seuil bas proportionnel au temps d'ouverture de ce même interrupteur. Par conséquent, la période du signal $v(t)$ peut être définie, en première approximation, par la relation :

$$T = \Delta t_r + S \times C \quad (\text{III. 16})$$

avec

$$\Delta t_r = \Delta t_1 + \Delta t_2 \quad (\text{III. 17})$$

et

$$S = \frac{2 U_{hb}}{I_o} \quad (\text{III. 18})$$

où Δt_1 et Δt_2 représentent respectivement le temps de dépassement du seuil haut et celui du seuil bas, tandis que S représente la sensibilité du convertisseur.

a) Evaluation des temps de retard

A partir des données de la Fig. 3. 9 , nous avons mesuré les temps Δt_1 et Δt_2 en utilisant les curseurs du logiciel PROBE associé à PSPICE. Nous avons obtenu les résultats suivants :

$$\Delta t_1 = 168,7 \text{ ns}$$

$$\Delta t_2 = 141,3 \text{ ns}$$

soit un temps de retard global :

$$\Delta t_r = 310 \text{ ns}$$

Autrement dit, si l'on compare (III. 16) avec (III. 1), on se rend compte que ce phénomène introduit un « offset » qui se traduit par une erreur systématique sur la période. Avec ces valeurs, qui sont fonctions des caractéristiques des composants utilisés, nous avons évalué une erreur relative sur la période d'environ 7,4 % ce qui n'est pas tout à fait négligeable. On comprend donc la nécessité d'utiliser les composants les plus rapides possibles pour minimiser cette erreur.

Pour obtenir une précision $\Delta t_r/T$ inférieure à 3 % avec ce modèle tout en gardant les mêmes valeurs de I_o et U_{hb} , il faudrait que la capacité de mesure soit supérieure à 85 pF.

b) Etude du courant circulant dans C

Comme nous l'avons vu précédemment, l'oscillateur est basé sur le principe de la charge et de la décharge d'une capacité à courant constant. Nous avons donc reporté sur la Fig. 3. 10 la variation au cours du temps du courant circulant dans la capacité C. Cette figure nous montre que le courant circulant dans la capacité C est alternatif ce qui conduit bien à la charge et à la décharge de cette capacité.

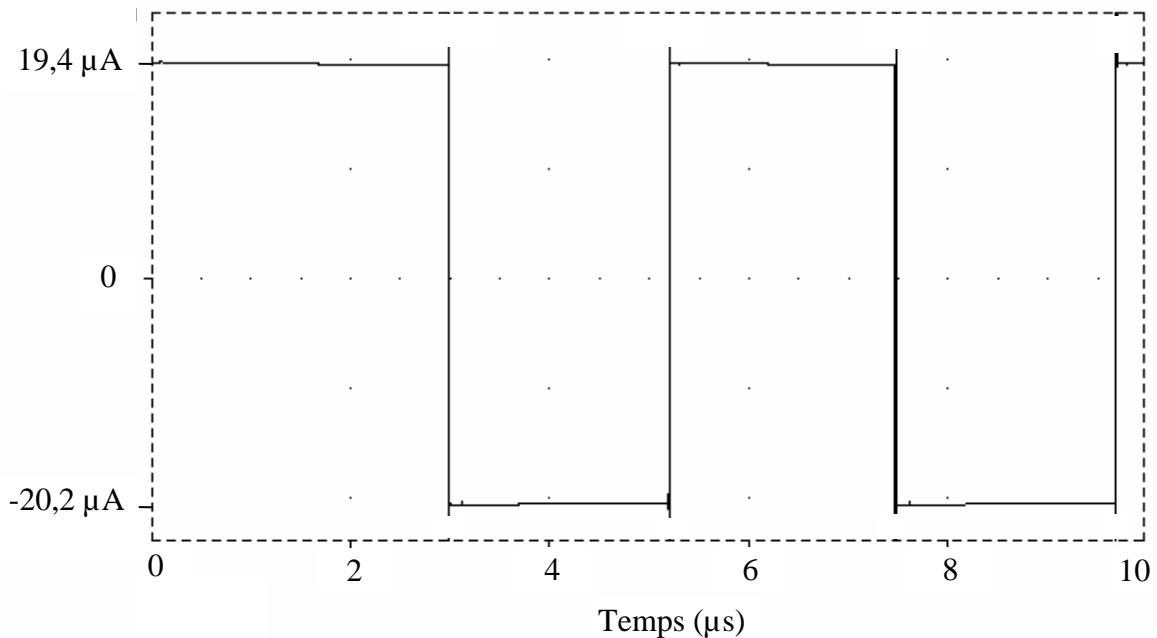


Figure 3. 10 : Courant dans la capacité au cours du temps.

Nous pouvons remarquer que les courants de charge (positif) et de décharge (négatif) ne sont pas égaux en valeur absolue. Cela signifie que le signal triangulaire aux bornes de C n'est pas symétrique. Cette dissymétrie peut s'exprimer par le rapport cyclique R_C qui est défini par :

$$R_C = \frac{t_c}{t_c + t_d} \quad (\text{III. 19})$$

où t_c et t_d représentent respectivement le temps de charge et de décharge de C. D'après la simulation, nous avons obtenu $R_C = 50,7\%$.

Les Figs. 3. 11 a et b représentent un agrandissement de chacun des deux niveaux de courant c'est-à-dire la variation relative du courant respectivement pendant la charge et la décharge de C. Il apparaît clairement sur ces deux figures que ces courants ne sont pas constants pendant chaque « demie » période.

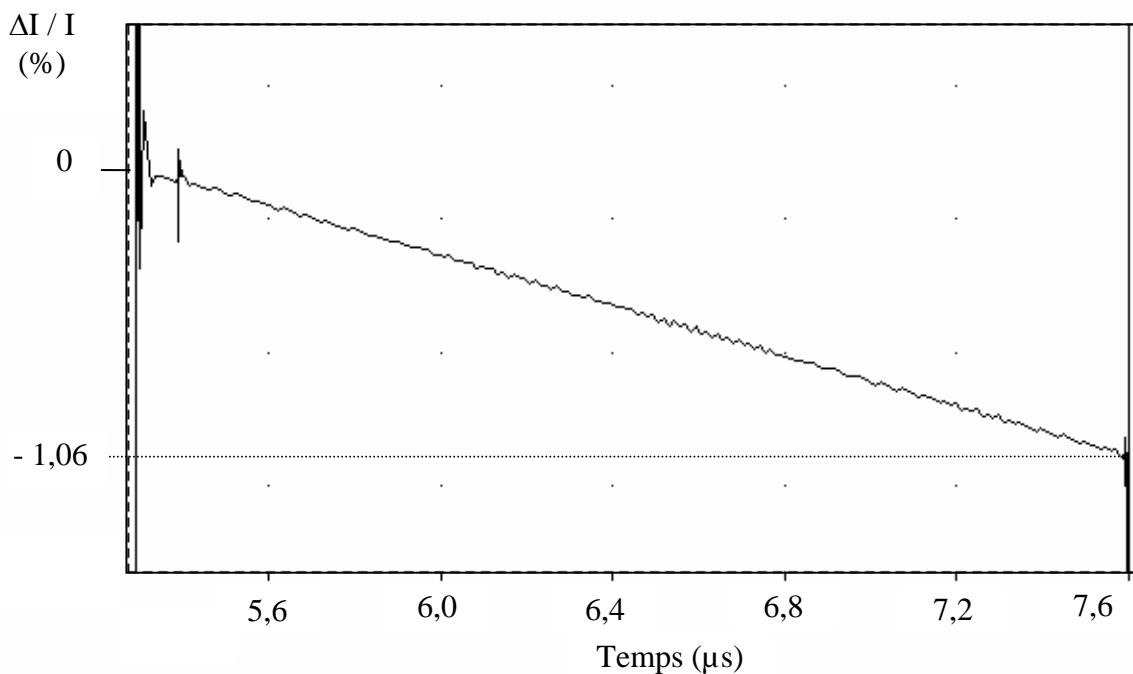


Figure 3. 11 a : Courant dans la capacité au cours du temps pendant la charge de C.

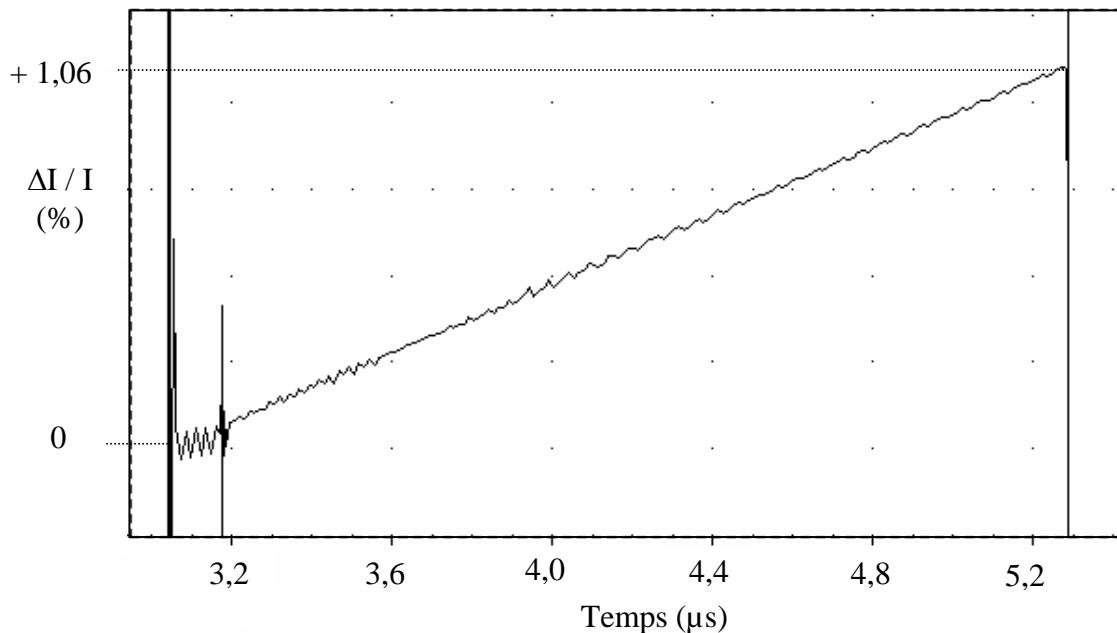


Figure 3. 11 b : Courant dans la capacité au cours du temps pendant la décharge de C.

Par ailleurs, nous pouvons également remarquer sur ces figures qu'il existe des instabilités au moment de chaque commutation de l'interrupteur. Ces « impulsions » sont dues à une injection de charges à travers les capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} des transistors constituant l'interrupteur. Ces discontinuités sont donc inhérentes à la conception

même de l'interrupteur. Nous avons détaillé son fonctionnement dans l'annexe A3. Il ressort de cette étude que l'impulsion introduite sur $v(t)$ par ce phénomène, génère une erreur sur la période du signal qui est fonction du rapport C_{gd}/C . Cela correspond, dans notre cas ($C = 34 \text{ pF}$), à une erreur inférieure à 0,05 %. Nous rediscuterons de ce phénomène dans le chapitre 5.

c) Discussion

D'après les résultats de simulation, nous avons vu que les courants de charge et de décharge de la capacité n'étaient pas égaux en valeurs absolue et qu'ils variaient au cours de chaque demie-période.

Cette fluctuation du courant peut s'expliquer par la coexistence de deux phénomènes : d'une part, la conductance de sortie g_d des transistors MOS n'étant plus négligeable lorsqu'on travaille avec des transistors de petites dimensions (modulation de la longueur effective du canal), le courant de saturation varie proportionnellement à la différence de potentiel entre le drain et la source [3-5]. Toutefois, comme nous ne connaissons pas toutes les caractéristiques des transistors utilisés, il ne nous est pas possible d'évaluer précisément ce phénomène. Par ailleurs, l'impédance d'entrée des deux comparateurs qui n'est pas infinie dévie une partie du courant que l'on appellera « courant de fuite ».

En supposant, pour simplifier, que l'impédance d'entrée des comparateurs est équivalente à une résistance, il est possible de décrire le fonctionnement de l'oscillateur pendant la charge et la décharge de C par les deux circuits électriques de la Fig. 3. 12. Sur ces deux schémas, la résistance R_{in} représente la résistance d'entrée équivalente de l'oscillateur.

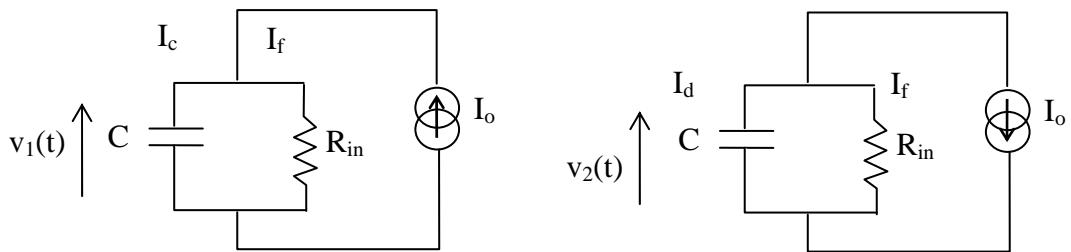


Figure 3. 12 : Modélisation du courant de fuite pendant la charge et la décharge de C

En prenant I_o constant, la loi des noeuds nous permet d'écrire :

$$I_c = I_o - I_{f1} \quad (\text{III. 20 a})$$

et $I_d = I_o + I_{f2} \quad (\text{III. 20 b})$

De plus, pour une tension v donnée, les courants de fuite I_{f1} et I_{f2} dans R_{in} sont identiques pendant la charge et la décharge, et égaux à :

$$I_f(t) = v(t) / R_{in} \quad (\text{III. 21})$$

Par conséquent, d'après les relations (III. 20 a), (III. 20 b) et (III. 21), on peut constater d'une part que les courants I_c et I_d varient en fonction du temps comme la tension et d'autre part que $|I_c| \neq |I_d|$ ce qui rend bien compte de ce que nous observons sur les Figs. 3. 10, 3. 11 a et b.

L'existence de ce courant de fuite variable a plusieurs conséquences sur le fonctionnement de l'oscillateur. Il introduit la dissymétrie du signal que l'on quantifie par le rapport cyclique, il déforme l'onde triangulaire en introduisant une nonlinéarité sur $v(t)$ et enfin il génère une gigue de la fréquence de ce même signal [3-6].

Concernant la mesure du rapport cyclique, si l'on considère que les tensions $v_1(t)$ et $v_2(t)$ atteignent les tensions V_h et V_b respectivement au bout des temps t_c et t_d , alors, le rapport cyclique peut s'écrire de la façon suivante :

$$R_C \approx \frac{1 + \frac{V_h}{R_{in} I_o}}{2 + \frac{U_{hb}}{R_{in} I_o}} \quad (\text{III. 22})$$

L'application numérique nous donne $R_C = 50,7\%$, ce qui correspond au résultat obtenu en simulation.

En ce qui concerne la nonlinéarité du signal la résolution des équations différentielles qui régissent le comportement des deux circuits de la Fig. 3. 12 nous permet d'écrire :

$$v_1(t) = (V_b - R_{in} I_o) \text{Exp}\left(\frac{-t}{\tau}\right) + R_{in} I_o \quad (\text{III. 23 a})$$

$$v_2(t) = (V_h + R_{in} I_o) \text{Exp}\left(\frac{-t}{\tau}\right) - R_{in} I_o \quad (\text{III. 23 b})$$

où $\tau = R_{in} C$ représente la constante de temps du circuit. Si l'on considère que t est très petit devant τ , le développement limité de l'exponentielle autour de zéro peut s'écrire de la façon suivante :

$$\text{Exp}\left(\frac{-t}{\tau}\right) \approx 1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2\tau^2} - \dots \quad (\text{III. 24})$$

Par conséquent, en se limitant au second ordre, les relations (III. 23a et b) deviennent :

$$v_1(t) \approx V_b + \frac{1}{C} \left(I_o - \frac{V_b}{R_{in}} \right) \times t \times \left(1 - \frac{t}{2R_{in}C} \right) \quad (\text{III. 25 a})$$

et $v_1(t) \approx V_h - \frac{1}{C} \left(I_o + \frac{V_b}{R_{in}} \right) \times t \times \left(1 + \frac{t}{2R_{in}C} \right) \quad (\text{III. 25 b})$

Ces deux dernières expressions montrent que, pour $t = T/2$, la présence de R_{in} introduit une nonlinéarité maximum définie par le rapport $T/(4R_{in}C)$. Cela signifie que pour une technologie de comparateur donnée, l'erreur de nonlinéarité sera plus ou moins négligeable suivant la valeur de la capacité mesurée C .

Dans notre cas, les comparateurs réels ayant une entrée de type bipolaire, nous avons fixé la valeur de la résistance R_{in} à $10 \text{ M}\Omega$. Autrement dit, pour $C = 34 \text{ pF}$, on a une nonlinéarité maximum de l'ordre de 0,4 %.

L'existence de ce courant de fuite nous amène à modifier l'expression de la période T du signal $v(t)$. A partir des relations (III. 16) et (III. 20a et b) et en négligeant le retard de commutation Δt_r , la période T peut s'écrire de la façon suivante:

$$T = t_c + t_d \quad (\text{III. 26})$$

soit :

$$T = \frac{U_{hb}C}{I_o - \frac{v}{R_{in}I_o}} + \frac{U_{hb}C}{I_o + \frac{v}{R_{in}I_o}} \quad (\text{III. 27})$$

d'où :

$$T \approx S \left(\frac{1}{1 - \left(\frac{v}{R_{in}I_o} \right)^2} \right) C \quad (\text{III. 28})$$

A partir de cette relation (III. 28), il apparaît que la période T est fonction de la tension $v(t)$. Cela signifie qu'au cours du temps, la fréquence du signal « oscille »:

On appelle cette fluctuation de la fréquence, la « gigue » de l'oscillateur que l'on peut exprimer par :

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min} \quad (\text{III. 29})$$

ce qui donne après développement :

$$\Delta f = \frac{1}{\tau} \frac{< v >}{R_{in}I_o} \quad (\text{III. 30})$$

où

$$< v > = \frac{V_h + V_b}{2} \quad (\text{III. 31})$$

L'application numérique nous donne une gigue de 45 Hz.

C) Simulation de la réponse du convertisseur (C variable)

Nous avons observé la variation de la tension $v(t)$ lorsqu'on a fait varier la capacité. Le résultat de l'analyse dynamique est donné par la Fig. 3. 13 . Nous n'y avons fait apparaître que le résultat obtenu pour trois valeurs de capacité pour ne pas surcharger la figure. Les seuils haut et bas sont également représentés pour pouvoir estimer le temps de réponse du système de l'interrupteur avec sa commande.

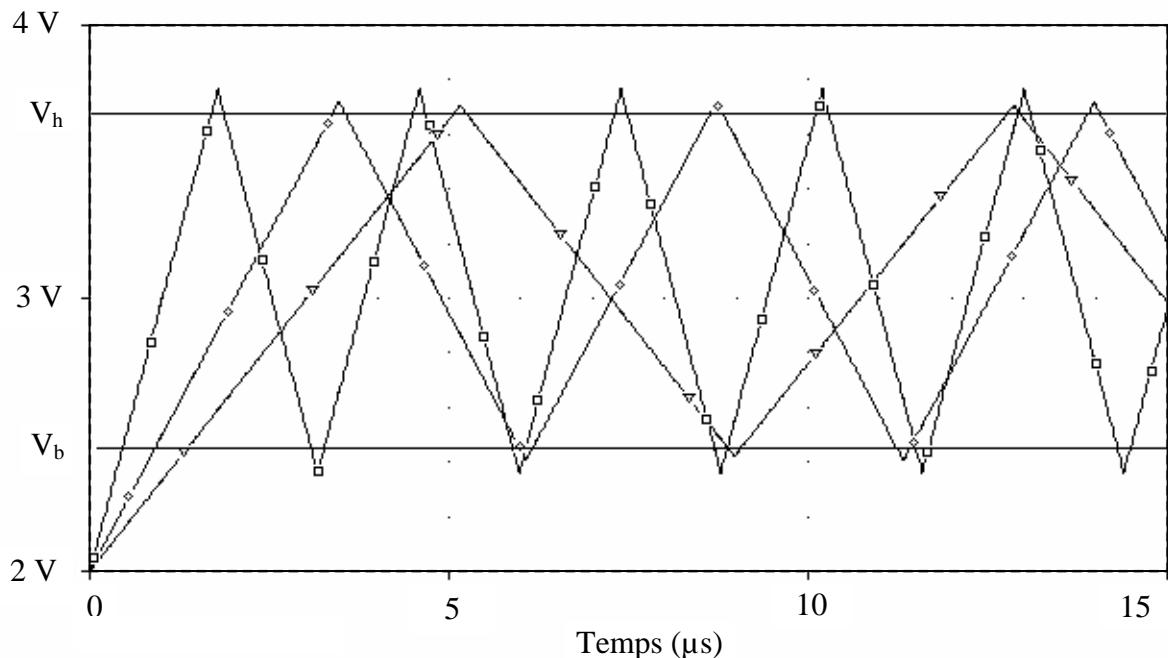


Figure 3. 13 : Analyse transitoire de la tension aux bornes de différentes capacités à température ambiante.

Pour chaque courbe, les symboles (\square), (\diamond) et (∇) correspondent respectivement aux différentes valeurs de C : 20 pF, 40 pF et 60 pF.
A partir des courbes $v(t)$ obtenues pour chaque valeur de C , nous pouvons tracer la réponse du convertisseur $T(C)$ (cf. Fig. 3. 14).

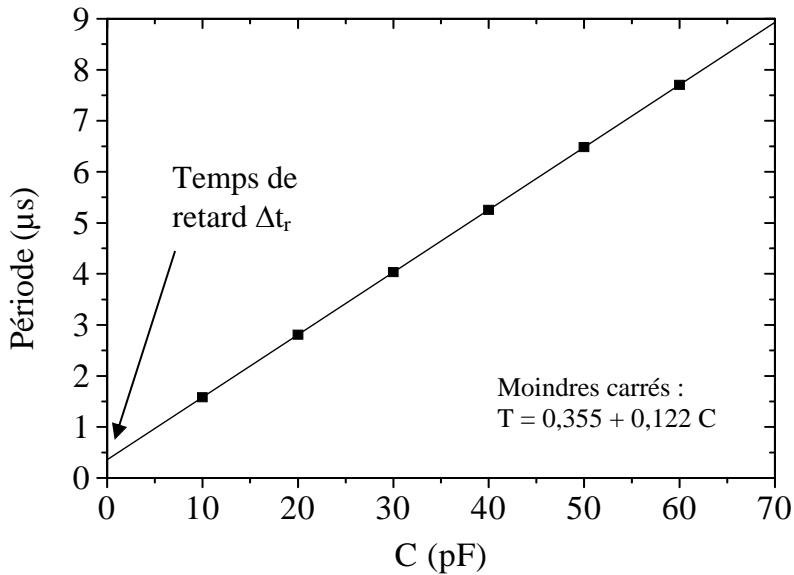


Figure 3. 14 : Réponse du convertisseur à température ambiante.

D'après cette courbe de réponse, nous pouvons dire que la période simulée est proportionnelle à la capacité de mesure. De plus, nous constatons que la droite des moindres carrés ne passe pas par l'origine du repère. L'ordonnée à l'origine ($0,35 \mu\text{s}$) correspond au temps de retard global (Δt_r) que nous avons mis en évidence précédemment. La légère différence au niveau des valeurs observées provient de l'approximation de la méthode des moindres carrés ajoutée à l'incertitude des mesures.

Ce résultat confirme que l'on peut modéliser la réponse de l'oscillateur par une relation linéaire du même type que l'expression (III. 16).

Par ailleurs, sachant que Δt_r est constant, la tension de dépassement des seuils dépend de la capacité mesurée. C'est pourquoi nous pouvons observer sur la Fig. 3. 13 que plus la valeur de la fréquence augmente (c'est-à-dire plus C est faible) plus les dépassements des seuils sont importants.

3.3.2. Simulation de la sensibilité de l'oscillateur à la température

Cette section consiste à simuler le comportement thermique de l'oscillateur. Par hypothèse, on admet en première approximation que la température n'a d'influence que sur la valeur de la résistance $R_{\text{réf}}$ et que cet effet peut être décrit par une loi de type parabolique du type (données constructeur) :

$$R_{\text{réf}}(\theta) = R_{\text{réf}}(25^\circ\text{C}) \cdot [1 + \alpha_1(\theta - 25) + \alpha_2(\theta - 25)^2] \quad (\text{III. 32})$$

avec $\alpha_1 = 3.10^{-5} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ et $\alpha_2 = 6.10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-2}$.

La variation en température de la tension $V_{\text{réf}}$ étant négligeable par rapport celle de la résistance, la variation relative de la source de courant est égale à l'opposé de celle de $R_{\text{réf}}$ (cf. éq. III. 11).

De plus, nous avons considéré que le retard global Δt_r d'une part et la différence de potentiel entre les seuils U_{hb} d'autre part, restaient invariants avec la température.

A) Comportement de l'oscillateur suivant la valeur de C

Dans l'hypothèse simplificatrice où le courant de fuite est tel que $I_f \ll I_o$ et dans le cas où il reste constant en température, la dérivée partielle logarithmique de la période par rapport à la température peut s'écrire de la manière suivante :

$$\frac{\partial T}{T} = - \left(1 - \frac{\Delta t_r}{T} \right) \frac{\partial I_o}{I_o} \quad (\text{III. 33})$$

ou encore, d'après (III. 15) et en négligeant le retard Δt_r :

$$\frac{\partial T}{T} = - \left[\frac{\partial V_{\text{réf}}}{V_{\text{réf}}} - \frac{\partial R_{\text{réf}}}{R_{\text{réf}}} + \frac{\partial \beta}{\beta} \left(\frac{1}{\beta+1} \right) \right] \quad (\text{III. 34})$$

sachant que $I_B = I_E / (\beta+1)$ au niveau du transistor PNP.

Or, nous avons vu d'une part, que la dérive thermique de la tension de référence $V_{\text{réf}}$ était très faible ($< 30 \text{ PPM}/^\circ\text{C}$) comparée à celle de la résistance $R_{\text{réf}}$ (cf. III. 32). D'autre part, comme le gain β est de l'ordre de 100, on peut négliger le dernier terme de (III. 34).

Par conséquent, il vient :

$$\frac{\partial T}{T} = \frac{\partial R_{\text{réf}}}{R_{\text{réf}}} \quad (\text{III. 35})$$

Cela signifie que, si les capacités mesurées sont telles que $T \gg \Delta t_r$ et ont une dérive thermique négligeable, alors celle de la période sera identique (en valeur relative) à la dérive thermique de la résistance $R_{\text{réf}}$ du générateur de courant. C'est ce que nous pouvons observer sur la

Fig. 3. 15 où sont reportées les simulations pour différentes valeurs de C. On voit que lorsque la capacité mesurée augmente, la dérive thermique de la période tend vers celle de la résistance $R_{\text{réf}}$.

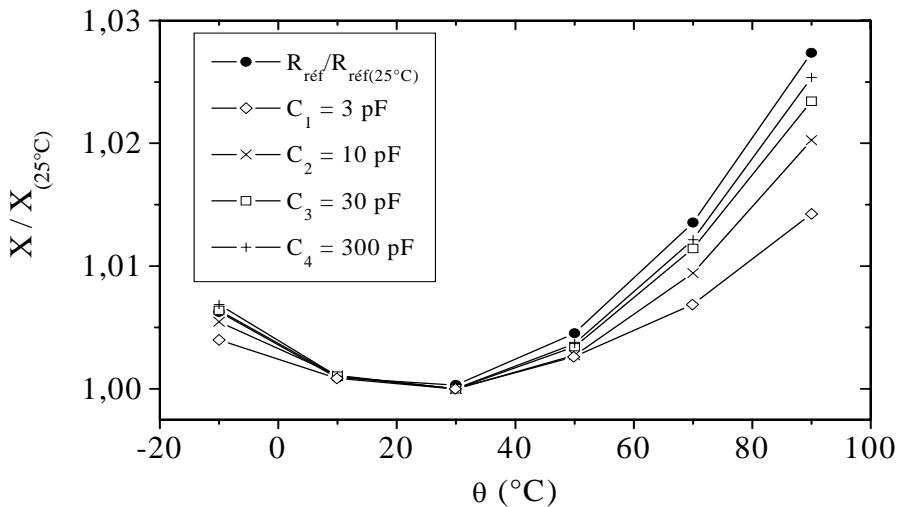


Figure 3. 15 : Dérives thermiques des périodes pour différentes capacités et dérive thermique de la résistance $R_{\text{réf}}$ (les valeurs sont normalisées par rapport aux valeurs prises à 25°C).

B) Etude du cas : $C = 34 \text{ pF}$

Nous allons maintenant considérer le cas où la valeur de C correspond à celle de la cellule sensible ($C = 34 \text{ pF}$). L'objectif est de déterminer une expression analytique qui nous permettra, par la suite, de faire des comparaisons avec les résultats expérimentaux. Nous pouvons observer, sur la Fig. 3. 16 , l'effet de la température sur le signal $v(t)$ obtenu par simulation. La variation en température de la période de ce signal est représentée sur la Fig. 3. 17 .

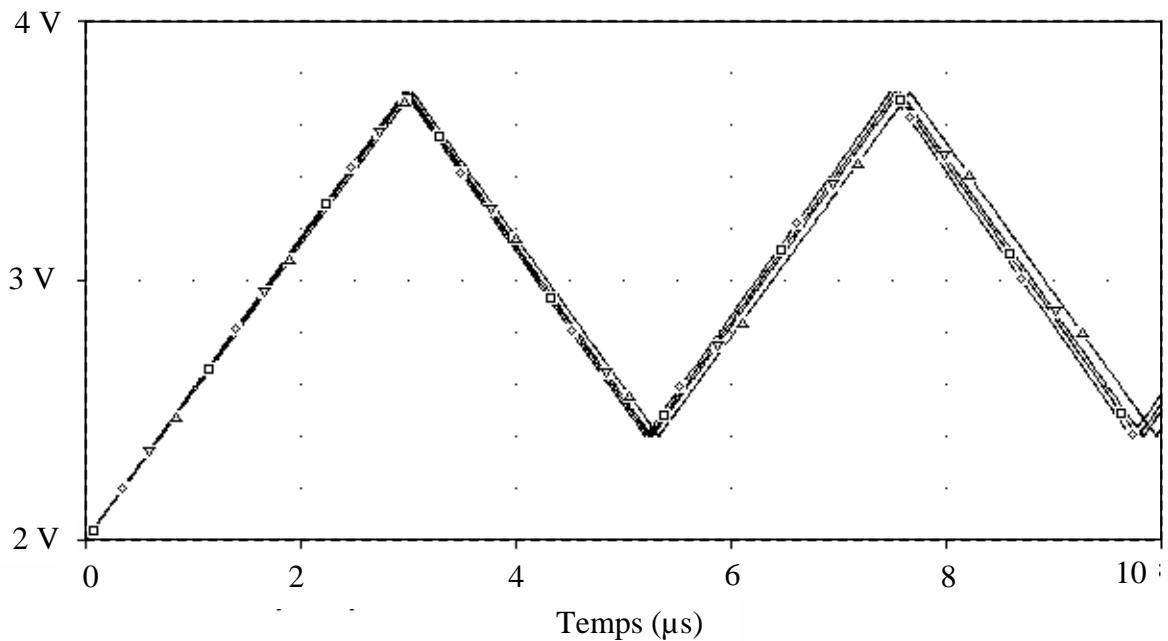


Figure 3. 16 : Effet de la température sur le signal $v(t)$ en ne considérant que la variation de $R_{réf}$. Les différents symboles (carrés, losange, triangle bas et triangle haut) sont respectivement attribués aux températures croissantes : -10°C, 30°C, 70°C et 90°C.

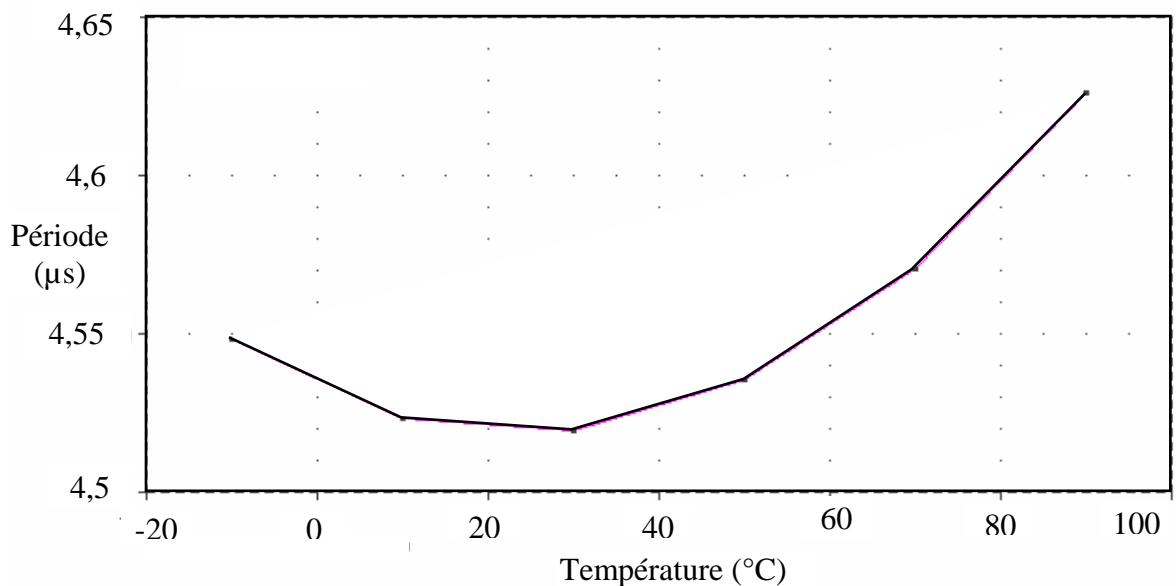


Figure 3. 17 : Dérive thermique de la période de $v(t)$ pour $C = 34 \text{ pF}$.

Nous avons modélisé cette dérive thermique par un polynôme de régression d'ordre 2. Ce polynôme est le suivant :

$$T_{(2)}(\theta) = 4,53 - 1,21 \times 10^{-3} \theta + 2,49 \times 10^{-5} \theta^2 \quad (\text{en } \mu\text{s}) \quad (\text{III. 36})$$

Afin de pouvoir comparer la dérive thermique de la période et celle de la résistance $R_{\text{réf}}$, nous avons calculé le polynôme $T_{(2)}(\theta)/T_{(2)}(25^{\circ}\text{C})$ et nous avons obtenu :

$$T_{(2)}(\theta)/T_{(2)}(25^{\circ}\text{C}) = 1,0033 - 2,68 \times 10^{-4} \theta + 5,51 \times 10^{-6} \theta^2 \quad (\text{III. 37})$$

Or, d'après (III. 32) on a :

$$R_{\text{réf}}(\theta)/R_{\text{réf}(25^{\circ}\text{C})} = 1,003 - 2,69 \times 10^{-4} \theta + 6 \times 10^{-6} \theta^2 \quad (\text{III. 38})$$

Nous retrouvons donc que la période a le même comportement thermique que la résistance de référence de la source de courant. La légère différence peut s'expliquer par le coefficient introduit par le retard de commutation.

3.4. Caractérisation

La caractérisation a été effectuée dans le but de préciser la valeur des différents paramètres du modèle développé à partir de la simulation comportementale et d'évaluer les caractéristiques ignorées par ce modèle.

3.4.1. Dispositif expérimental

Comme pour l'étude de la cellule sensible, nous avons réalisé un dispositif de test spécifique pour la caractérisation du convertisseur.

A) Description du matériel utilisé

Ce dispositif peut être schématisé par la Fig. 3. 18 .

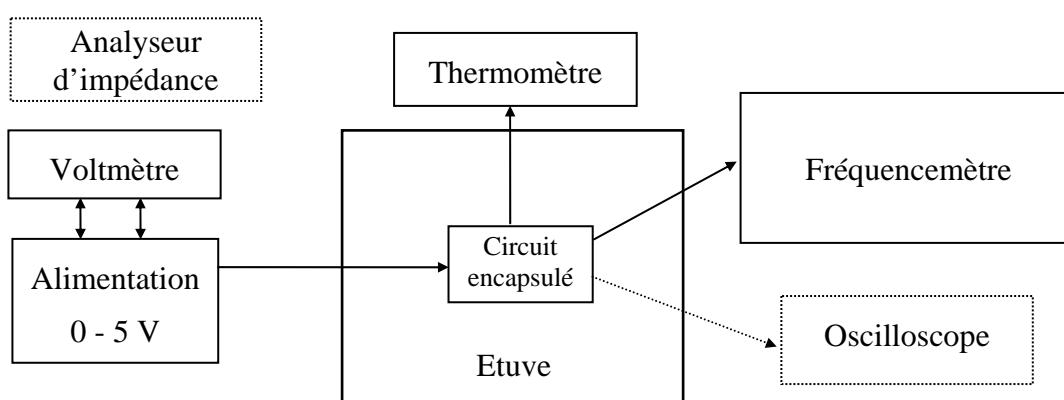


Figure 3. 18 : Schéma du dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du convertisseur Capacité / Fréquence.

Il y a une étude préalable qui consiste à caractériser des capacités céramiques nécessaires à l'étude du convertisseur. C'est pourquoi l'impédancemètre cité dans le chapitre précédent fait également partie de la liste du matériel utilisé.

Nous avons regroupé dans le tableau 3- 3 l'ensemble de ce matériel avec ses principales caractéristiques.

Tableau 3- 3 : Principales caractéristiques du matériel utilisé.

MESURANDE	APPAREIL DE MESURE		
	Type	Précision ^(*)	Résolution ^(*)
Capacité	Impédancemètre (20 Hz - 2 MHz)	0,07 % L ^(**)	± 1 fF
Température	Thermocouple type K	0,1%L ^(**) + 0,7°C	± 0,1 °C
Période	Fréquencemètre Universel (10 Hz - 120 MHz)	3.10 ⁻⁵	± 0,1 ns
Fréquence		3.10 ⁻⁵	± 1 Hz

^(*) dans les conditions expérimentales de mesure

^(**) L représente la valeur mesurée ou la lecture sur l'appareil de mesure

Montage du circuit

Le circuit électronique complet est une puce de $3,5 \text{ mm}^2$ que l'on a reporté avec une colle conductrice sur une embase de type TO3.

Comme le support de la puce est le même que celui de la cellule, nous l'avons encapsulé de la même manière c'est-à-dire avec le même type de bloc métallique étanche que celui utilisé pour la cellule (voir Fig. 2. 5).

Dispositif d'accès à la mesure

Nous avons conçu et réalisé un dispositif le plus simple possible nous permettant à la fois d'alimenter le circuit, de connecter des condensateurs sur l'oscillateur et de mesurer le signal de sortie que ce soit avec un fréquencemètre ou un oscilloscope. Ce dispositif est décrit par le synoptique de la Fig. 3. 19 .

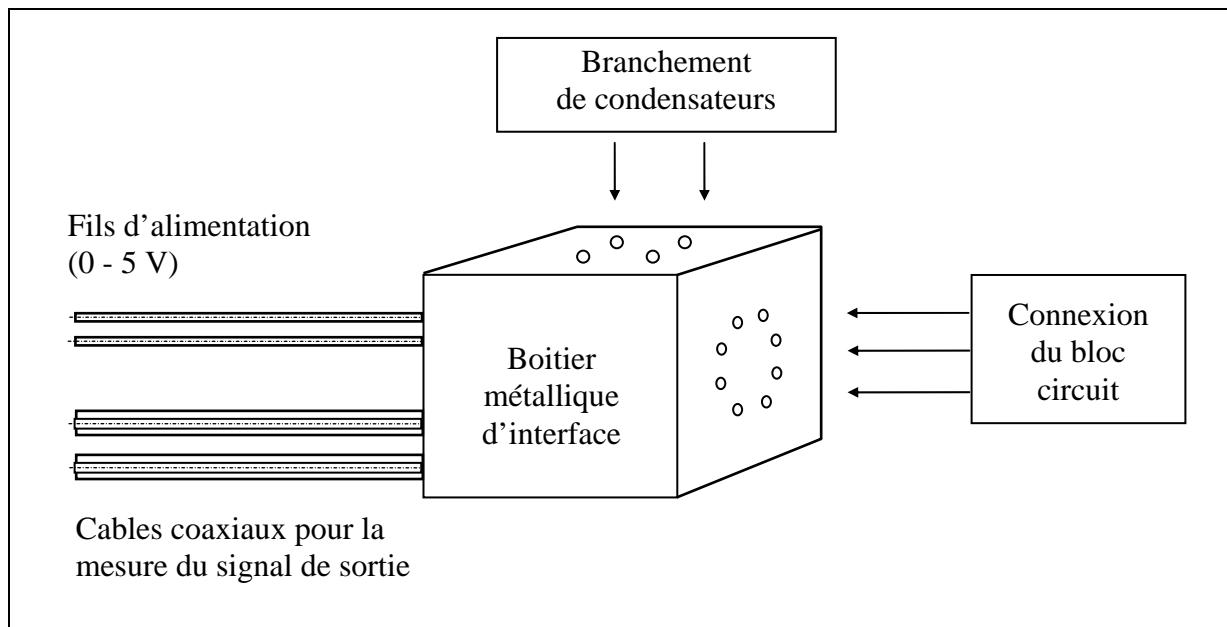


Figure 3. 19 : Synoptique du dispositif d'accès à la mesure du circuit.

Un tel dispositif a l'avantage de fixer les capacités parasites de couplage et de minimiser toute autre influence extérieure du type rayonnement électromagnétique puisqu'il est totalement blindé.

B) Conditions de mesures

Il est difficile d'effectuer des mesures fiables directement sur le signal triangulaire. En effet, l'impédance d'entrée des différents appareils modifie totalement la configuration et donc le fonctionnement du circuit (cf. § 3.3.1.B.c). Le moyen le moins perturbateur est de visualiser ce signal à l'oscilloscope en utilisant obligatoirement des sondes compensatrices. Ceci étant, la précision des mesures étant de 5 % environ, il n'est pas possible, de définir ainsi de façon précise les différents paramètres de l'oscillateur et/ou du convertisseur. L'oscilloscope ne sert qu'à observer de façon qualitative la forme des signaux. C'est pourquoi les mesures de période (et/ou de fréquence) ont été effectuées avec un fréquencemètre universel sur le signal de commande, c'est-à-dire sur une des deux sorties de la bascule RS (voir Fig. 3. 7). En effet, ce signal rectangulaire a, par définition, exactement la même fréquence que celle du signal triangulaire. De plus, ce signal n'est pas affecté par l'impédance d'entrée des appareils de mesure.

Pour ce qui a trait aux mesures de courant, celui fourni par la source (I_o) ne peut pas être mesuré directement car nous n'avons pas accès à la résistance $R_{réf}$. C'est pourquoi nous avons évalué le courant de charge (I_c) en mesurant la tension aux bornes d'une résistance de test R_t branchée à la place d'une capacité. Cette mesure n'est valable que si

l'impédance d'entrée du voltmètre est très supérieure à R_t ce qui est le cas puisque la valeur de cette résistance est de $150 \text{ k}\Omega$. Elle a été choisie de telle sorte que la tension à ses bornes ne dépasse pas V_h (cf. Tableau 3- 1).

Nous avons obtenu, à température ambiante : $I_c \approx 20,4 \mu\text{A}$.

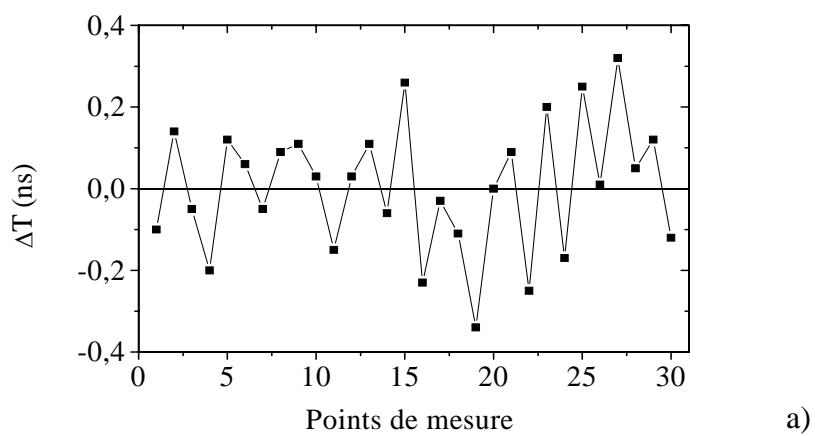
Nous avons donc caractérisé d'une part le comportement de l'oscillateur en fonction de différents facteurs d'influence, en mesurant la période avec une capacité fixe de 34 pF et d'autre part, celui du convertisseur, en étudiant la réponse $T(C)$.

C) Résolution et précision de l'ensemble du dispositif de test

L'objectif est d'évaluer le poids des erreurs de mesure dues à l'ensemble du dispositif. La résolution est définie par l'ensemble des fluctuations observées en sortie en tenant également compte du bruit de mesure du dispositif. La précision du dispositif fait intervenir celle des différents appareils de mesure.

Bruit sur les mesures de fréquence

Tout paramètre d'influence étant stable par ailleurs, il existe des fluctuations de la mesure de la fréquence (ou de la période) à température ambiante. Nous pouvons assimiler cette dispersion des valeurs à du bruit de mesure. Ce bruit peut avoir plusieurs origines comme le bruit basse fréquence [3-7] mais aussi la gigue de l'oscillateur définie par (III. 30). Nous avons mesuré l'amplitude de ce bruit dans le cas où une capacité céramique de 34 pF est connectée sur l'oscillateur. Les Figs. 3. 20 a et b illustrent les résultats de cette analyse respectivement sur la période et sur la fréquence.



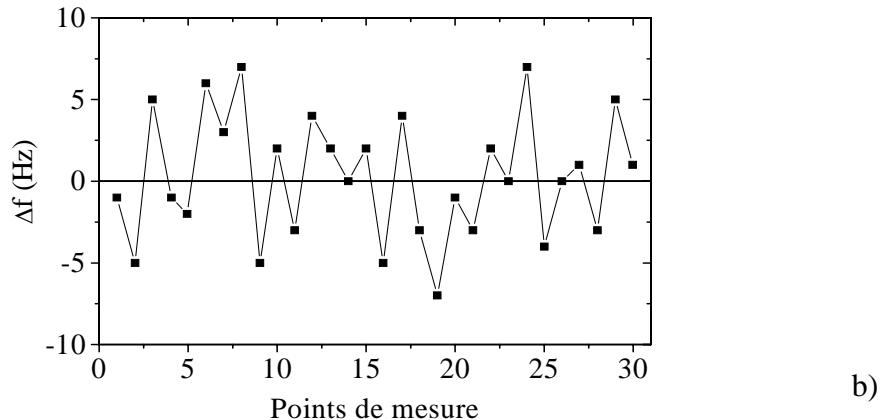


Figure 3.20 : Bruit de mesure du dispositif avec une capacité céramique de 34 pF ; a) mesures de la période T ; b) mesures de fréquence f.

Il ressort de cette expérience que les mesures de période et/ou de fréquence sont bruitées. Dans ces conditions, nous pouvons déterminer la dispersion des mesures en calculant leur écart type σ défini par la valeur quadratique moyenne des mesures. D'après les résultats obtenus sur une série de 30 mesures, on trouve un écart type de $\pm 0,2$ ns sur T et de ± 4 Hz sur f. L'écart type sur la période sera noté ΔT_B dans le calcul de la résolution du dispositif.

Ces résultats montrent que le bruit est bien inférieur à celui auquel on pouvait s'attendre causé entre autres par la gigue (45 Hz). Cela vient du fait que, de par son principe de mesure sur plusieurs périodes, le fréquencemètre intègre plus ou moins ces fluctuations.

Bruit généré par la régulation de la température

Compte tenu du modèle de la réponse du convertisseur que nous avons étudié dans la section 3.3.2, en négligeant le terme lié au courant de fuite, nous pouvons calculer l'erreur introduite par une fluctuation de température de la façon suivante :

$$dT_0 = \frac{\partial T}{\partial \theta} d\theta + \frac{\partial C}{\partial \theta} d\theta \quad (\text{III. 39 a})$$

En ce qui concerne les fluctuations générées par la régulation de l'étuve, celles-ci ont déjà été définies dans la section 2.2.1. Nous avions trouvé une fluctuation de $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Cet écart de température entraîne une variation à la fois de la source de courant et de la capacité mesurée.

C'est pour cela que nous avons préalablement mesuré la dérive thermique des capacités céramiques de test.

La Fig. 3. 21 nous montre les dérives des capacités céramiques de 10 pF, 34 pF, 46 pF et 99 pF par rapport à leur valeur prise à 30°C.

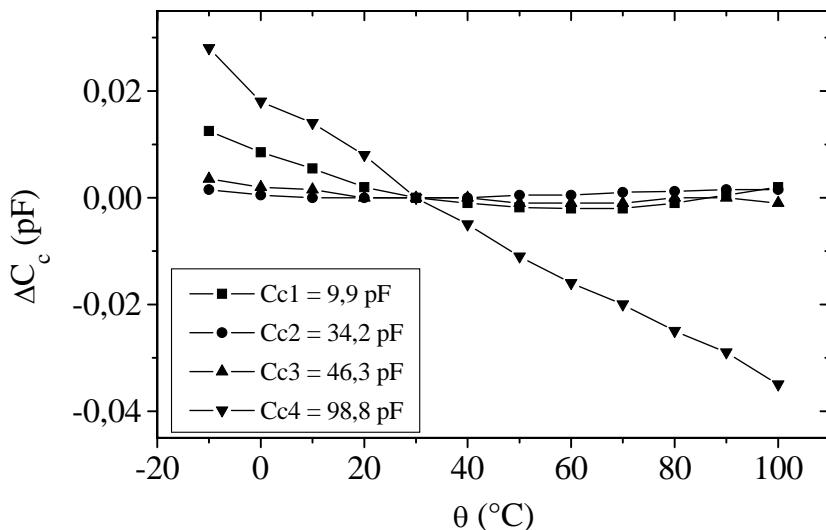


Figure 3. 21 : Dérives thermiques des capacités céramiques C_c par rapport aux valeurs prises à 30°C.

Nous constatons que la variation maximale de la capacité de 98,8 pF, sur cette plage de température, est inférieure à 65 fF ce qui correspond à une variation relative inférieure à 10 PPM/°C. En d'autres termes, une fluctuation de 0,1°C entraîne une variation de C_c inférieure à 0,1 fF. Par conséquent, nous utiliserons ces capacités comme étant invariantes en température.

Par conséquent, l'équation (III. 39a) devient, en variations maximales :

$$\Delta T_0 = \frac{\partial T}{\partial \theta} \Delta \theta \quad (\text{III. 39b})$$

Dispersion maximale sur la période : Résolution

La dispersion peut se définir à partir de la somme des erreurs que nous venons de déterminer c'est-à-dire des erreurs liées au bruit de mesure d'une part et aux fluctuations de température d'autre part.

Or, en supposant que Δt_r , U_{hb} et C sont indépendants de θ , on a :

$$\Delta T_\theta = -\frac{2 U_{hb} C}{I_o^2} \times \frac{\partial I_o}{\partial \theta} \Delta \theta \quad (\text{III. 39c})$$

ou encore, d'après (III. 11) :

$$\Delta T_\theta = -\frac{2 U_{hb} C}{0,7 V_{ref}} \times \frac{\partial R_{ref}}{\partial \theta} \Delta \theta \quad (\text{III. 39d})$$

Pour une capacité C de 34 pF et à la température maximum de 90°C (erreur maximum), nous avons, à partir de (III. 36) :

$$\left. \frac{\partial T}{\partial \theta} \right|_{\theta=90^\circ C} = 3,3 \text{ ns}/^\circ C$$

Autrement dit, pour le calcul de la résolution, on prend $\Delta \theta = \pm 0,1^\circ C$:

d'où **$\Delta T_\theta = \pm 0,33 \text{ ns}$** .

Nous pouvons donc calculer la résolution ϵ_r comme étant la somme des erreurs relatives :

$$\epsilon_r \approx \frac{\Delta T_B}{T} + \frac{\Delta T_\theta}{T} \quad (\text{III. 40})$$

ce qui nous donne :

$$\epsilon_r \approx 0,01 \% \text{ de la mesure.}$$

Nous pouvons dire que le dispositif ainsi utilisé possède une résolution suffisante compte tenu des objectifs fixés par le cahier des charges et de la précision du système (cf. § 3.3.1.B.a).

Quant à la précision du dispositif ϵ_p , si l'on prend $\Delta \theta = \pm 0,89^\circ C$ (cf. tableau 2-3) cela nous donne :

$$\Delta T_\theta = \pm 2,94 \text{ ns}$$

d'où **$\epsilon_p = 0,36 \% \text{ de la mesure.}$**

3.4.2. Etude de l'oscillateur

Cette étude consiste à évaluer le comportement général de l'oscillateur vis-à-vis des facteurs d'influences comme l'alimentation, la température et ceux de l'environnement. Nous évaluerons également sa stabilité temporelle suite à une forte variation de température. La comparaison de ces résultats avec les simulations fera l'objet de la section 3.5.

A) Influence de la tension d'alimentation

Variation du courant de charge

Les résultats de la variation relative du courant de charge par rapport à sa valeur à 5 V sont représentés sur la Fig. 3. 22 .

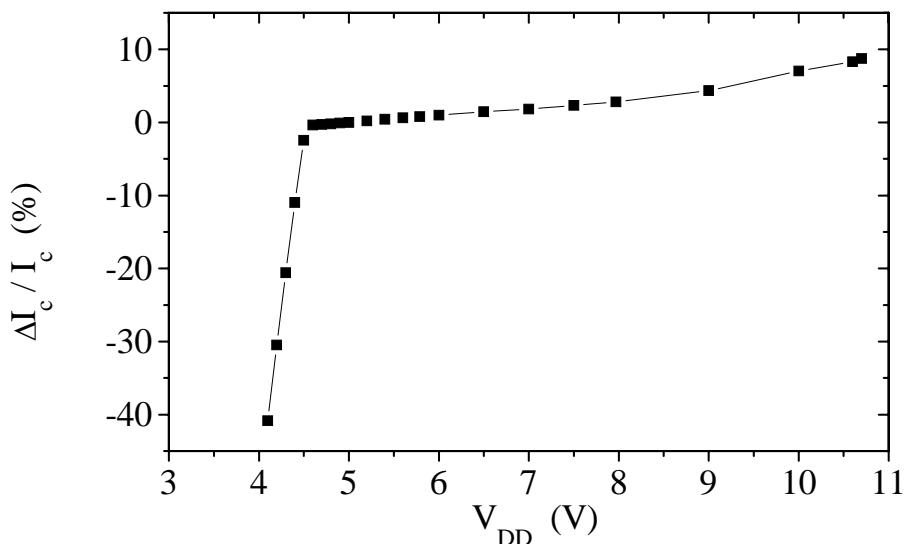


Figure 3. 22 : Variation relative du courant de charge en fonction de la tension d'alimentation à température ambiante.

Nous pouvons déduire de cette expérience que la source de courant fonctionne dans de bonnes conditions tant que la tension d'alimentation reste comprise entre 4,5 V et 8 V. Ceci étant, une visualisation plus précise des résultats montre que la sensibilité du courant à la tension d'alimentation est la plus faible (+ 1 %/Volt) lorsque V_{DD} est comprise entre 4,6 V et 5,6 V.

Variation de la période

La deuxième expérience a consisté à mesurer la période du signal de sortie en fonction de la tension V_{DD} . Les résultats de la variation relative de T par rapport à 5 V sont présentés sur la Fig. 3. 23 .

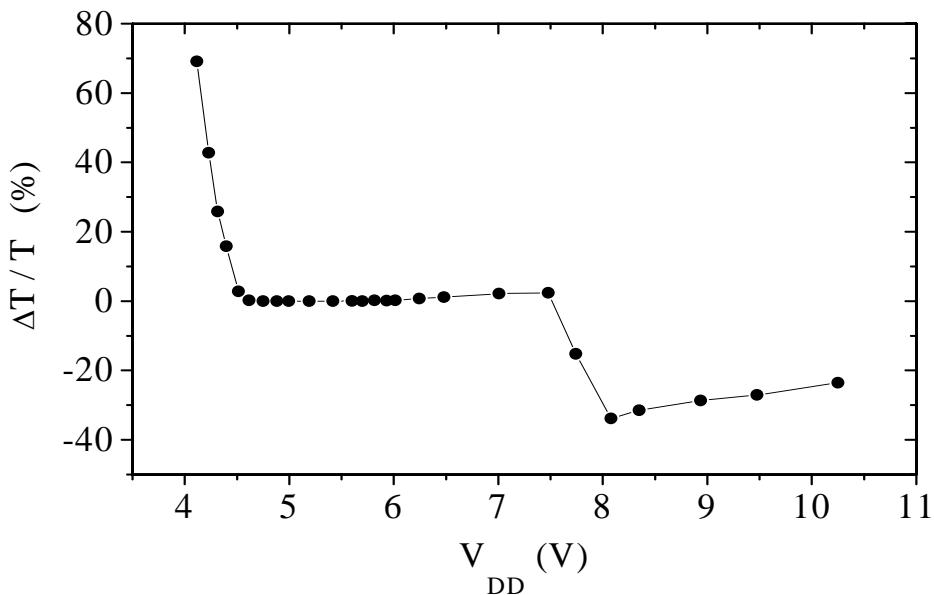


Figure 3. 23 : Variation relative de la période en fonction de la tension d'alimentation

On voit que la gamme de tension d'utilisation maximum est définie par l'intervalle [4,6 V ; 7 V]. Par contre dans l'intervalle [4,6 V ; 6 V], la variation relative de la période est de l'ordre de 0,1 % par rapport à sa valeur à 5 V. Cette amplitude de variation est bien plus faible que celle observée sur le courant de charge. Ceci montre que la tension d'alimentation influe sur d'autres paramètres qui d'une part compensent la dérive de I_c sur cet intervalle mais qui d'autre part perturbe notablement le fonctionnement au-delà de 7 V.

B) Influence de la température

Sensibilité du courant de charge aux variations de température

L'étude expérimentale qui a permis de tracer $I_c(\theta)$ s'est déroulée en deux étapes. La première a consisté à évaluer le comportement d'une résistance de test R_t en température. Nous avons fait correspondre à ces points de mesure un polynôme de régression d'ordre 2 obtenu par la méthode des moindres carrés. Nous avons obtenu :

$$R_t(\theta) = 151,587 + 3,451 \times 10^{-2} \theta + 1,36 \times 10^{-5} \theta^2 \quad (\text{III. 41})$$

La deuxième série de mesures a consisté à relever les valeurs de la tension aux bornes de cette résistance connectée sur l'oscillateur à la place de C. Nous avons pour cela utilisé le dispositif d'interface décrit dans le paragraphe 3.4.1.A.

De la même manière que précédemment, la dérive thermique de la tension peut être modélisée par :

$$V(\theta) = 3,061 + 1,93 \times 10^{-3} \theta - 2,92 \times 10^{-5} \theta^2 \quad (\text{III. 42})$$

De ces deux expériences, nous avons déduit le comportement thermique du courant de charge en faisant le rapport $V(\theta) / R(\theta)$ (cf. Fig. 3. 24).

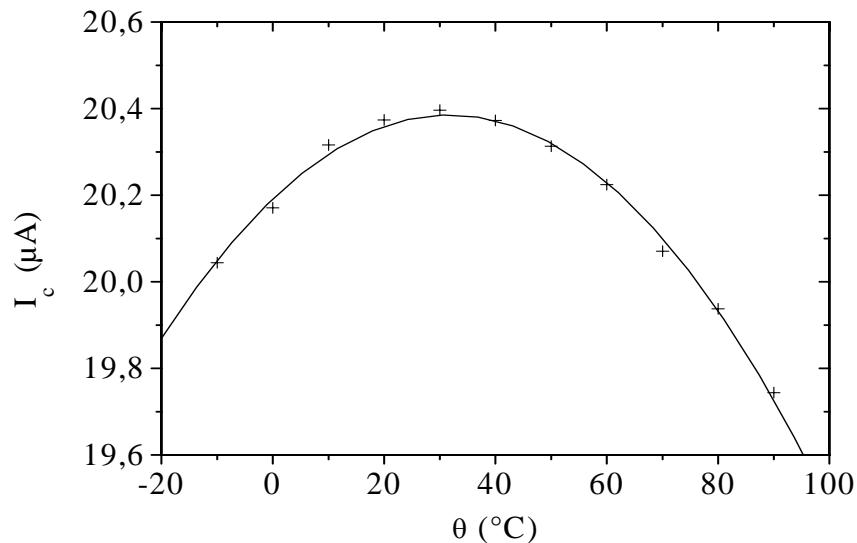


Figure 3. 24 : Variation du courant I_c en fonction de la température.

Cette dérive thermique peut être modélisée par :

$$I_c(\theta) = 20,191 + 1,232 \times 10^{-2} \theta - 1,936 \times 10^{-4} \theta^2 \quad (\text{III. 43})$$

Sensibilité de la période à la température

Nous avons étudié le comportement en température de la période du signal aux bornes d'une capacité fixe de 34 pF (cf. Fig. 3. 25).

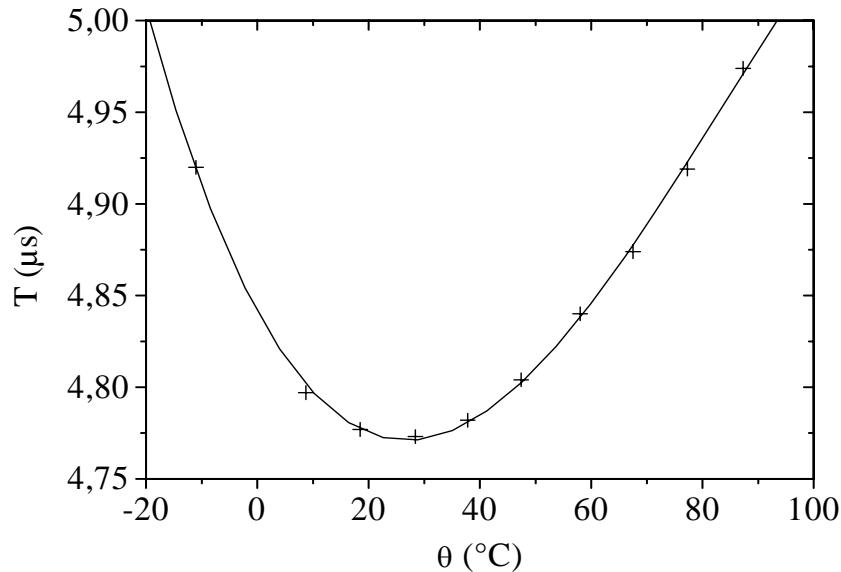


Figure 3. 25 : Sensibilité à la température de la période du signal mesuré aux bornes d'une capacité fixe de 34 pF entre -10°C et 90°C.

Nous avons tracé sur ces points expérimentaux un polynôme de régression d'ordre 3 pour modéliser la dérive thermique de la période (cf. III. 44).

$$T(\theta) = 4,841 - 5,59 \times 10^{-3} \theta + 1,239 \times 10^{-4} \theta^2 - 4,91 \times 10^{-7} \theta^3 \quad (\text{III. 44})$$

On peut constater que l'oscillateur a une forte sensibilité à la température, d'autant plus importante que l'on s'écarte de la température ambiante de 25°C. A titre indicatif, le coefficient de température atteint les -0,18 %/°C au voisinage de -10°C.

C) Stabilité

Dérive temporelle après la mise sous tension du circuit

La Fig. 3. 26 représente la dérive de la période d'un oscillateur monté avec une capacité céramique de 34 pF. Ces mesures ont été effectuées à une température ambiante de

24°C et à pression atmosphérique ($P_{atm} = 1004$ mbars) pour éviter toutes fluctuations supplémentaires.

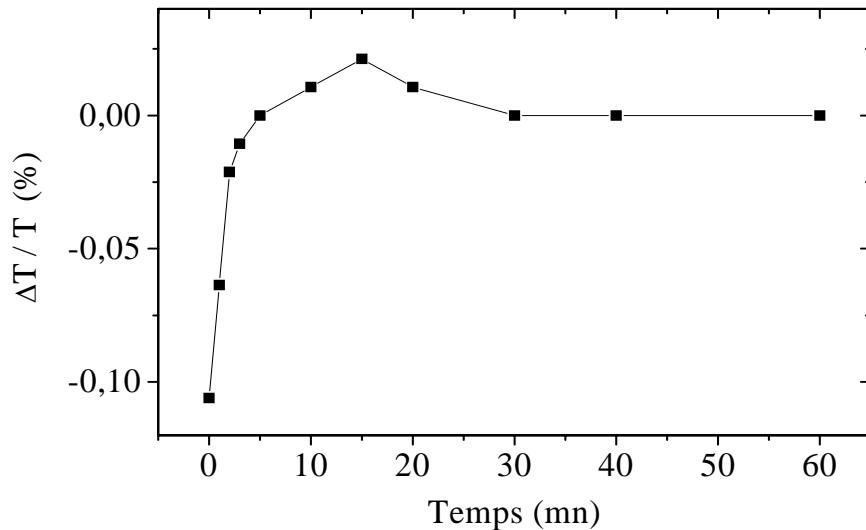


Figure 3. 26 : Dérive temporelle de la période après la mise sous tension.

Il apparaît sur cette courbe une stabilisation de la période au bout 30 minutes. Cette durée correspond au temps de stabilisation de la tension d'alimentation après sa mise en route (cf. Annexe A1).

Dérive temporelle de la période après une montée en température

A température ambiante, il n'apparaît aucune dérive significative après 12 heures de fonctionnement. Par contre, si nous faisons varier la température, une dérive temporelle de la période peut se produire. Nous avons donc fait subir au circuit une rampe de température de 25 à 90°C. L'étude réalise cette montée en une dizaine de minutes. En revanche, le bloc-circuit n'atteint les 90°C que 15 minutes plus tard.

Nous avons reporté sur la Fig. 3. 27 la dérive temporelle de la période. Cette expérience a été réalisée à pression atmosphérique et en ayant pris soin d'attendre les 30 minutes nécessaires après la mise sous tension de l'oscillateur. L'origine des temps correspond au moment où la température du bloc (et par conséquent celle du circuit) atteint les 90°C.

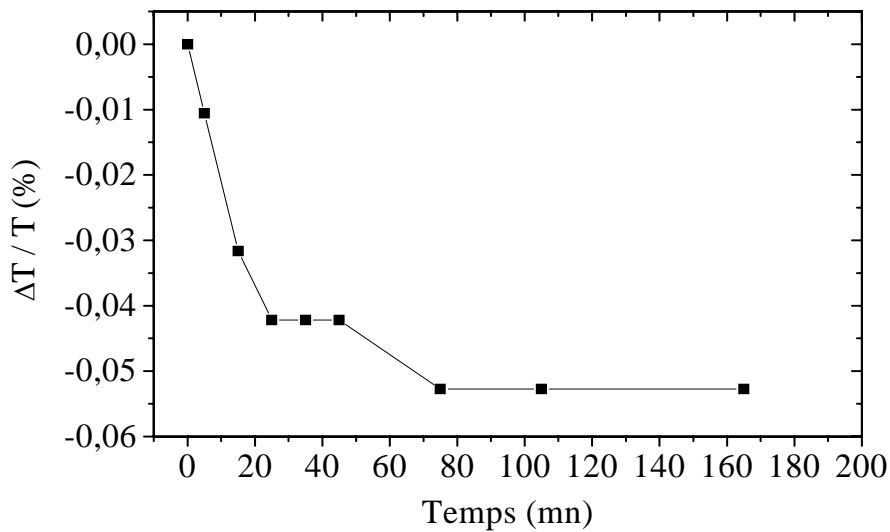


Figure 3. 27 : Dérive temporelle de l'oscillateur à la suite d'une variation de température de 25°C à 90°C.

Nous déduisons de ces mesures que le temps minimum de stabilisation d'un oscillateur est d'environ 80 minutes. Ceci étant, dans cet intervalle de temps, la dérive de la période n'excède pas 0,055% de sa valeur nominale.

D) Influence de l'humidité

Même s'il nous a été difficile de quantifier de manière précise l'influence de l'humidité sur la réponse, faute de matériel hygrométrique, nous avons testé le comportement de l'oscillateur suivant l'humidité du milieu dans lequel se trouvait le circuit.

Nous avons mesuré dans un premier temps la valeur de la période pour une capacité de l'ordre de 34 pF lorsque le circuit était, à température ambiante, à pression atmosphérique et placé sous atmosphère très humide. Ensuite, après avoir séché le circuit sous vide à 120°C, nous avons refait la même mesure, dans les mêmes conditions. Nous avons obtenu :

$$T_{Atm.Sec} = 4,717 \mu s$$

$$T_{Atm.Humide} = 4,750 \mu s$$

Le taux d'humidité du milieu environnant au circuit, et de manière générale au montage, influe sur la réponse de l'oscillateur. Suite à ces résultats, nous avons comparé le comportement en température d'un oscillateur « humide » avec celui de ce même oscillateur préalablement séché. La Fig. 3. 28 montre le résultat de cette comparaison.

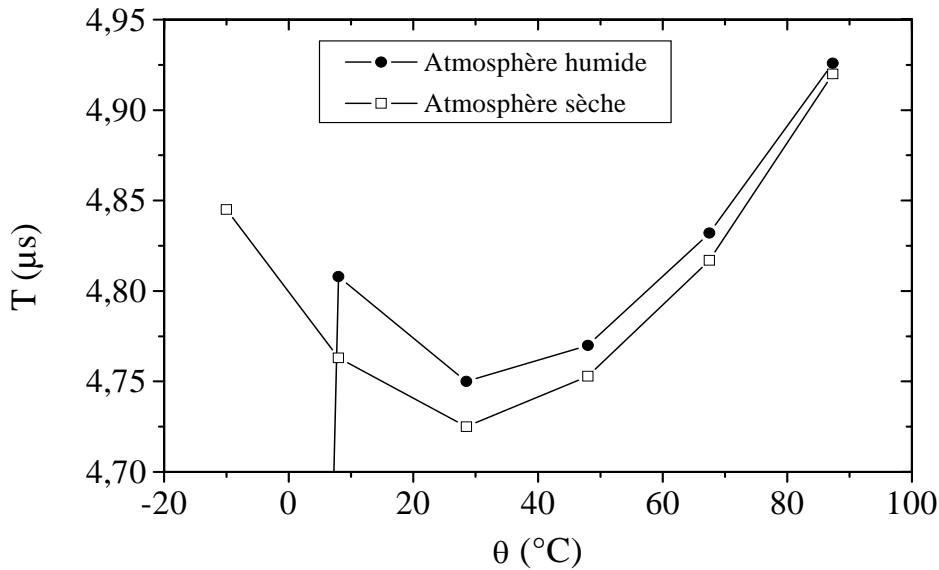


Figure 3. 28 : Effet de l'humidité sur le comportement thermique d'un oscillateur.

Dans le cas d'une atmosphère humide, les mesures à basses températures ($\theta < 0^{\circ}\text{C}$) sont très perturbées ($T(0^{\circ}\text{C}) \approx 2 \mu\text{s}$). Nous remarquons également que plus la température est basse, plus l'écart entre les deux séries de mesure est important. Inversement, plus la température est élevée, plus les valeurs sont semblables. Ceci est très certainement dû au phénomène d'évaporation qui supprime partiellement l'effet de l'humidité à la surface et donc sur les contacts du circuit.

Ces résultats montrent l'importance capitale du séchage des composants mais aussi de l'ensemble du dispositif avant leur caractérisation. Pour cette raison, nous avons encapsulé les circuits sous azote après leur avoir fait subir un séchage préalable [3-8].

3.4.3 Etude du Convertisseur

Dans cette section, on s'intéresse au comportement de la période pour différentes valeurs de la capacité C pour en déduire la fonction de transfert réelle.

A) Réponse à température ambiante

La réponse du convertisseur est reportée sur la Fig 3. 29 .

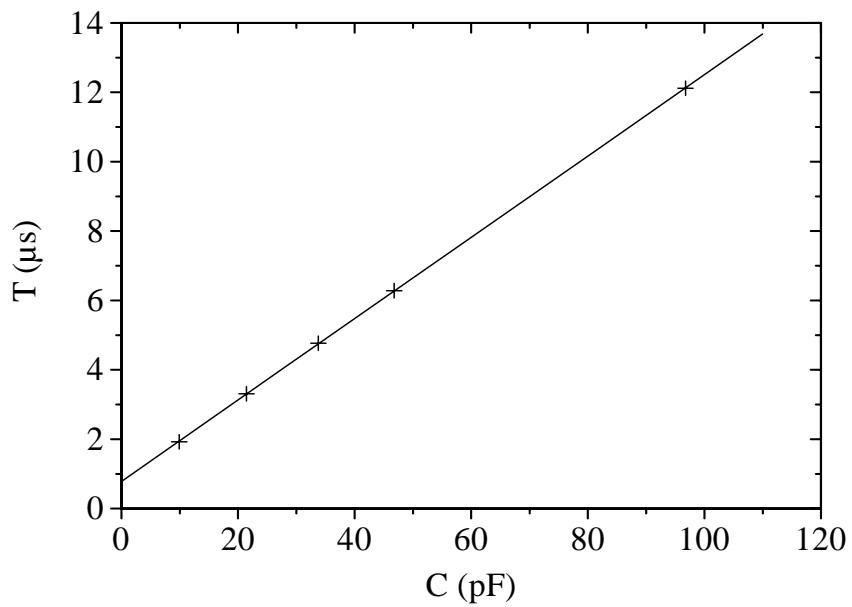


Figure 3. 29 : Réponse du convertisseur.

Nous pouvons constater que la réponse est quasiment linéaire. Pour obtenir la relation entre la période et la capacité, nous avons tracé dans un premier temps la droite des moindres carrés sur ces points expérimentaux (cf. (III. 45)).

$$T = 0,7404 + 0,1176 C \quad (\text{III. 45})$$

Par identification avec la relation (III. 16), nous pouvons évaluer certains paramètres du convertisseur réel comme « l'offset » (l'ordonnée à l'origine) ou encore I_o et U_{hb} définis à partir de la pente qui caractérise la sensibilité du convertisseur.

B) Etude de la réponse en température

L'évolution de la réponse du convertisseur en fonction de la température est illustrée par la Fig. 3. 30 .

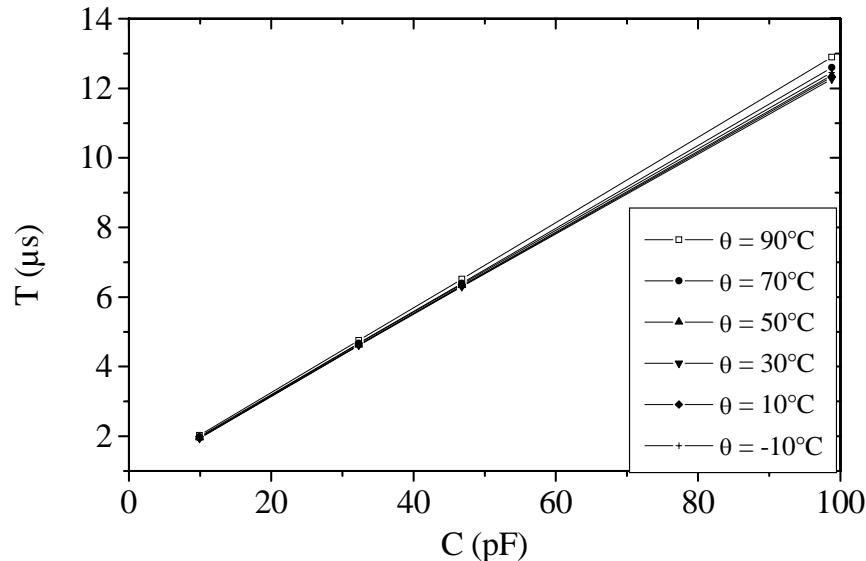


Figure 3. 30 : Réponse de l'oscillateur de mesure paramétrée en température.

Même s'il est difficile de s'en rendre compte sur cette figure, nous pouvons constater que la pente de la réponse varie en température. Ce résultat est en accord avec le modèle que nous avions vu en simulation puisque seule la sensibilité est fonction du paramètre (I_o) qui dépend de la température.

3.5. Analyse des résultats

Nous discutons, dans cette section, des résultats expérimentaux et nous les comparons à ceux obtenus en simulation. L'objectif est avant tout de comprendre les phénomènes observés afin d'en identifier les causes, c'est-à-dire d'identifier les paramètres qui n'ont pas été pris en compte par le modèle.

3.5.1. Valeurs des courants

Il est important de rappeler que l'on ne peut pas a priori comparer les courants théorique, simulé et mesuré car nous n'avons pas directement accès à la résistance $R_{\text{réf}}$. De plus, les valeurs des paramètres du modèle ne correspondent pas toutes à la réalité du circuit. Par contre, nous pouvons comparer les courants I_c et I_o déduits des mesures expérimentales. L'écart entre ces deux courants (respectivement 20,4 µA et 20,85 µA) démontre l'existence d'un courant de fuite I_f non négligeable. D'après les valeurs mesurées, nous pouvons estimer la valeur du courant de fuite moyen à 450 nA ce qui entraîne une erreur sur la sensibilité du convertisseur de 0,05 % puisque nous avons vu que :

$$\frac{\Delta S}{S} \approx \left(\frac{I_f}{I_o} \right)^2 \quad (\text{III. 46})$$

En ce qui concerne le courant de fuite, il correspond à la partie du courant fourni par la source, qui ne participe pas à la charge et/ou à la décharge des capacités ($C + C_p$). Par conséquent c'est celui qui circule dans toutes les impédances $|Z|$ qui ont un point commun avec la capacité de mesure comme R_{in} par exemple. Autrement dit, on peut exprimer le rapport I_f / I_o par une expression générale du type :

$$\frac{|I_f|}{|I_o|} = \frac{1}{1 + \frac{|Z_R|}{|Z_c|}} \quad (\text{III. 47})$$

où $|Z_R| = R_{\text{eq}}$ (III. 48)

et $|Z_c| = [(C + C_p)\omega]^{-1}$ (III. 49)

R_{eq} représente une résistance équivalente à toutes celles en parallèle et/ou en série avec R_{in} . ω est la pulsation du signal ($\omega = 2\pi f$)

3.5.2 Réponse du convertisseur

Nous pouvons constater d'après la Fig. 3. 29 et la relation (III. 45), que l'ordonnée à l'origine, exprimée en μs , est bien plus importante que celle donnée par les caractéristiques du modèle ($\Delta t_r = 0,31 \mu s$). Cela signifie que le montage introduit des capacités « parasites » non négligeables en parallèle avec C . Ces capacités peuvent être modélisées par une capacité équivalente C_p . On peut alors considérer que la réponse expérimentale du convertisseur peut se mettre sous la forme :

$$T = \Delta t_r + \frac{2U_{hb}}{I_e} (C + C_p) \quad (\text{III. 50})$$

où I_e représente le courant équivalent de charge et de décharge de C défini par :

$$I_e = I_o \left[1 - \left(\frac{I_f}{I_o} \right)^2 \right] \quad (\text{III. 51})$$

Par conséquent, la pente de la réponse (cf. III. 45) nous permet de déterminer le courant équivalent. Nous avons obtenu :

$$I_e \approx 20,83 \mu A \quad (\text{III. 52})$$

A partir de cette valeur, la différence des ordonnées à l'origine nous permet de déterminer la capacité parasite globale C_p . Nous avons obtenu :

$$C_p \approx 3,512 pF \quad (\text{III. 53})$$

En réalité, cette capacité est une somme de capacités parasites réparties aussi bien à l'intérieur du circuit qu'à l'extérieur, introduites par le dispositif de test. Nous avons donc déterminé expérimentalement, une capacité parasite équivalente interne (C_{pi}) et externe (C_{pe}).

Pour approcher la valeur de C_{pi} , nous avons mesuré la période en fonction de différentes capacités céramiques directement soudées sur les pattes de l'embase du circuit. La mesure de l'ordonnée à l'origine de la réponse nous a permis de déterminer C_{pi} . Nous avons obtenu :

$$C_{pi} = 2,907 pF \quad (\text{III. 54})$$

La valeur de la capacité parasite introduite par le dispositif d'interface que nous avons réalisé est donc définie par la différence $C_p - C_{pi}$ soit :

$$C_{pe} = 0,605 \text{ pF} \quad (\text{III. 55})$$

Le dispositif d'interface ne rajoute que très peu de capacités parasites et a surtout l'avantage de les maintenir constantes.

L'expression de la fonction de transfert du dispositif devient alors :

$$T = \Delta t_r + S \times (C + C_{pi} + C_{pe}) \quad (\text{III. 56})$$

avec : $S = \frac{2U_{hb}}{I_e}$ (III. 57)

ce que l'on peut écrire, en séparant les parties interne et externe du circuit :

$$T = T_o + S \times (C + C_{pe}) \quad (\text{III. 58})$$

où : $T_o = \Delta t_r + S \times C_{pi}$ (III. 59)

Comme nous pouvons le constater sur l'équation (III. 58), les capacités parasites en parallèle avec C ne modifient que l'offset du convertisseur.

3.5.3. Comportement thermique

A) Comparaison entre les périodes simulée et mesurée

D'après les résultats obtenus (cf. III. 36 et III. 44), nous pouvons comparer les variations en température de la période simulée et mesurée.

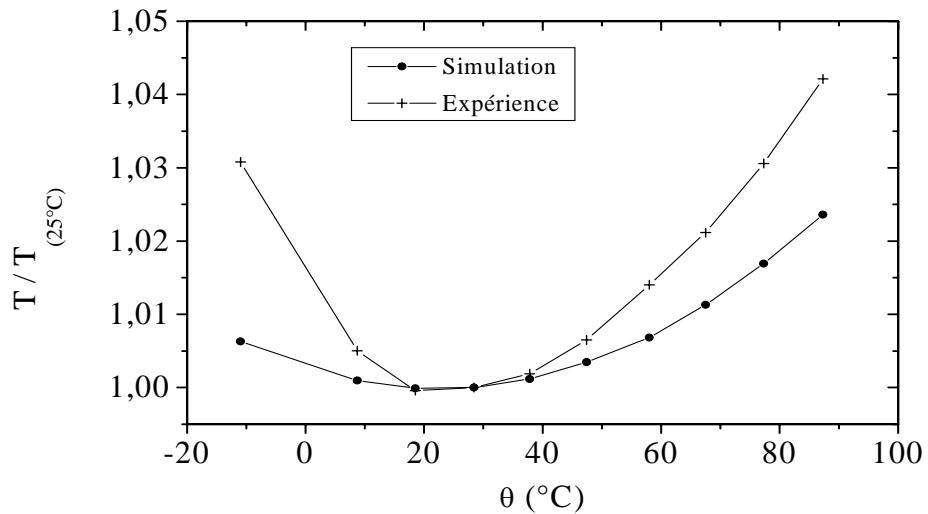


Figure 3. 31 : Comparaison entre les périodes normalisées par rapport à 25°C obtenues par la simulation et par les mesures expérimentales.

Nous remarquons sur ce graphe que, la dérive thermique de la période mesurée dépend principalement de celle de la source de courant (simulation) mais aussi de celle d'autres paramètres qui n'ont pas été pris en compte dans le modèle. Cela signifie que toutes les capacités parasites ainsi que le courant de fuite varient en température.

B) Evaluation des comportements en température de I_f et de C_p

Pour évaluer le comportement thermique de ces paramètres, nous avons comparé les coefficients de température du courant théorique (défini à partir du comportement de la résistance $R_{\text{réf}}$), du courant de charge mesuré et de la période mesurée. La Fig. 3. 32 représente la variation de ces différents coefficients.

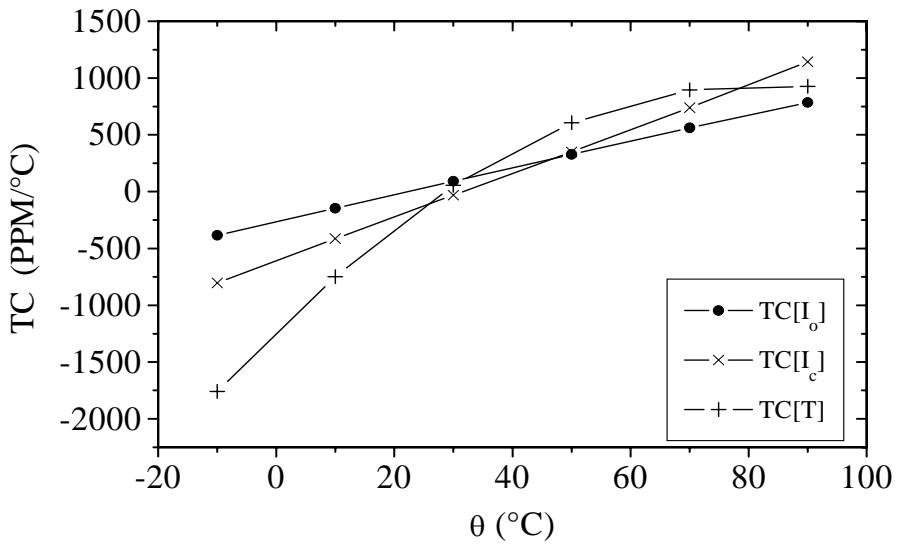


Figure 3.32 : Comparaison des coefficients de température $TC[I_o]$, $TC[I_c]$ et $TC[T]$.

Le comportement thermique de la période mesurée est défini par un polynôme d'ordre 3 contrairement à celui des deux autres paramètres qui ne sont caractérisés que par des polynômes de deuxième ordre. C'est ce qui explique la forme différente de son coefficient de température.

Mise à part cette différence, ces résultats font apparaître d'une part, une différence entre les coefficients de température du courant théorique et du courant de charge mesuré et d'autre part, une différence non négligeable entre le coefficient de température de la période mesurée et celui de ce même courant de charge.

Autrement dit, si le comportement thermique du courant de charge est différent de celui du courant de la source, c'est que le courant « de fuite » I_f dérive en température.

La dérive thermique de ce courant I_f peut être déterminée, d'après la relation (III. 20 a), par la différence des polynômes de $I_c(\theta)$ et $I_o(\theta)$. En considérant que $I_o/I_{o(25^\circ\text{C})} = -R_{\text{réf}}/R_{\text{réf}(25^\circ\text{C})}$, nous avons obtenu :

$$I_f(\theta) = 0,596 - 6,80 \times 10^{-3} \theta + 7,14 \times 10^{-5} \theta^2 \quad (\text{III. 60})$$

Son allure est donnée par la Fig. 3.33 .

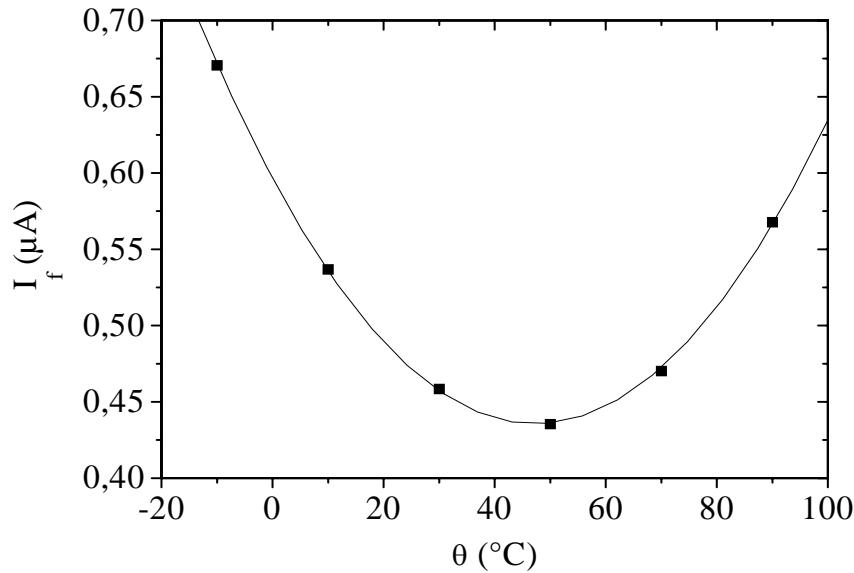


Figure 3. 33 : Allure de la dérive thermique du courant de fuite I_f .

Nous avons vu précédemment que ce courant I_f était essentiellement dû aux courants de base des deux comparateurs. Il est donc normal de voir ce courant augmenter pour des températures supérieures à 50°C puisqu'il se comporte comme un courant inverse de jonction PN [3-9].

De la même manière, si le comportement thermique de la période mesurée n'est pas le même que celui du courant de charge (voir Fig. 3. 32), c'est que la capacité parasite globale C_p dérive significativement en température. En effet, même si les capacités de couplage ne varient pratiquement pas, nous avons vu que les capacités introduites par l'embase et son support dérivaient en température (cf. annexe A2). De plus, les capacités internes au circuit peuvent également varier notablement.

Nous avons déduit des résultats obtenus, le comportement en température de cette capacité parasite globale. La Fig. 3. 34 représente sa variation thermique relative par rapport à sa valeur à 25°C.

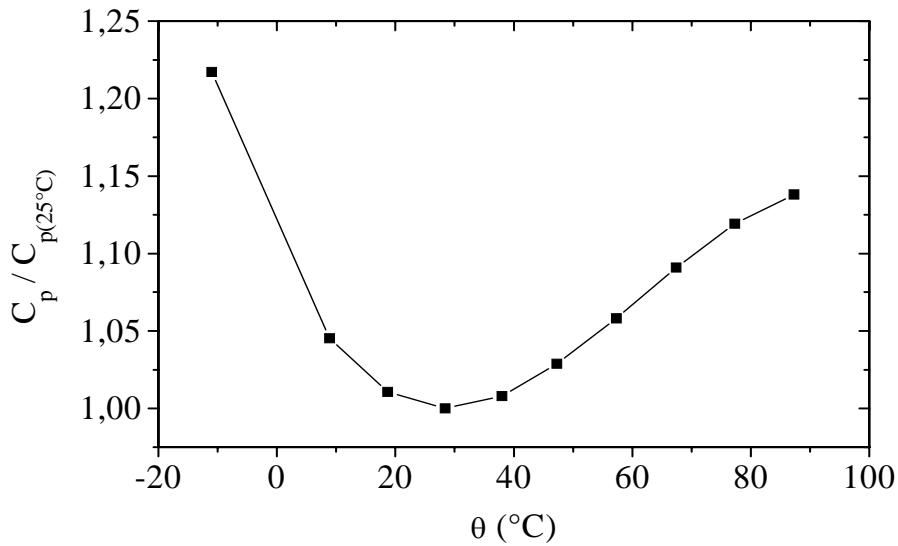


Figure 3.34 : Comportement thermique de la capacité parasite globale du circuit et du dispositif d'interface.

Si l'on compare ce comportement avec celui des autres capacités parasites (cf. annexe A2), on constate que la dérive thermique de ces dernières est négligeable par rapport à celle du circuit.

Cela signifie que les capacités C_{gs} , C_{gd} de transistors MOS, celles de jonctions polarisées en inverse ou encore celles de l'impédance d'entrée des comparateurs forment une capacité parasite interne non négligeable et qui plus est, dérive énormément en température.

D'une manière générale, à partir de la relation (III. 50), en considérant que U_{hb} et C sont invariants, l'expression de la dérivée logarithmique de la période par rapport à la température peut s'exprimer de la façon suivante :

$$\frac{\partial T}{T} = (1-a) \left[\left(\frac{b}{1+b} \right) \frac{\partial C_p}{C_p} - \left(\frac{1+c}{1-c} \right) \frac{\partial I_o}{I_o} - \left(\frac{2c}{1-c} \right) \frac{\partial R_{in}}{R_{in}} \right] \quad (\text{III. 61})$$

$$\text{avec : } a = \frac{\Delta t_r}{T}, \quad b = \frac{C_p}{C} \quad \text{et} \quad c = \left(\frac{v}{R_{in} I_o} \right)^2$$

Si a et b et c sont très petits devant 1, alors on retrouve bien que la période se comporte comme la source de courant.

Conclusion

L'objectif de ce chapitre était l'analyse et la caractérisation du fonctionnement de la partie analogique du convertisseur Capacité / Fréquence. Nous avons mis en évidence, par comparaison entre les résultats simulés et expérimentaux, l'existence d'éléments introduits par le montage qui altèrent les performances du système par rapport à celle d'un modèle « idéal ».

Nous avons donc déduit des mesures une fonction de transfert de ce convertisseur en tenant compte de ces phénomènes, ce qui nous a permis d'évaluer ses principales caractéristiques. Pour cela, la mise au point d'un banc de caractérisation nous a permis de mesurer de manière précise le comportement du circuit sachant que la résolution de ce dispositif était de l'ordre de ± 4 fF à la sortie du convertisseur. Tous les résultats obtenus sont regroupés dans le tableau 3- 4 :

Tableau 3- 4 : Caractéristiques du circuit convertisseur.

CIRCUIT CONVERTISSEUR CAPACITE / FREQUENCE				
Gamme de tension d'alimentation	4,6 V - 6 V			
Gamme de fréquence	0 - 1,53 MHz			
Gamme de capacité	$\geq 6,15 / \mathcal{E}_p$			
1- Fonction de transfert à 25°C				
$T = T_o + S (C + C_{pe}) (\mu s)$				
Offset (T_o) (\pm dispersion)	0,652 μs	($\pm 10\%$)		
Sensibilité moyenne (S) (\pm dispersion)	0,118 $\mu s / pF$	($\pm 20\%$)		
2- Comportement thermique [-10°C ; 30°C ; 90°C]				
TC[T] ^(*) (ppm/°C)	[-1558 ; +119 ; +860]			
TC[T_o] (ppm/°C)	[-5860 ; +255 ; +1064]			
TC[S] (ppm/°C)	[-414 ; +85 ; +808]			
3- Facteurs d'influence				
Alimentation (pour $4,6 V \leq V_{DD} \leq 7,5 V$)	$\Delta T/T < 0,03 \% / V$			
Humidité	Le dispositif doit être étuvé car son comportement est très sensible à l'humidité			

^(*) pour la valeur particulière $C = 34$ pF

En ce qui concerne la gamme de tension d'alimentation, nous avons vu qu'elle pouvait s'étendre jusqu'à 7,5 V pour $C = 34 \text{ pF}$. Ceci étant, pour que la variation relative de la période reste inférieure à 0,1 % de sa valeur nominale fixée pour 5 V, nous avons restreint la limite supérieure de V_{DD} à 6 V.

Pour ce qui a trait à la gamme de fréquence, la limite supérieure est en fait la fréquence à vide c'est-à-dire lorsque aucune capacité n'est connectée sur l'oscillateur. Par conséquent, ce dernier fonctionne avec les capacités parasites internes que nous avons déterminées. Autrement dit on a :

$$f_{\max} = \frac{1}{T_0} \quad (\text{III. 62})$$

La gamme de capacité utilisable est en fait limitée par la précision \mathcal{E}_p que l'on veut obtenir et par les valeurs des paramètres du circuit. En effet, d'après la relation (III. 49b), on voit que la précision de la mesure est définie par :

$$\mathcal{E}_p = \frac{1}{C} \left(C_p + \frac{T_0 I_e}{2 U_{hb}} \right) \quad (\text{III. 63})$$

Cette précision caractérise l'écart entre la période théorique (cf. III.1) et expérimentale. On peut voir qu'elle est fortement altérée par les éléments « parasites » liés au montage. Par conséquent, il est bien évident que plus la capacité mesurée C sera grande, meilleure sera la précision.

Concernant la réponse du convertisseur, nous avons exprimé l'offset et la sensibilité avec leur dispersion respective qui sont fonctions de celle de la résistance $R_{\text{réf}}$. Dans notre cas, $\Delta R_{\text{réf}} / R_{\text{réf}} = \pm 20 \%$.

Or, nous avons vu que $\Delta S/S \approx -\Delta I_o/I_o = \Delta R_{\text{réf}}/R_{\text{réf}}$ et d'après (III. 59) :

$$\text{on a : } \frac{\Delta T_0}{T_0} \approx \frac{2}{3} \frac{\Delta S}{S} \quad (\text{III. 64})$$

Quant à la dérive thermique, nous avons exprimé, à partir des mesures expérimentales, les coefficients de température de la période, de l'offset T_0 et de la sensibilité S du convertisseur sachant que :

$$TC[T_0] = \frac{1}{T_0} \left(C_{pi} \frac{\partial S}{\partial \theta} + S \frac{\partial C_{pi}}{\partial \theta} \right) \quad (\text{III. 65})$$

et

$$TC[S] = -\frac{2}{I_e} \left(I_o \frac{\partial I_o}{\partial \theta} - I_f \frac{\partial I_f}{\partial \theta} \right) \quad (\text{III. 66})$$

Toute cette étude nous permet de dire que le système, de par son principe de conversion linéaire, fonctionne relativement bien si ce n'est une forte sensibilité de ses caractéristiques à la température qui peut atteindre 0,2 % /°C.

Chapitre 4

Etude du Capteur de Pression Elémentaire

Introduction

Après avoir examiné les comportements intrinsèques respectifs de la cellule sensible et du convertisseur, nous allons étudier, dans ce chapitre le comportement d'un capteur de pression élémentaire c'est-à-dire celui d'un démonstrateur associant ces deux éléments. L'association des deux fonctions de transfert nous permettra de déterminer celle du capteur élémentaire. Nous donnerons ensuite les résultats expérimentaux et nous en déduirons les principales caractéristiques. La comparaison entre ces résultats et ceux obtenus pour chacune des deux « puces » nous permettra d'évaluer les paramètres liés au montage. Nous estimerons également par la simulation les limites et les potentialités d'un tel capteur en observant son comportement en fonction de la dispersion sur l'ensemble des paramètres internes et externes au circuit.

4.1. Modèle de la fonction de transfert du capteur

Un capteur de pression élémentaire est obtenu en connectant une cellule sensible à l'entrée du convertisseur capacité/fréquence. Ce capteur délivre un signal périodique dont la période et/ou la fréquence est fonction de la valeur de la pression appliquée. Le schéma de principe est illustré par la Fig. 4. 1 .

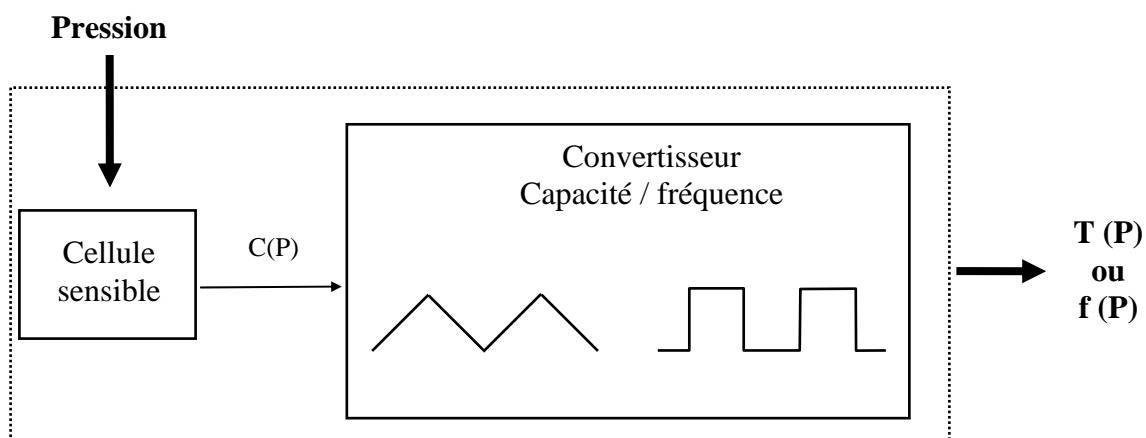


Figure 4. 1 : Schéma de principe du démonstrateur de capteur de pression capacitif à sortie fréquentielle

Nous avons vu dans le deuxième chapitre que le schéma équivalent de la cellule sensible pouvait se modéliser par une capacité intrinsèque C_i en parallèle avec une capacité parasite de montage C_p et une conductance de fuite G_i . Pour ce qui a trait à la réponse en pression, nous avions vu que l'on pouvait la modéliser par une relation du type :

$$C(P) = C_o + S_{(c)} P + NL_{(c)}(P) \quad (\text{IV. 1})$$

où $S_{(c)}$ et $NL_{(c)}$ représentent respectivement la sensibilité à la pression et la nonlinéarité de la réponse de la cellule.

En ce qui concerne la réponse du convertisseur, nous avons vu dans le troisième chapitre que l'on pouvait la modéliser par la relation :

$$T(C) = T_o + S_{(Tc)} (C + C_{pe}) \quad (\text{IV. 2})$$

où $S_{(Tc)}$ représente la sensibilité du convertisseur (en $\mu\text{s/pF}$) (cf. III. 57).

A partir des relations (IV. 1) et (IV. 2), nous pouvons exprimer le modèle de la réponse du capteur élémentaire de la manière suivante :

$$T(P) = T_{off} + S_{(T)} P + NL_{(T)}(P) \quad (\text{IV. 3})$$

où $S_{(T)}$ et $NL_{(T)}$ représentent respectivement la sensibilité du capteur élémentaire et la nonlinéarité de sa réponse en pression.

Autrement dit, par analogie avec (IV. 3), on peut définir les différents paramètres du modèle. On a donc :

$$T_{off} = T_o + S_{(Tc)} (C_o + C_{pe}) \quad (\text{IV. 4})$$

$$S_{(T)} = S_{(Tc)} \times S_{(c)} \quad (\text{IV. 5})$$

$$\text{et} \quad NL_{(T)}(P) = S_{(Tc)} \times NL_{(c)}(P) \quad (\text{IV. 6})$$

où T_o représente l'offset du convertisseur et C_{pe} la capacité « parasite » équivalente qui tient compte de toutes les capacités extérieures au circuit, y compris celles liées au montage de la cellule (cf. Annexe A2).

4.2. Résultats expérimentaux

4.2.1. Dispositif expérimental

A) Montage et matériel

Nous avons choisi de monter séparément le convertisseur et la cellule dans deux blocs métalliques semblables. Nous les avons interconnectés en utilisant le même boîtier d'interfaçage que celui présenté dans le chapitre précédent par la Fig. 3. 19.

Grâce à ce dispositif, nous avons également accès à la mesure de la résistance qui est située au niveau de la cellule sensible (cf. § 2.1.2). Cette mesure nous permet de définir après étalonnage, la valeur de la température de la cellule mais aussi du circuit puisque les deux blocs d'encapsulation sont identiques. La mesure de cette résistance nous permet surtout d'estimer la stabilité de la température du système qui est le repère essentiel avant toutes séries de mesures. Le matériel utilisé est strictement le même que celui que nous avons décrit dans les études expérimentales précédentes. Seul le système de génération et de régulation de pression, utilisé pour l'étude de la cellule sensible, a été rajouté à la liste du matériel décrit dans l'étude du convertisseur (cf. Tab. 3- 3).

B) Résolution et précision

Les calculs de la résolution et de la précision sont strictement définis de la même manière que dans les précédentes études (cf. § 3.4.1.C). La résolution du dispositif de test est donc principalement définie par le bruit de mesure du fréquencemètre et par les fluctuations dues aux différents systèmes de régulation (température et pression). Toutes ces valeurs sont rappelées dans le tableau 2- 3 .

Tableau 4- 1 : Rappel des fluctuations maximales introduites par les régulations en pression et en température et du bruit de mesure sur la période.

	Pression (ΔP)	Température ($\Delta \theta$)	Périodemètre (ΔT_B)
Fluctuations max. ^(*)	± 2 mbar	$\pm 0,1^\circ\text{C}$	$\pm 0,2$ ns
Erreurs max. ^(**)	$\pm 3,2$ mbar	$\pm 0,89^\circ\text{C}$	$\pm 0,3$ ns

^(*) Nous rappelons que ce sont des valeurs maximales car elles sont obtenues pour une pression de 6 bars et une température de -10°C .

^(**) En tenant compte de la précision des appareils de mesure.

A partir de ces valeurs, nous devons calculer leur effet respectif sur la période mesurée sachant que l'on peut définir une erreur à partir du calcul de la différentielle totale.

$$\Delta T = \frac{\partial T}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial T}{\partial \theta} \Delta \theta + \Delta T_B \quad (\text{IV. 7})$$

Or, d'après la relation (IV. 2), on peut écrire :

$$\Delta T = \frac{\partial T_o}{\partial \theta} \Delta \theta + S_{(Tc)} \left[\frac{\partial C}{\partial P} \Delta P + \frac{\partial (C + C_{pe})}{\partial \theta} \Delta \theta \right] + (C + C_{pe}) \frac{\partial S_{(Tc)}}{\partial \theta} \Delta \theta + \Delta T_B \quad (\text{IV. 8})$$

Si l'on considère que la capacité introduite par le dispositif d'interface métallique est indépendante de la température (couplage par l'air invariant), alors tous les termes ont déjà été calculés dans les deux chapitres précédents (cf. (II. 11), (III. 65) et (III.66)).

Ce qui nous donne dans le pire cas (-10°C et 6 bars) :

- Pour la résolution ($\Delta P = \pm 2$ mbars et $\Delta \theta = \pm 0,1^\circ\text{C}$) : $\Delta T_M = \pm 1,4$ ns
- Pour la précision ($\Delta P = \pm 3,2$ mbars et $\Delta \theta = \pm 0,89^\circ\text{C}$) : $\Delta T_M = \pm 8,3$ ns

Cela représente en pourcentage de la réponse pleine échelle en pression :

$\varepsilon_r = \pm 0,18\%$ RPE (résolution)

$\varepsilon_p = \pm 1,04\%$ RPE (précision)

4.2.2. Réponse à température ambiante

A) Mesure des paramètres liés au montage

Avant de caractériser le comportement en pression et en température du démonstrateur, un étalonnage doit être effectué pour identifier la valeur de la capacité parasite globale du montage. Autrement dit, de la même manière que dans le chapitre précédent (cf. § 3.4.3.A) nous avons mesuré la réponse $T(C)$.

En traçant la droite des moindres carrés sur les points de mesure de $T(C)$, nous avons obtenu :

$$T(C) = 0,96 + 0,1187 C \quad (\text{IV. 9})$$

L'ordonnée à l'origine nous permet de calculer la capacité parasite globale extérieure au circuit (cf. (III.53)). Connaissant C_{pi} , nous avons :

$$C_{pe} = 2,57 \text{ pF} \quad (\text{IV. 10})$$

Or, comme nous avions montré, lors de l'étude de l'oscillateur (cf. § 3.5.2), que le montage introduisait une capacité d'environ 0,6 pF, cela signifie que le bloc de la cellule sensible introduit des capacités « parasites » supplémentaires de l'ordre de 1,9 pF. Cette valeur coïncide relativement bien avec celle issue des mesures décrites dans l'annexe A2.

B) Réponse à température ambiante

Les Figs 4. 2 et 4. 3 représentent respectivement la réponse $T(P)$ et $f(P)$ pour une température de 30°C et pour des pressions comprises entre 1 bar et 6 bars.

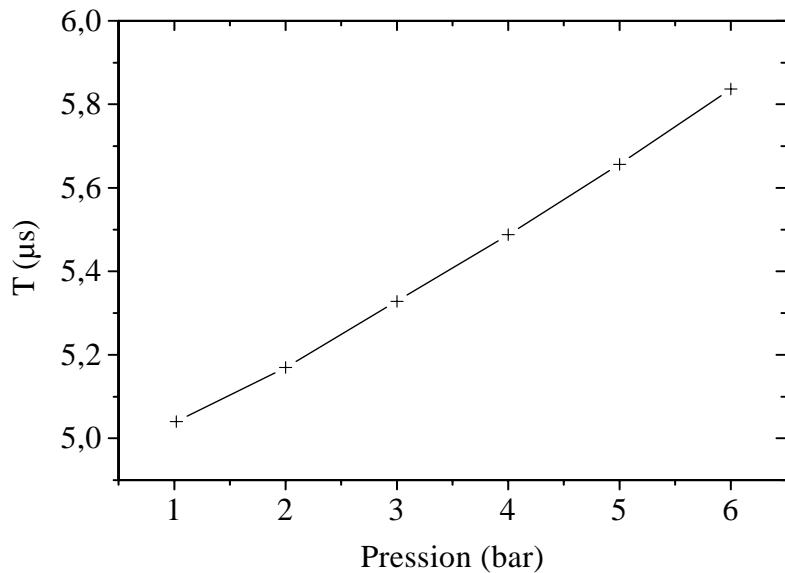


Figure 4. 2 : Résultats expérimentaux de la période en fonction de la pression à 30°C.

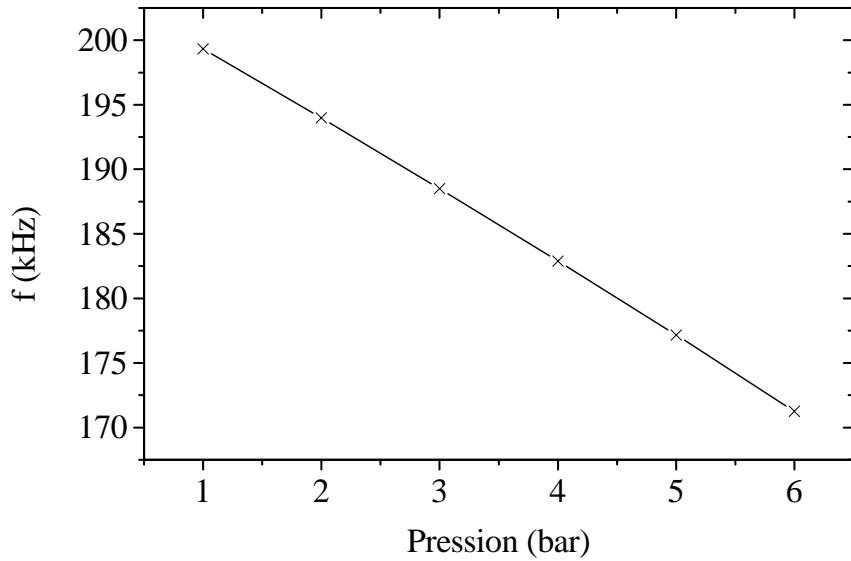


Figure 4. 3 : Résultats expérimentaux de la fréquence en fonction de la pression à 30°C.

Sur les points des deux réponses obtenues, nous avons tracé d'une part la droite des moindres carrés et d'autre part, un polynôme de régression de manière à pouvoir déterminer les principales caractéristiques du capteur (cf. § 2.3.4). La droite des moindres carrés nous permet d'obtenir, dans chacun des cas, d'une part l'offset et d'autre part la sensibilité à la pression du capteur. Nous avons obtenu :

- pour la réponse en période : $T_{off} = 5,02 \mu s$
 $S_{(T)} = 0,16 \mu s / \text{bar}$

- pour celle en fréquence : $f_{off} = 199,20 \text{ kHz}$
 $S_{(f)} = -5,62 \text{ kHz / bar.}$

En ce qui concerne la nonlinéarité, la Fig. 4. 4 représente les nonlinéarités normalisées par rapport à l'étendue de mesure de la période et de la fréquence, entre 1 bar et 6 bars. A titre indicatif, nous avons également reporté sur cette figure la nonlinéarité de la réponse $1/C(P)$ de la cellule sensible.

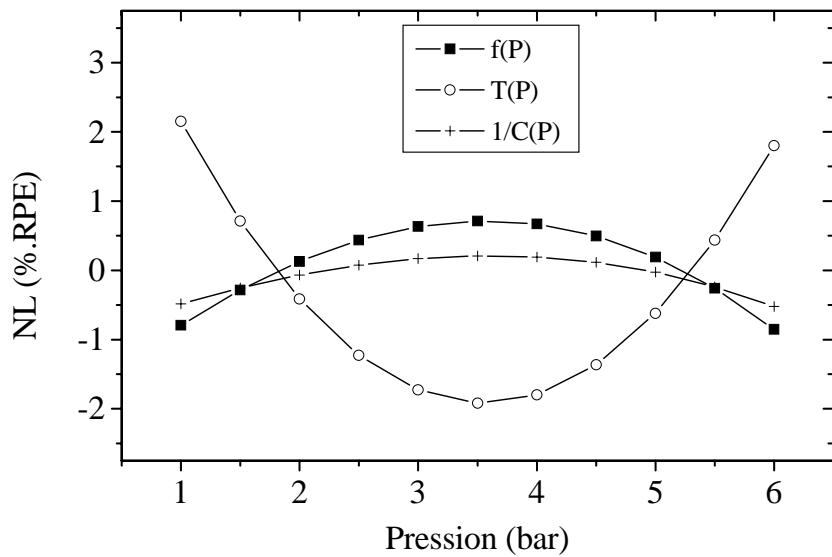


Figure 4. 4 : Nonlinéarité de la période, de la fréquence et de l'inverse de la cellule sensible en fonction de la pression.

Ces résultats nous permettent de voir que la réponse $f(P)$ est bien plus linéaire que $T(P)$. Cet effet de compensation de la nonlinéarité a été discuté dans [4-1]. Par ailleurs, nous constatons que la nonlinéarité de $f(P)$ est supérieure à celle de $1/C(P)$. Ce résultat sera analysé dans la section 4.3.3.

Pour la suite de l'étude du capteur élémentaire, nous ne déterminerons donc que les caractéristiques de la réponse fréquentielle.

4.2.3. Réponse paramétrée en température

Après avoir laissé le système se stabiliser à 90°C, nous avons mesuré la réponse du capteur à différentes températures. Les résultats sont reportés sur la Fig. 4. 5 .

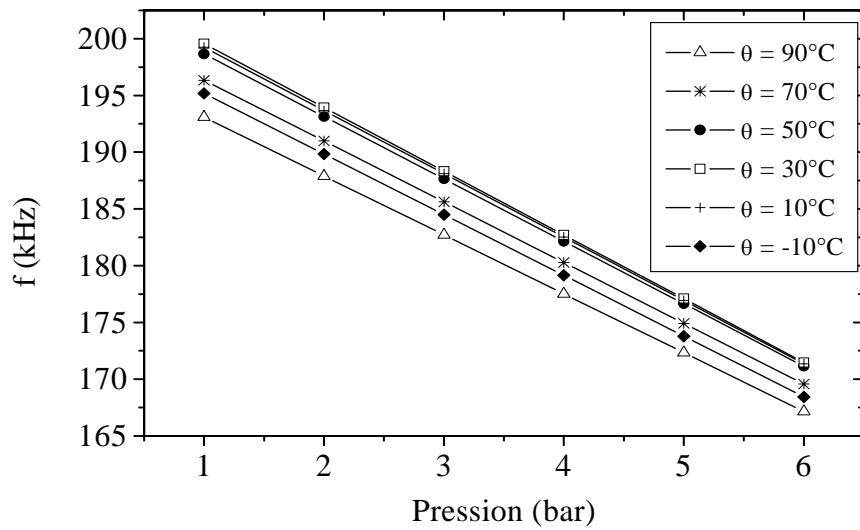


Figure 4. 5 : Réponse du démonstrateur élémentaire à différentes températures.

Pour pouvoir évaluer le comportement en température du démonstrateur, nous avons déduit de ces mesures la dérive thermique des paramètres du modèle c'est-à-dire de l'offset, de la sensibilité ainsi que de la nonlinéarité.

A) Variation en température de l'offset

La Fig. 4. 6 représente la variation en température du démonstrateur au repos c'est-à-dire celle de la fréquence obtenue pour une pression nulle. Les résultats montrent que cette variation est de la même forme que celle du circuit convertisseur (cf. § 3.4.2.B).

Pour évaluer l'importance du comportement en température de la cellule par rapport à celui du démonstrateur, nous avons comparé sur la Fig. 4. 7 la variation du coefficient thermique de leur offset respectif.

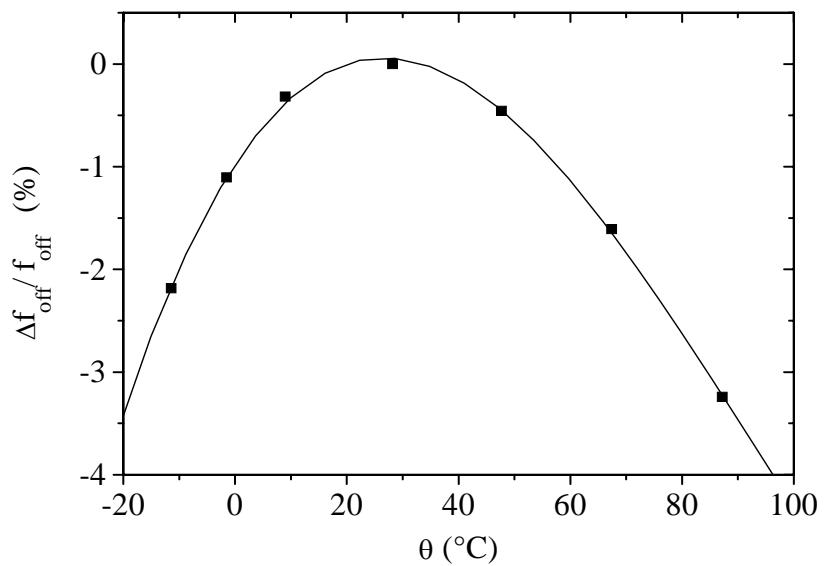


Figure 4. 6 : Variation en température de l'offset du capteur.

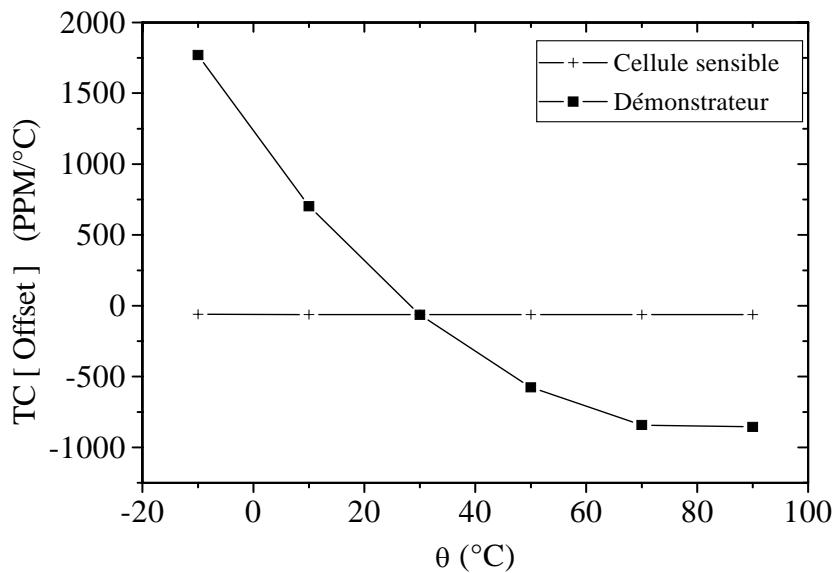


Figure 4. 7 : Comparaison des coefficients de température du démonstrateur et de la cellule sensible.

Il apparaît clairement que la variation en température de la cellule est négligeable par rapport à celle du démonstrateur. Par conséquent, le comportement en température du démonstrateur est essentiellement défini par celui du circuit électrique et du montage.

B) Dérive thermique de la sensibilité

La Fig. 4. 8 représente la dérive thermique de la sensibilité normalisée par rapport à sa valeur à 30°C.

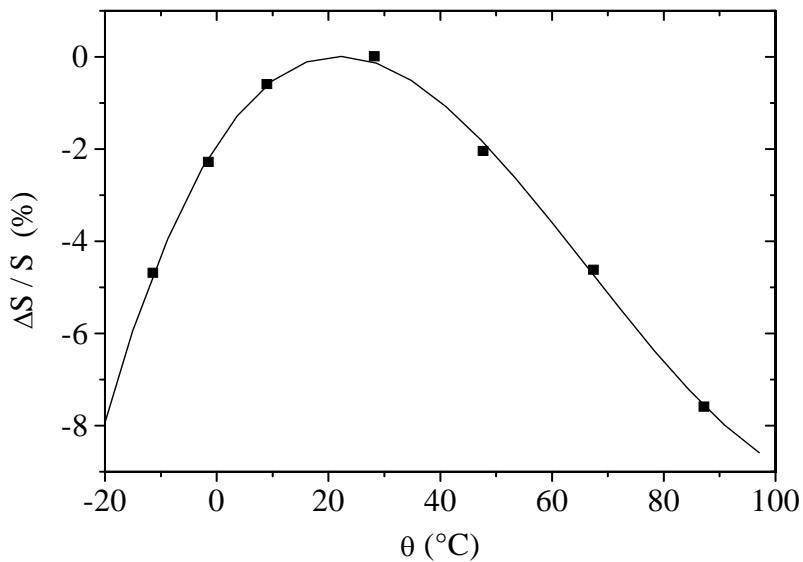


Figure 4. 8 : Dérive thermique de la sensibilité du démonstrateur.

Nous pouvons constater que la dérive thermique de la sensibilité est de la même forme que celle de l'offset. Cela confirme que le comportement en température du démonstrateur est principalement défini par celui de la source de courant. Par contre, puisque aucun polynôme de régression d'ordre 2 ne peut passer par les points expérimentaux de manière précise et que le comportement de la source I_o est défini par une loi parabolique (cf. III. 32), on ne peut pas affirmer l'équivalence totale des deux comportements.

C) Nonlinéarité

Nous avons reporté sur la Fig. 4. 9 la nonlinéarité de la réponse normalisée par rapport à la réponse pleine échelle (RPE) à trois températures différentes : -10°C, 30°C et 90°C.

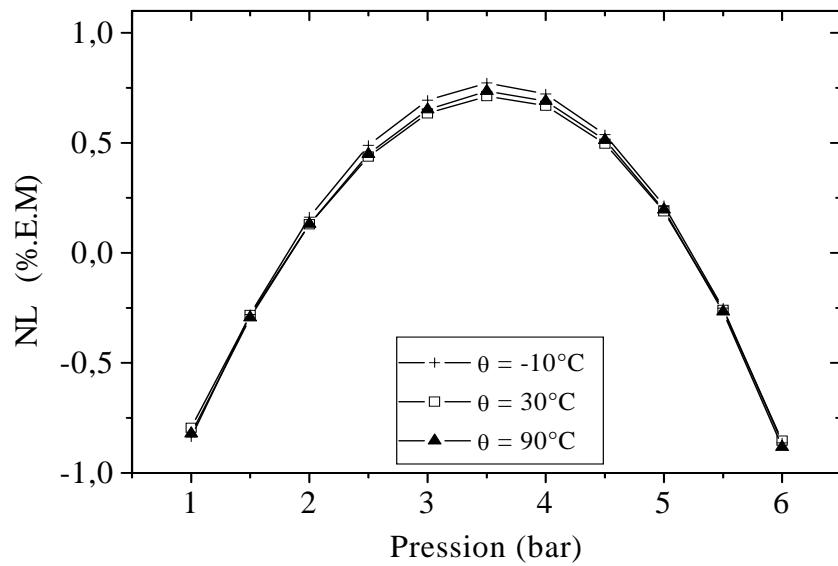


Figure 4.9 : Nonlinéarité de la réponse du démonstrateur pour trois températures différentes : -10°C, 30°C et 90°C.

Nous pouvons constater que la nonlinéarité ne varie quasiment pas en température. Le calcul nous donne une dérive $\Delta NL/NL$ inférieure à 1 % / °C.

4.2.4 Influence de la tension d'alimentation

La capacité intrinsèque de la cellule n'étant pas sensible aux faibles variations de la tension d'alimentation, nous retrouvons exactement les mêmes courbes que celles obtenues avec le convertisseur dans le paragraphe 3.4.2.A.

4.3. Potentialités et limites du capteur élémentaire

Dans un premier temps, nous avons utilisé le simulateur pour évaluer l'influence de la dispersion des principaux paramètres du circuit sur les caractéristiques du capteur. Pour cela, nous avons préalablement modifié le modèle sur PSPICE pour que son comportement se rapproche de celui du démonstrateur.

Si l'on considère que la réponse « idéale » est définie par :

$$T_{id}(P) = S_{id} \times C(P) \quad (\text{IV. 11})$$

où S_{id} représente la sensibilité « idéale » définie par la relation (III. 18), alors on peut exprimer la réponse expérimentale, c'est-à-dire celle qui tient compte des « non idéalités », en fonction de la réponse idéale, de la façon suivante :

$$T = T_o + \frac{T_{id}}{K_i K_{Cp}} \quad (\text{IV. 12})$$

K_i et K_{Cp} sont les facteurs de correction respectivement liés au courant de fuite (c'est-à-dire à la résistance de fuite que l'on peut également appeler « résistance d'isolement ») et aux capacités parasites. Ils sont définis, d'après (III. 47) (III. 48) et (III. 49) par :

$$K_i = 1 - \left(\frac{1}{1 + \frac{|Z_R|}{|Z_c|}} \right)^2 \quad (\text{IV. 13})$$

$$K_{Cp} = \frac{1}{1 + \frac{C_{pe}}{C(P)}} \quad (\text{IV. 14})$$

Nous avons donc comparé le comportement des caractéristiques du démonstrateur avec celui du capteur « idéal » défini par $f_{id} = 1 / T_{id}$ (cf. (IV. 11)), de manière à évaluer, en première approximation, les potentialités et les limites du capteur élémentaire. Autrement dit, nous avons évalué l'influence des paramètres qui constituent les facteurs de non-idealité K_i et K_{Cp} principalement sur la sensibilité et la nonlinéarité du capteur.

4.3.1. Validation du modèle sur PSPICE

Avant d'utiliser le simulateur pour étudier le comportement du capteur en fonction de différents facteurs d'influence, nous avons essayé de rendre le modèle plus précis c'est-à-dire plus proche de la réalité. Pour cela, à partir des résultats expérimentaux, nous avons modifié certaines valeurs et ajouté des paramètres comme les capacités parasites ou encore la variation thermique du courant de fuite. L'objectif n'était certainement pas de « coller » à la réalité mais de s'y approcher de manière à pouvoir faire une étude comportementale à peu près réaliste du démonstrateur.

A) Les modifications

En ce qui concerne la source de courant, connaissant approximativement le courant I_o qui est une valeur déduite des mesures expérimentales, nous pouvons fixer la résistance $R_{réf}$ au voisinage de la valeur correspondante.

Pour l'étude en pression, nous avons intégré dans le modèle, la réponse de la cellule sensible $C_i(P)$ à partir des valeurs expérimentales.

Nous avons également ajouté deux capacités en parallèle avec celle de mesure pour simuler les capacités introduites par le dispositif : une constante et une autre variable en température. En ce qui concerne le comportement en température du capteur, nous avons inséré dans le modèle, les dérives thermiques respectives de la cellule sensible, de la source de courant, de l'impédance d'entrée des comparateurs (à partir de $I_f(\theta)$) et enfin celle de la capacité parasite. Ces dérives ont été déterminées expérimentalement dans les deux chapitres précédents.

B) Résultats

Pour valider le modèle ainsi défini, nous avons comparé les résultats de simulation avec ceux obtenus expérimentalement.

a) Paramètres de base : I_e et C_p

Nous avons tout d'abord mesuré les paramètres de base c'est-à-dire le courant effectif I_e et la capacité parasite extérieure globale C_p . Ces paramètres sont définis à partir de la loi de variation de la période en fonction de la capacité de mesure à 30°C. Le tableau 4- 2 regroupe l'ensemble de ces résultats.

Tableau 4- 2 : Comparaison entre les valeurs expérimentales et simulées de I_e et C_p à 30°C.

	Réponse T(C_i)	$I_e(\mu A)$	$C_{pi} + C_{pe}$ (pF)
Simulation	$0,95 + 0,1189 C_i$	20,611	5,381
Expérience	$0,96 + 0,1187 C_i$	20,644	5,477

Ces résultats montrent que le modèle simulé sur PSPICE est relativement proche de la réalité. L'essentiel ici est qu'il présente le même comportement aussi bien en pression qu'en température.

b) Comportement en pression

Nous avons comparé les deux caractéristiques principales en pression : la sensibilité à la pression et la nonlinéarité. Le tableau 4- 3 regroupe ces résultats.

Tableau 4- 3 : Comparaison des valeurs simulées et expérimentales de la sensibilité à la pression S et de la nonlinéarité moyenne \overline{NL} .

	S (kHz / bar)	\overline{NL} (%.RPE)
Simulation	- 5,466	$\pm 0,77$
Expérience	- 5,615	$\pm 0,79$

D'après ces résultats, nous pouvons dire que la nonlinéarité simulée correspond à la nonlinéarité expérimentale ce qui signifie qu'il n'y a pas de différences notables au niveau des paramètres qui influent sur cette caractéristique.

En revanche, il n'en est pas tout à fait de même pour la sensibilité. En effet, l'écart observable entre les valeurs simulées et expérimentales nous montre qu'il existe une différence sur un (ou plusieurs) paramètre(s) agissant sur la sensibilité. Nous pensons qu'il s'agit de l'impédance d'entrée des comparateurs qui fixe la valeur du courant de fuite et donc du courant I_e . C'est ce que nous vérifierons un peu plus loin.

c) Comportement en température

Concernant le comportement en température du capteur, nous avons comparé les résultats simulés et expérimentaux en calculant les coefficients de température de l'offset et de la sensibilité.

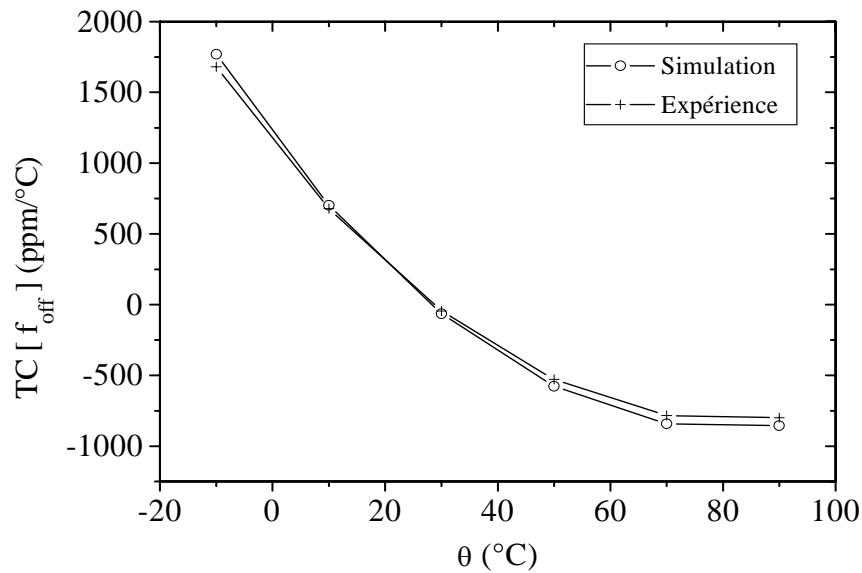


Figure 4. 10 : Comparaison des variations des coefficients de température de l'offset simulé et expérimental du capteur élémentaire.

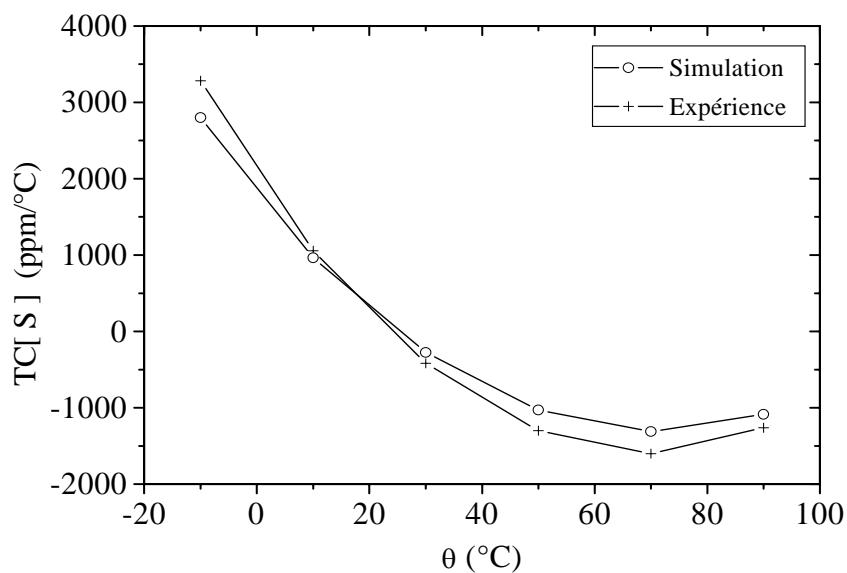


Figure 4. 11 : Comparaison des coefficients de température de la sensibilité simulée et mesurée du capteur élémentaire.

Nous pouvons constater que le comportement du modèle est suffisamment proche de la réalité pour que nous puissions l'utiliser en vue de déterminer celui du capteur vis-à-vis de la dispersion de certains paramètres ou d'autres facteurs d'influence ($R_{\text{réf}}$, U_{hb} , I_f , C_{pe} , ...).

4.3.2. Influence de la dispersion des paramètres du circuit

A) Comportement de l'offset

Dispersion sur la valeur de la résistance $R_{\text{réf}}$

Nous avons reporté sur la Fig. 4. 12 , la variation relative de l'offset par rapport à sa valeur « nominale » c'est-à-dire par rapport à sa valeur associée à la résistance « nominale ». Nous avons fait varier la résistance de -20 % à +20 % ce qui correspond à sa dispersion de fabrication donnée par le constructeur. Ainsi, nous pouvons évaluer l'influence de la dispersion de $R_{\text{réf}}$ sur la fréquence de repos.

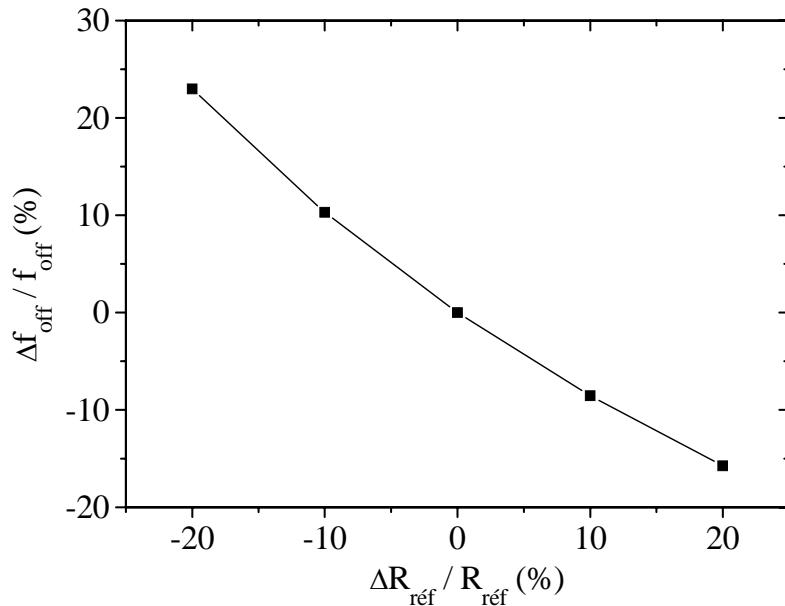


Figure 4. 12 : Variation relative de la fréquence au repos en fonction d'une variation relative de la résistance $R_{\text{réf}}$ de la source de courant.

Tout autre paramètre étant stable par ailleurs, la variation de cette résistance se traduit par une variation du courant I_0 . La fréquence f du signal de mesure étant proportionnelle à ce

courant, une croissance linéaire de $R_{\text{réf}}$ entraîne une décroissance hyperbolique de f . C'est ce que l'on peut observer sur la courbe de la Fig. 4. 12 .

Influence d'un écart de tension de seuil

La Fig. 4. 13 représente l'effet d'une fluctuation de la différence de potentiel U_{hb} entre le seuil haut et le seuil bas sur la fréquence f_{off} . Nous avons donc tracé sur ce graphe, la variation relative de l'offset en fonction de la variation relative de U_{hb} ; la valeur de référence étant la valeur nominale 1,225 V.

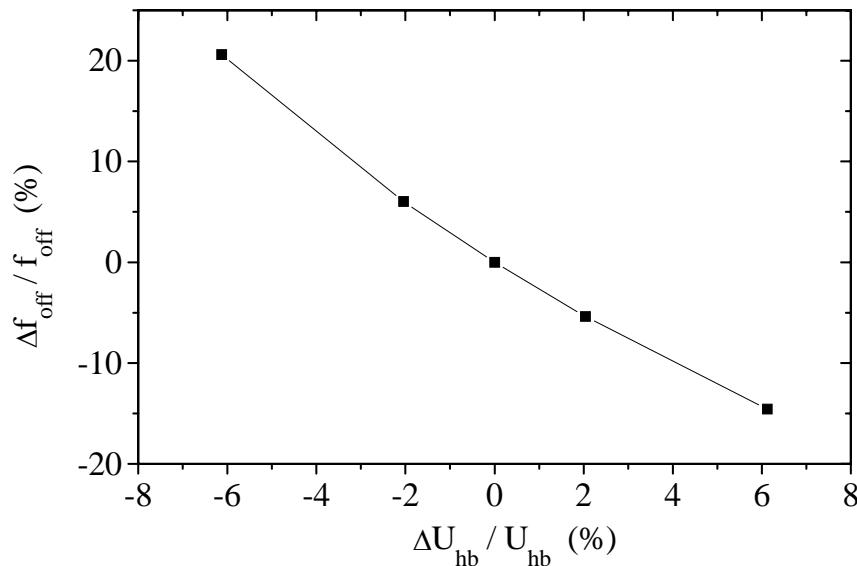


Figure 4. 13 : Influence d'une variation de la différence de potentiel ($V_h - V_b$) sur la fréquence de repos.

Nous pouvons remarquer qu'une faible augmentation de U_{hb} entraîne une forte diminution de l'offset. Cela vient du fait de la présence de U_{hb} au dénominateur. En effet, si l'on considère que $f_{\text{off}} = 1/T_{\text{off}}$, alors on a :

$$f_{\text{off}} = \left(\frac{1}{T_o + \frac{2U_{\text{hb}}}{I_e} (C_{\text{io}} + C_{\text{pe}}) + \text{NL}(0)} \right) \quad (\text{IV. 15})$$

De plus, la différence de potentiel U_{hb} apparaît également dans T_o (cf. (III.59)).

Il faut cependant noter que dans le cas réel, il n'y a pas de raison physique pour que les seuils varient sans que d'autres paramètres évoluent eux aussi. Par exemple, une variation de la tension de référence entraîne à la fois une variation de U_{hb} et de I_o dans le même sens. Autrement dit, si les deux variations sont corrélées, elles ont tendance à se compenser vis-à-vis de la fréquence. C'est ce que montre la Fig. 4. 14 .

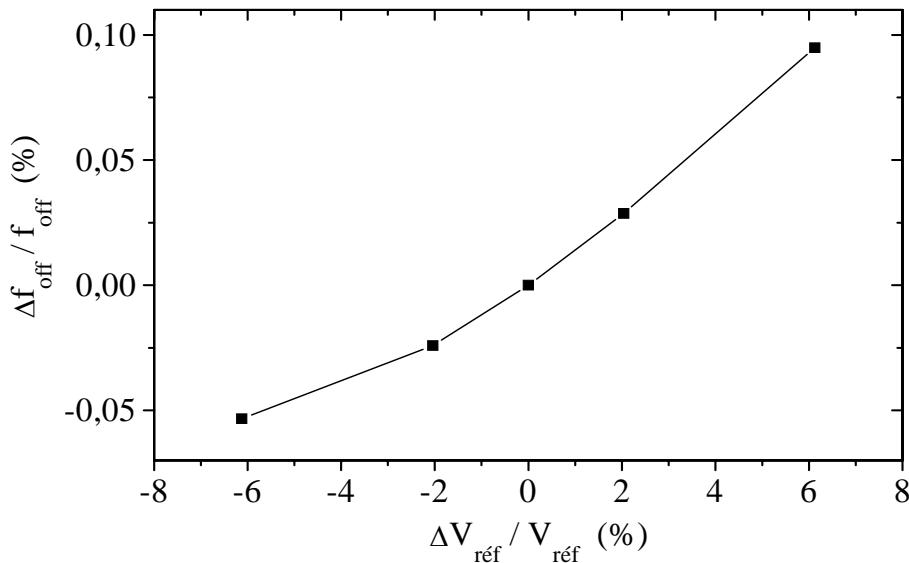


Figure 4. 14 : Variation relative de la fréquence de repos en fonction d'une variation relative de la tension de référence.

Nous pouvons effectivement constater que la même variation de ΔU_{hb} (générée cette fois par une variation $\Delta V_{\text{réf}}$) entraîne en réalité, une variation 200 fois plus faible que celle obtenue sur la Fig. 4. 13 .

B) Comportement de la sensibilité

Influence de la résistance $R_{\text{réf}}$

La Fig. 4. 15 nous montre la dispersion sur la sensibilité (en terme de variation relative) générée par celle de fabrication de $R_{\text{réf}}$.

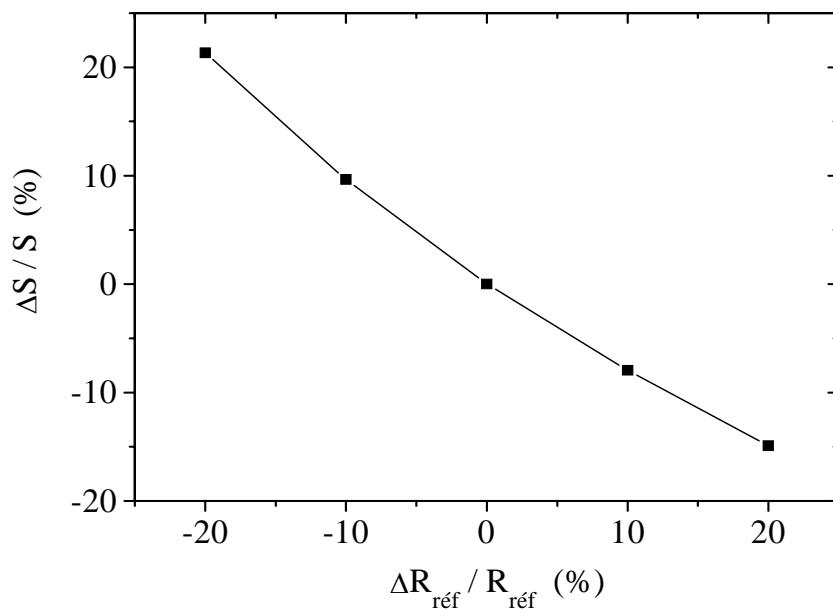


Figure 4. 15 : Variation relative de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction de la variation relative de la résistance $R_{\text{réf}}$.

Nous pouvons constater que la dispersion sur la résistance se répercute quasi intégralement sur la sensibilité du capteur ce qui est conforme à la théorie puisque la sensibilité est proportionnelle au courant I_o donc inversement proportionnelle à la résistance $R_{\text{réf}}$
(cf. III. 2).

Influence d'un écart de tension de seuil

De la même manière que pour l'étude de la fréquence de repos (f_{off}), nous avons évalué l'influence d'une variation de la différence de potentiel entre les tensions seuils sur la sensibilité du capteur. Pour cela, nous avons reporté sur la Fig. 4. 16 la variation relative de la sensibilité en fonction de celle de U_{hb} .

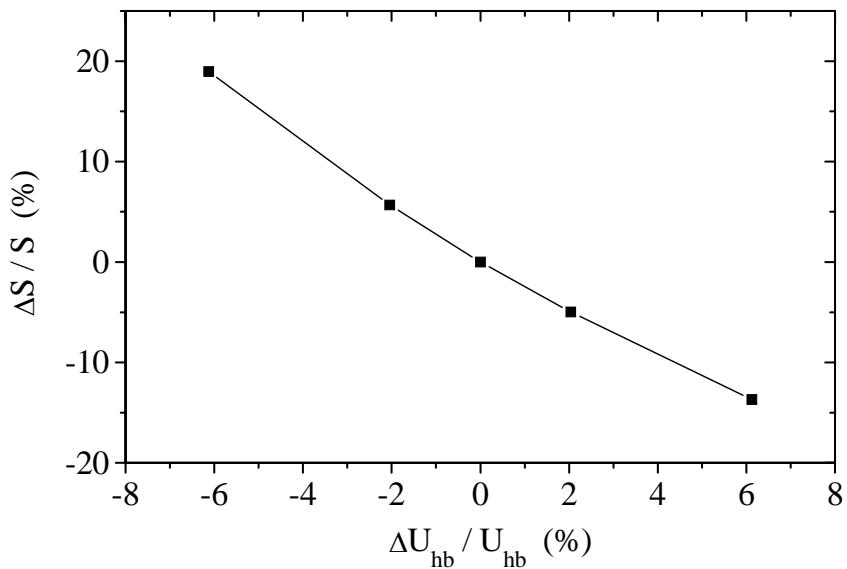


Figure 4. 16 : Variation relative de la sensibilité en fonction de celle de U_{hb} .

Cette figure montre qu'une augmentation de 5 % de U_{hb} entraîne une diminution de plus de 10 % de la sensibilité. Par conséquent, il est très important que la différence de potentiel U_{hb} soit stable quelles que soient les fluctuations de tension d'alimentation ou de température. C'est pourquoi les tensions de seuils sont obtenues à partir d'une source de tension de référence appelée source « Bandgap » à haute stabilité. Ceci étant, le phénomène de compensation observé pour l'offset lorsqu'on fait varier la tension de référence existe et donc minimise la dispersion sur la valeur de la sensibilité.

4.3.3. Influence des facteurs de non-idealité sur les caractéristiques

La comparaison des résultats obtenus expérimentalement avec ceux donnés par le calcul théorique (cf. (IV. 17)) nous permet de nous rendre compte de l'effet néfaste des facteurs K_i et K_{Cp} sur les performances du capteur.

D'après la relation (IV. 12), on peut en déduire l'expression de la fréquence mesurée en fonction de la fréquence idéale. On a :

$$f(P) = K_i K_{Cp} \left(\frac{1}{1 + K_i K_{Cp} T_o f_{id}} \right) \times f_{id}(P) \quad (\text{IV. 16})$$

$$\text{avec } f_{id}(P) = \frac{I_o}{2 U_{hb} C_i(P)} \quad (\text{IV. 17})$$

A) Influence sur la sensibilité

Les figures 4. 17 et 4. 18 nous montrent la variation de la sensibilité du capteur (à 30°C) par rapport à la sensibilité théorique, en fonction, non pas des facteurs K_i et K_{C_p} mais directement des rapports $R_{in} / |Z_c|$ et C_{pe} / C_i (cf. (IV. 13) et (IV. 14)). En effet, nous avons vu dans le deuxième chapitre que G_i était suffisamment faible pour le négliger par rapport à $1/R_{in}$.

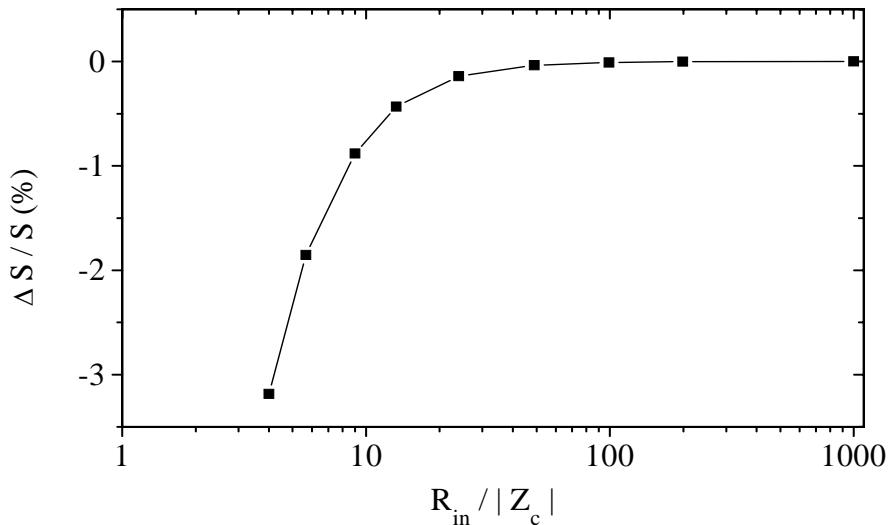


Figure 4. 17 : Variation relative de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction du rapport de la résistance d'entrée des comparateurs et de l'impédance équivalente de la cellule en parallèle avec toutes celles liées au montage.

Cette figure nous permet de voir que la sensibilité du démonstrateur atteint sa valeur optimale pour $R_{in} \geq 100 \times |Z_c|$. Ceci étant dit, nous pouvons constater que la sensibilité ne varie pas beaucoup même si R_{in} est voisin de $|Z_c|$ ce qui signifie que le facteur K_i n'influence que très peu la sensibilité du capteur.

En ce qui concerne l'influence de la capacité parasite externe sur la sensibilité du capteur, nous avons reporté les résultats sur la Fig. 4. 18 :

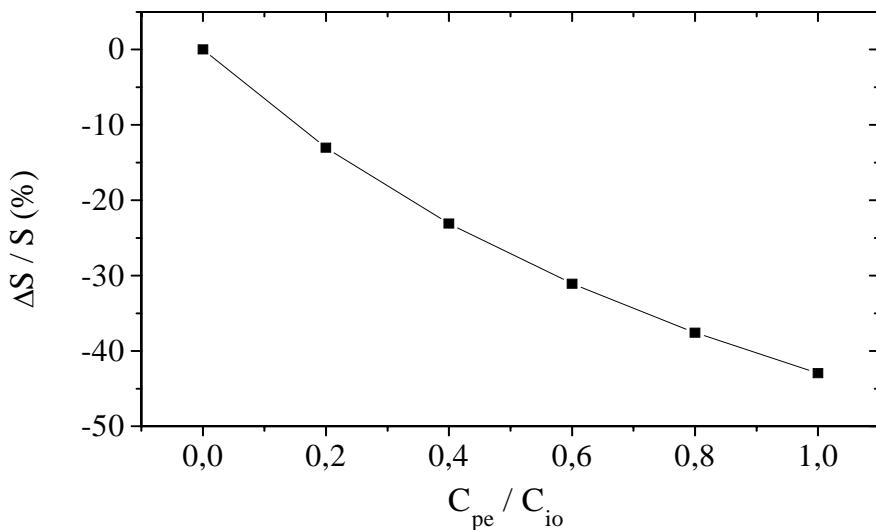


Figure 4. 18 : Variation de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction du rapport C_{pe}/C_{io} .

Nous constatons que le poids de la capacité parasite par rapport à la capacité de mesure influe beaucoup sur la sensibilité du capteur. Nous pouvons également dire que la perte de sensibilité est principalement due au coefficient K_{Cp} (l'influence de K_i reste négligeable). Autrement dit, pour ce type de convertisseur, il est très important de travailler avec des cellules sensibles qui ont de grandes capacités. De plus, leur montage doit être effectué avec soin pour que les capacités parasites soient les plus faibles possibles.

A partir des relations (IV. 16) et (IV. 17), nous pouvons effectivement calculer cette perte de sensibilité à la pression de la façon suivante :

$$PS = \frac{S(th) - S(exp)}{S(th)} \quad (IV. 18)$$

où $S(th)$ et $S(exp)$ représentent respectivement les sensibilités à la pression théorique et expérimentale. On obtient :

$$PS = 1 - .K_i.(K_{Cp})^2 \frac{1}{\left[1 + \frac{T_o K_i}{S_{id}(C_i + C_{pe})} \right]^2} \quad (IV. 19)$$

Cette relation nous montre bien l'importance des facteurs K_i et surtout K_{Cp} au niveau de la perte de sensibilité. Sachant que ces facteurs diminuent lorsque les paramètres (I_f

et C_{pe}) augmentent, on peut voir dans ce cas que la perte de sensibilité augmente ce qui signifie que la sensibilité du capteur diminue.

B) Influence sur la nonlinéarité

La Fig. 4. 19 représente la nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle du capteur élémentaire en fonction de la pression. Cette nonlinéarité a été calculée pour quatre valeurs du rapport de la résistance d'entrée R_{in} des comparateurs et de l'impédance totale de la cellule sensible et des capacités parasites en parallèle. Pour cette étude, nous avons fixé le coefficient K_{Cp} à 1.

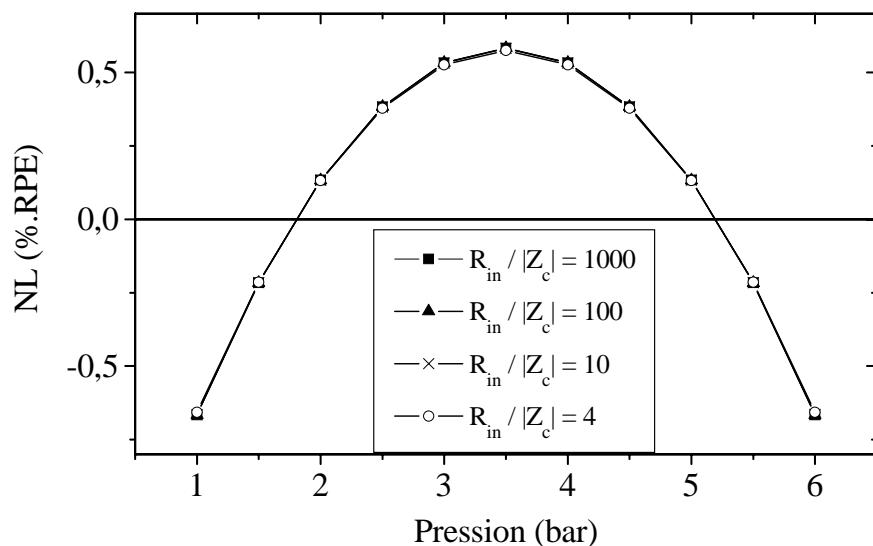


Figure 4. 19 : Nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle du capteur élémentaire en fonction du rapport $R_{in} / |Z_c|$.

Nous constatons que ce paramètre n'a quasiment aucune influence sur la nonlinéarité du capteur.

Concernant l'influence du facteur K_{Cp} ou plus exactement de la capacité parasite extérieure C_{pe} sur la nonlinéarité, les résultats sont donnés sur la Fig. 4. 20 .

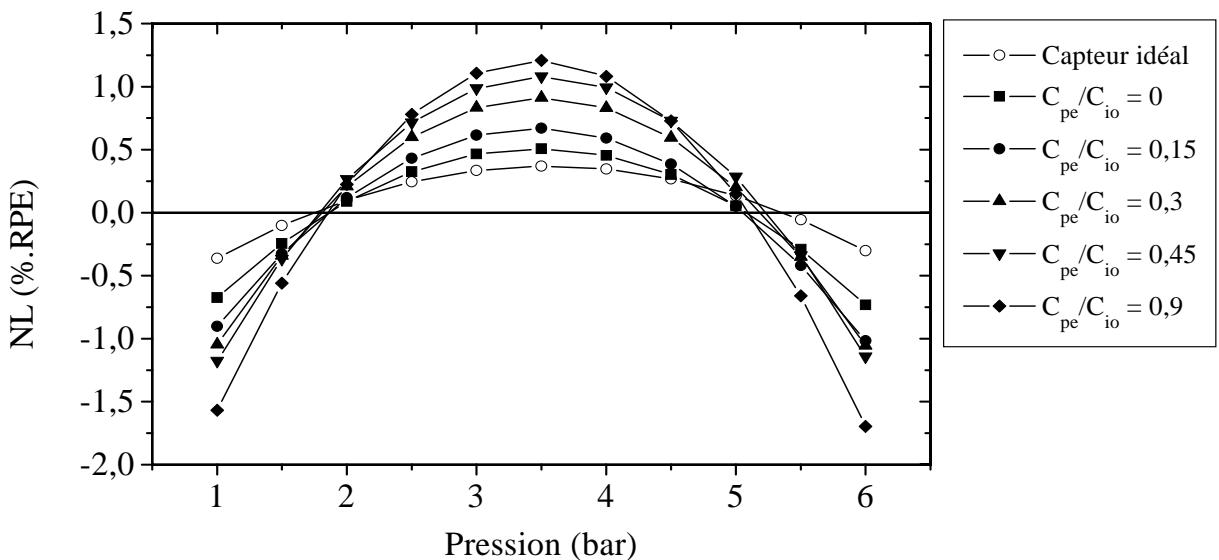


Figure 4. 20 : Nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle du capteur en fonction du paramètre C_{pe}/C_{io} .

Dans le cas où la capacité parasite introduite par le montage n'est pas négligeable par rapport à la capacité de mesure, on voit qu'elle peut dégrader significativement la nonlinéarité et donc la précision du capteur.

La courbe correspondant à un rapport nul nous permet d'évaluer la nonlinéarité optimale du capteur puisque nous avons fait les calculs en prenant la résistance R_{in} infinie ($K_i = 1$). Nous pouvons constater que cette nonlinéarité optimale est supérieure à la nonlinéarité « idéale » (représentée par le symbole -o-) obtenue à partir de la relation (IV. 17). Cela est dû entre autres choses, à la nonlinéarité introduite par l'offset propre au convertisseur (T_o).

C) Observations sur le comportement en température

La Fig. 4. 21 représente la variation des coefficients de température de l'offset de f et de f_{id} .

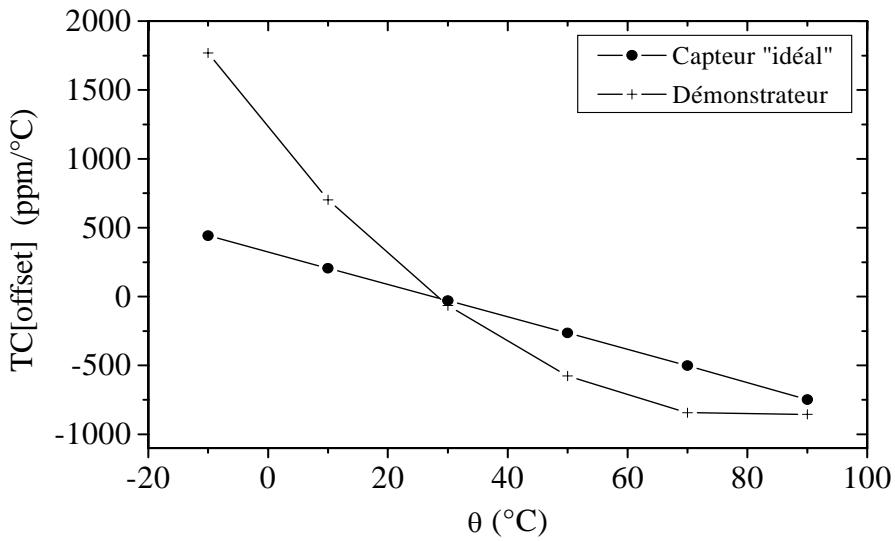


Figure 4. 21 : Comparaison des coefficients de température de l'offset « théorique » et expérimental du capteur élémentaire.

La différence de forme des dérives est due à la différence des degrés des polynômes de régression. Ceci étant, nous pouvons constater un écart substantiel entre les deux courbes. Cet écart ne peut donc qu'être lié à la dérive thermique de tous les éléments « parasites » qui ne sont pas pris en compte dans la réponse idéale f_{id} . Autrement dit, le comportement thermique du démonstrateur est non seulement déterminé par celui de la source de courant I_o mais aussi par une somme de variations de différents paramètres comme par exemple R_{in} , C_{pi} et/ou C_{pe} .

Pour évaluer l'importance des paramètres liés au montage, nous avons comparé la variation du coefficient de température de la sensibilité de la fréquence mesurée avec celui de la fréquence calculée (ou idéale) (f_{id}). Cette comparaison est reportée sur la Fig. 4. 22 .

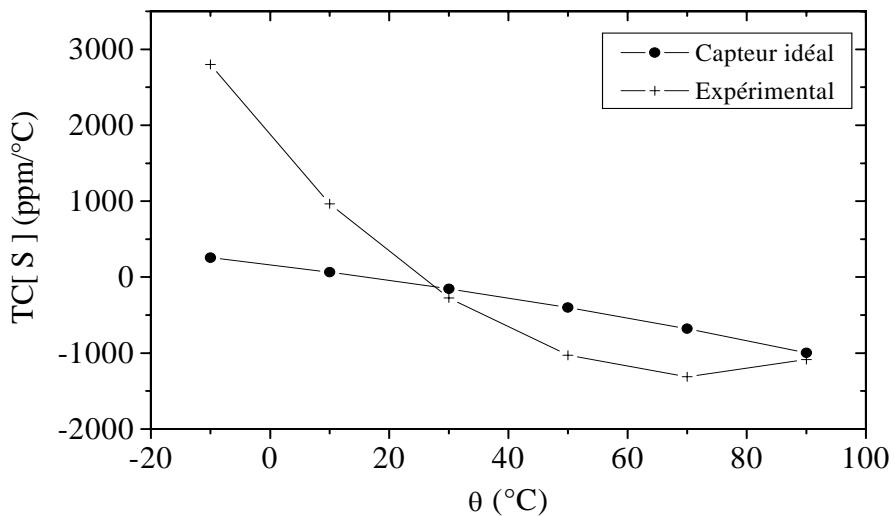


Figure 4. 22 : Comparaison des coefficients de température de la sensibilité théorique et expérimentale du démonstrateur.

De même que pour la dérive de l'offset, ce résultat montre que les paramètres liés au montage ont une dérive thermique non négligeable par rapport à celle du capteur ce qui est tout à fait conforme aux résultats du chapitre précédent.

Conclusion

Après avoir rappelé le principe du capteur élémentaire, la caractérisation et la mise au point du modèle sur PSPICE nous ont permis de déterminer précisément le comportement du démonstrateur et d'en évaluer ses avantages, ses potentialités mais aussi ses limites. Le tableau 4- 4 regroupe la plupart de ces principales caractéristiques ainsi que celles d'un capteur « idéal » dépourvu des éléments parasites liés au montage.

Tableau 4- 4 : Principales caractéristiques du démonstrateur réalisé ainsi que d'un capteur élémentaire « idéal ».

Caractéristiques	DEMONSTRATEUR	CAPTEUR « IDEAL »
Gamme d'alimentation	4,6 V / 6 V	
Gamme de température	-10°C / +90°C	
Gamme de pression	1 bar / 6 bars	
Réponse en pression^(*) à 30°C		
Sensibilité	- 5,62 kHz / bar	- 8,10 kHz / bar ± 20 %
Nonlinéarité	± 0,79 % RPE.	± 0,35 % RPE.
Comportement en Température [-10°C ; 90°C]		
TC _{moy} [Offset] (PPM/°C)	[1750 ; - 800]	[500 ; -750]
TC _{moy} [S] (PPM/°C)	[3000 ; -1000]	[250 ; -1000]
Divers		
Sensibilité à l'alimentation	4,3 % E.M / V	

(*) L'ensemble des mesures a été réalisé avec une résolution de l'ensemble du dispositif supérieure à ± 9 mbars soit 0,18 % E.M.

Nous pouvons voir sur ce tableau que la gamme de tension d'alimentation est différente de celle donnée par le constructeur du circuit. En effet, nous en avons défini une plus restrictive pour que la dérive relative de la fréquence au repos (offset) reste inférieure ou égale à 0,1 %. Cette gamme est en fait celle déterminée par le convertisseur.

Quant aux gammes de pression et de température, ce sont celles définies par le cahier des charges du capteur c'est-à-dire celles pour lesquelles le capteur fonctionne normalement avec une nonlinéarité inférieure à 1 % E.M. Nous rappelons que cette plage de pression autorise une surpression de 2,5 fois l'étendue de mesure ce qui est supérieur à la marge requise (2 E.M.).

En ce qui concerne le comportement en pression du démonstrateur, il est essentiellement déterminé par celui de la cellule sensible. Ceci étant, il faut souligner l'avantage du principe de mesure de la fréquence qui, étant inversement proportionnelle à la capacité, procure une autocompensation partielle de la nonlinéarité.

Cependant, la comparaison entre les performances du démonstrateur et celles d'un capteur élémentaire idéal nous permet de voir une altération notable des performances d'une part par la présence d'un courant de fuite (généré par une impédance équivalente vue à l'entrée de l'oscillateur), et plus particulièrement par la présence quasi inévitable de capacités parasites [4-2]. C'est pour ces raisons que la sensibilité et la nonlinéarité sont différentes de celles prévues par le calcul.

Concernant le comportement en température, sachant que les coefficients thermiques de la cellule sensible sont très faibles (cf. Tableau 2-5), nous pouvons en déduire que celui du capteur élémentaire est entièrement défini par la sensibilité à la température du circuit électronique.

Ces résultats nous permettent de dire que le démonstrateur ainsi réalisé possède des caractéristiques en pression qui répondent tout à fait aux exigences du cahier des charges. Par contre, sa grande sensibilité à la température ne lui permet pas d'être compétitif, y compris pour des capteurs de faible précision. C'est pourquoi un tel capteur n'est pas utilisable dans sa configuration actuelle pour effectuer une mesure fiable de la pression. Il était donc indispensable de trouver une solution simple qui permettrait de réduire sa sensibilité à la température tout en ayant une autocompensation de la nonlinéarité.

Chapitre 5

Etude du Capteur de Pression Ratiométrique

Introduction

Comme nous l'avons vu dans le chapitre précédent, il est nécessaire de réduire au maximum la dérive thermique tout en conservant l'autocompensation de la nonlinéarité. Lors de la conception, l'objectif était d'avoir un système simple c'est-à-dire sans circuit spécifique de compensation.

Après avoir montré l'intérêt du choix d'une architecture ratiométrique, nous étudierons le comportement d'un tel capteur. Autrement dit, nous définirons dans un premier temps ses véritables caractéristiques puis, nous évaluerons ses avantages et ses inconvénients, ses potentialités et ses limites en nous aidant de la simulation des modèles développés précédemment.

5.1. Choix de l'architecture

Deux architectures de circuit paraissaient a priori adéquates pour compenser à la fois les dérives d'offset et la nonlinéarité : l'architecture différentielle et l'architecture ratiométrique.

La première méthode consiste à faire la différence entre deux fréquences : l'une (f_m) délivrée par une cellule de mesure et l'autre (f_r) par une cellule de référence. On a donc :

$$R_D = f_m - f_r \quad (V. 1)$$

ce qui nous donne, en utilisant la relation de base du convertisseur (cf. III.2) :

$$R_D = \frac{I_1}{2C_i U_{hb}} - \frac{I_2}{2C_r U_{hb}} \quad (V. 2)$$

Si les courants sont identiques sur les deux voies ($I_1 = I_2 = I_o$), alors on obtient :

$$R_D = \frac{I_o}{2U_{hb}} \left(\frac{1}{C_i} - \frac{1}{C_r} \right) \quad (V. 3)$$

La deuxième méthode consiste à faire le rapport de deux fréquences. Dans ce cas, nous avons :

$$R_R = \frac{f_m}{f_r} \quad (V. 4)$$

soit, toujours à partir de (III.2) :

$$R_R = \frac{I_1}{I_2} \frac{C_r}{C_i} \quad (V. 5)$$

Dans l'hypothèse d'égalité des courants, on a :

$$R_R = \frac{C_r}{C_i} \quad (\text{V. 6})$$

Les deux réponses sont proportionnelles à la fréquence de mesure f_m , ce qui signifie qu'elles conservent le bénéfice de la linéarisation par inversion (cf. § 4.2.2.B). Par contre, contrairement à la réponse ratiométrique, nous pouvons remarquer que la réponse différentielle dépend toujours des paramètres I_o et U_{hb} , ce qui signifie qu'elle ne s'affranchit pas de leur dispersion et/ou de leurs variations. De plus, d'après (V. 6), si les deux capacités C_i et C_r ont des dérives analogues, alors la sensibilité de la réponse R_R à ces dérives doit être faible. C'est pour ces raisons que l'architecture ratiométrique a été retenue par G. Blasquez et Ph. Dondon au début des travaux [5-1].

Pour simplifier l'écriture, la réponse du capteur ratiométrique sera notée "R" dans ce qui suit.

5.2. Comportement du capteur ratiométrique " idéal "

Avant d'étudier les caractéristiques expérimentales du démonstrateur, nous avons estimé celle d'un capteur " idéal " dont la réponse est définie par la relation (V. 6). Ainsi, nous pourrons, par comparaison, mieux évaluer les performances du capteur réel.

La capacité C_i est définie par la capacité intrinsèque de la cellule sensible et la capacité C_r est une capacité céramique à faible coefficient thermique (voisin de celui de C_i) et telle que $C_r \approx C_{io}$. Connaissant les comportements des deux capacités, on en déduit la réponse en pression du capteur idéal à chaque température. Nous avons représenté cette réponse " idéale " sur la Fig. 5. 1 .

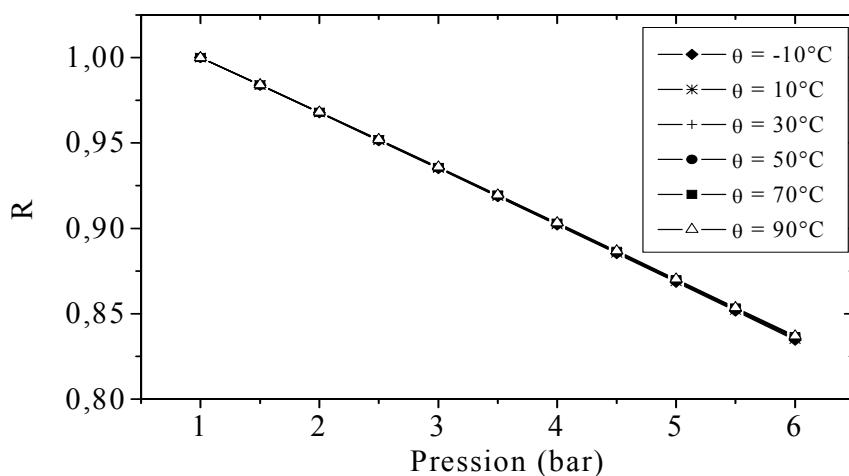


Figure 5. 1 : Réponse du capteur de pression ratiométrique idéal pour des températures comprises entre -10°C et 90°C .

D'après cette figure, le capteur " idéal " a une réponse quasi-linéaire très peu sensible à la température. De la même manière que dans les études précédentes, nous pouvons modéliser cette réponse par une relation du type :

$$R(P,\theta) = R_{\text{off}}(\theta) + S(\theta) \times P + NL(P,\theta) \quad (\text{V. 7})$$

Les caractéristiques du capteur sont donc, l'offset, la sensibilité et la nonlinéarité qui dépendent de la température. Ces caractéristiques sont regroupées dans le tableau suivant :

Tableau 5- 1 : Caractéristiques optimales en pression du capteur ratiométrique à partir de celles de la cellule sensible.

	Offset	Sensibilité	Nonlinéarité
Température ambiante	≈ 1	$-3,3 \text{ \%}\cdot\text{bar}^{-1}$ (*)	$0,35 \text{ \%}\cdot\text{RPE}$
Coefficient thermique	≈ 0	$+143 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$	$< 1 \text{ \%}/^\circ\text{C}$

(*) La réponse étant un nombre sans dimension, la sensibilité du capteur, définie par la pente moyenne, peut être exprimée en valeur relative c'est-à-dire en pour-cent de l'offset par bar.

Nous pouvons remarquer la totale compensation de la variation en température de l'offset.

Par ailleurs, nous avons vu dans le paragraphe 4.3.3.B que la nonlinéarité moyenne obtenue pour une capacité parasite nulle est de l'ordre de $\pm 0,35 \text{ \%RPE}$. Cette valeur correspond à la nonlinéarité théorique autrement dit à la plus faible valeur que nous pouvons atteindre avec cette cellule sensible.

5.3. Etude expérimentale du capteur ratiométrique

5.3.1. Dispositif expérimental

Pour évaluer les potentialités de ce type d'architecture, nous avons réalisé un démonstrateur comportant deux circuits convertisseurs semblables, une cellule sensible capacitive pour la voie de mesure et une capacité céramique pour la voie de référence. Le principe peut se schématiser comme le montre la Fig. 5. 2 .

En ce qui concerne le dispositif expérimental permettant l'étude en pression et en température de ce démonstrateur, c'est strictement le même que celui présenté dans la section 4.2.1.

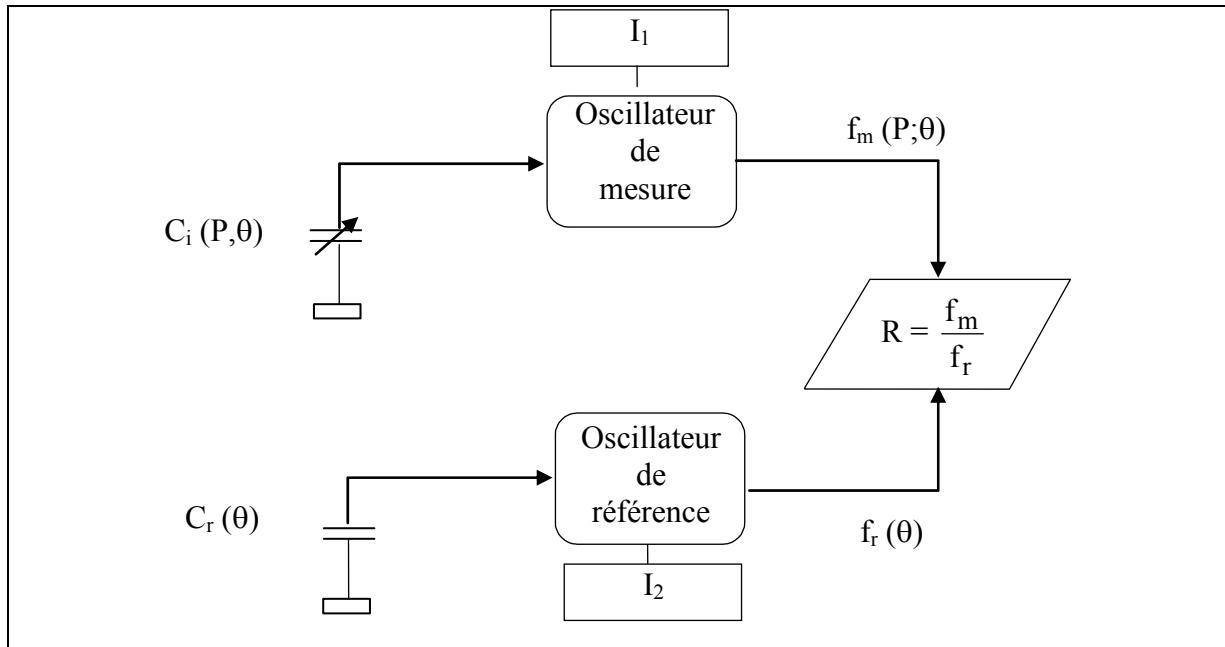


Figure 5. 2 : Schéma de principe du démonstrateur à 4 puces.

L'ensemble des mesures a été réalisé dans deux cas de figure différents. Le premier consiste à prendre une capacité de référence dont la valeur avoisine celle de la cellule sensible ($C_{r1} \approx 34 \text{ pF}$). Dans le deuxième cas, nous avons choisi de façon arbitraire une valeur de capacité de référence suffisamment éloignée de celle de C_{io} ($C_{r2} \approx 6 C_{io}$) pour évaluer l'influence de cet écart sur les caractéristiques du capteur.

5.3.2. Résolution et précision du dispositif de mesure

A) Résolution

Elle est donnée par la plus petite valeur de pression mesurable en tenant compte des différents "bruits" de mesure à la sortie des deux convertisseurs. D'après le calcul donné dans la section 4.2.1.B (cf. IV. 8), la résolution sur la période de mesure ($\mathcal{E}_R)_m$ est de $\pm 0,026 \%$. En ce qui concerne la résolution sur la période de référence ($\mathcal{E}_R)_r$, elle correspond au même calcul en supprimant la partie relative à la régulation de pression, ce qui nous donne : $(\mathcal{E}_R)_r = \pm 0,018 \%$.

En considérant que les différentes fluctuations sur chaque voie sont indépendantes, la résolution du démonstrateur peut être définie par la somme de ces deux erreurs relatives. Nous avons donc :

$$\mathcal{E}_R = (\mathcal{E}_R)_m + (\mathcal{E}_R)_r \quad (\text{V. 8})$$

soit :

$$\mathcal{E}_R = \pm 0,044 \% \text{ de la mesure}$$

ce qui représente, compte tenu de la sensibilité de la réponse, une fluctuation de **$\pm 24 \text{ mbars}$** ou encore **$\pm 0,48 \% \text{ de l'étendue de mesure en pression.}$**

B) Précision

Pour calculer la précision du dispositif, il suffit de reprendre le calcul de la relation (IV. 8) en tenant compte des précisions de chaque appareil de mesure. Cela nous donne :

- sur la voie de mesure : $(\mathcal{E}_p)_m = 0,151 \% \text{ de la mesure}$
- sur la voie de référence : $(\mathcal{E}_p)_r = 0,131 \% \text{ de la mesure}$

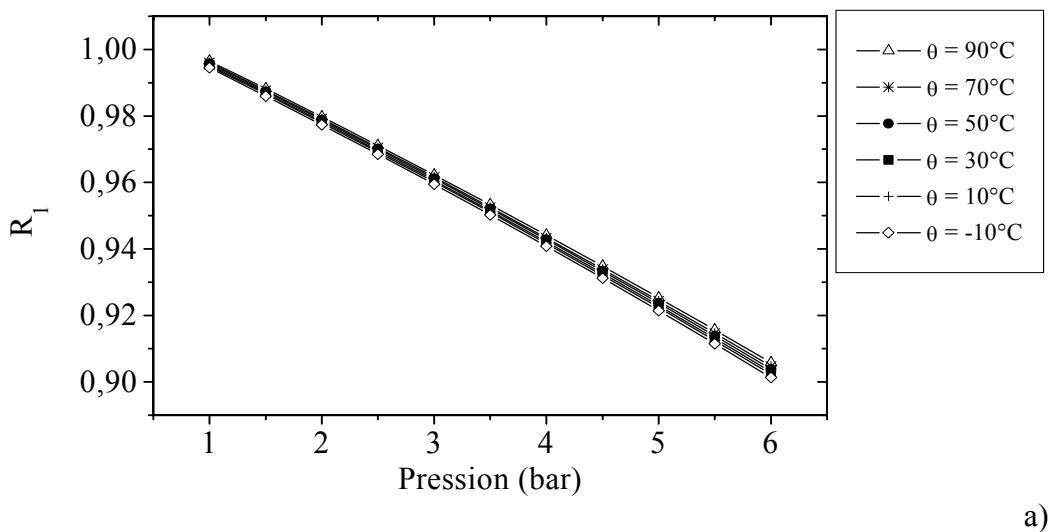
ce qui nous donne une erreur maximum de précision de :

$$\mathcal{E}_p = 0,282 \% \text{ de la mesure.}$$

Cela correspond, en pression, à 0,152 bar soit environ 3 % de l'étendue de mesure.

5.3.3. Réponse en pression paramétrée en température

Les Figs 5. 3 a et 5. 3 b représentent respectivement la variation de R_1 ($C_{r1} \approx C_{io}$) et de R_6 ($C_{r2} \approx 6C_{io}$) en fonction de la pression dans la gamme utile (1 bar / 6 bars) pour différentes valeurs de températures comprises entre -10°C et 90°C.



a)

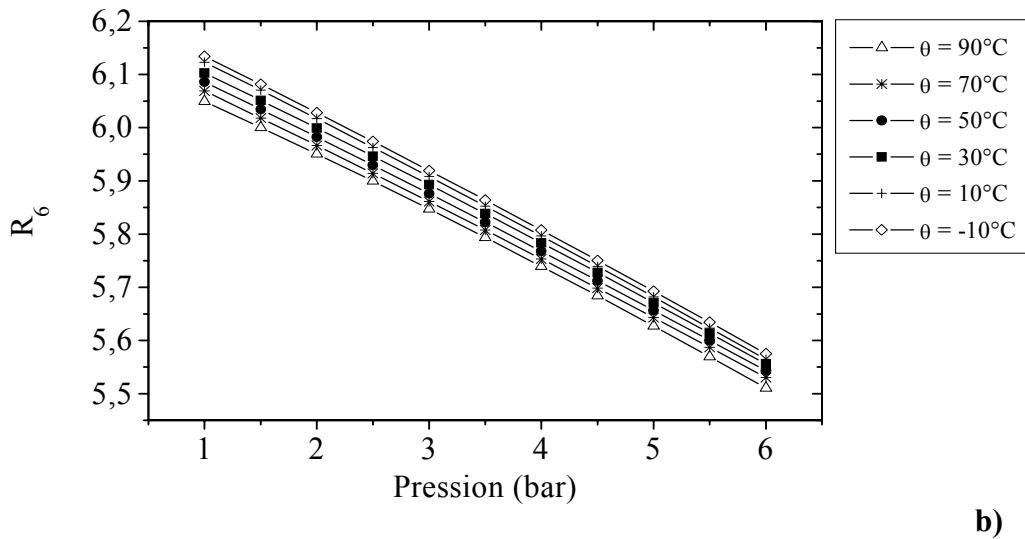


Figure 5. 3 : Réponse en pression paramétrée en température du démonstrateur :
a) $C_{rl} \approx C_{io}$; b) $C_{r2} \approx 6 C_{io}$.

Ces résultats nous montrent que le comportement du démonstrateur, aussi bien en pression qu'en température, dépend énormément de l'écart entre les valeurs de capacités sur la voie de mesure et de référence. En effet, nous pouvons constater que, dans le premier cas où les deux voies sont quasi identiques, la dérive thermique est bien plus faible que dans le deuxième cas. Nous allons dans ce qui suit, analyser d'une manière plus détaillée ces différences de comportement.

A) Caractéristiques en pression à température ambiante

a) Sensibilité

Le tableau 5- 2 permet de comparer la sensibilité à la pression du capteur ratiométrique testé dans les deux cas de figure précités. Ces valeurs ont été obtenues à une température ambiante de 30°C. Deux dénominations ont été utilisées : la sensibilité absolue (S) et la sensibilité relative (S/R_{off}). Ceci permet de comparer les sensibilités de réponses ayant des offsets différents.

Tableau 5- 2 : Comparaison des sensibilités à la pression du capteur ratiométrique dans le cas où $C_{r1} \approx C_{io}$ et $C_{r2} \approx 6 C_{io}$.

	Sensibilité absolue (bar^{-1})	Sensibilité relative (%/bar)
Configuration 1 : ($C_{r1} \approx C_{io}$)	-0,0185	-1,85
Configuration 2 : ($C_{r2} \approx 6 C_{io}$)	-0,11	-1,83

Ces résultats montrent qu'il est important de bien définir la sensibilité car l'une (sensibilité absolue) est proportionnelle au rapport C_r / C_{io} tandis que l'autre (sensibilité relative) reste constante.

b) Nonlinéarité

Nous avons représenté sur la Fig. 5. 4 les nonlinéarités obtenues pour R_1 et R_6 . A titre de comparaison, nous avons également porté sur cette figure la nonlinéarité de la réponse du capteur idéal $C_r / C_i(P)$.

Dans ce qui suit, nous noterons R_o , la valeur du rapport C_r / C_{io} .

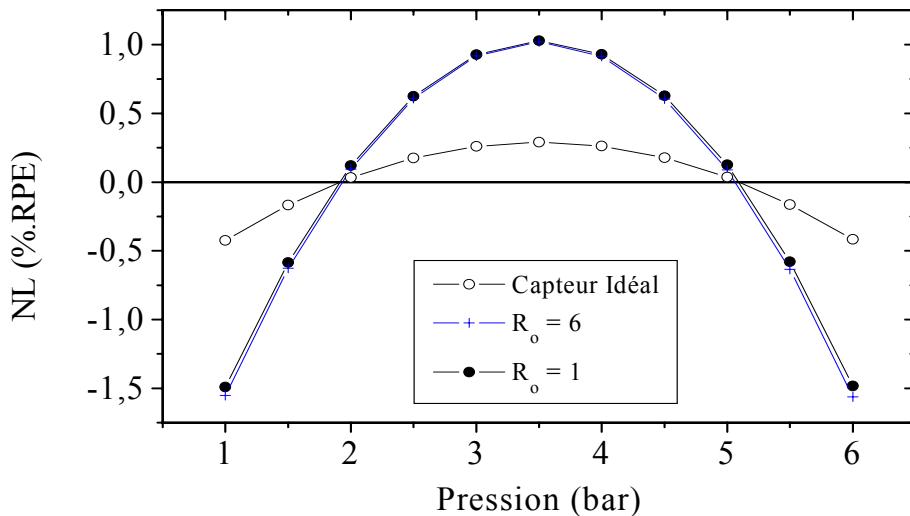


Figure 5. 4 : Comparaison des nonlinéarités du capteur ratiométrique pour deux valeurs différentes de C_r et du capteur “idéal”.

Nous pouvons remarquer que la nonlinéarité dans le cas $R_o \approx 6$ est quasiment identique à celle obtenue pour $R_o \approx 1$. Autrement dit, la nonlinéarité est indépendante de

la valeur de R_o . Par ailleurs, dans les deux cas de figure, nous observons une nonlinéarité plus importante que celle de la réponse du capteur idéal. D'après les conclusions précédentes portant sur le capteur élémentaire, nous pensons que cette différence est principalement liée aux capacités parasites introduites par le dispositif.

B) Comportement en température

A partir des courbes de réponse obtenues à chaque température (cf. Fig. 5. 3 a et 5. 3 b), nous avons déterminé le comportement thermique de “ l'offset ”, de la sensibilité et de la nonlinéarité.

a) Dérive thermique de l'offset

La Fig. 5. 5 représente la variation relative de l'offset R_{off} pour des températures comprises entre -10°C et 90°C et pour les deux cas de figure ($R_o \approx 1$ et $R_o \approx 6$).

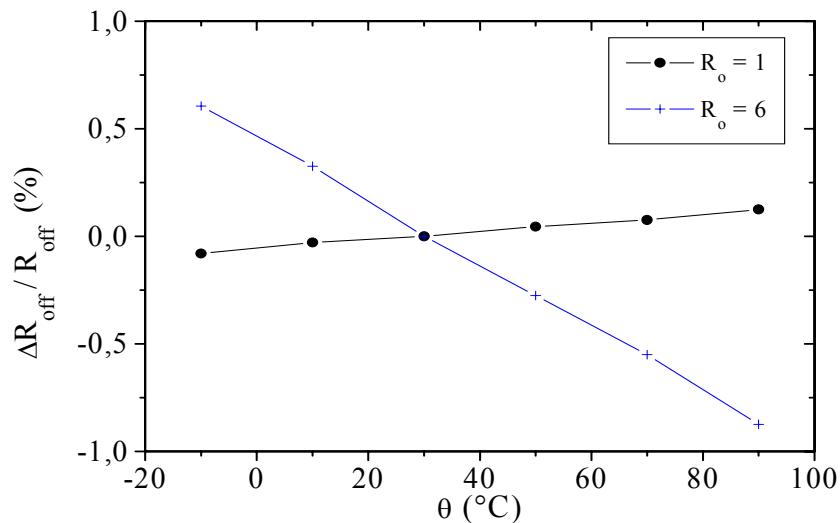


Figure 5. 5 : Comparaison des dérives thermiques de l'offset du démonstrateur dans les deux configurations étudiées.

Pour $R_o \approx 6$, nous avons une dérive relative de l'offset de l'ordre de -150 ppm/°C. Par contre, pour $R_o \approx 1$, ce coefficient est inférieur à 20 ppm/°C.

Afin de juger le degré de compensation thermique apporté par cette architecture, nous avons tracé sur la Fig. 5. 6 les coefficients de température d'un capteur élémentaire ainsi que ceux des deux montages ratiométriques (R_1 et R_6).

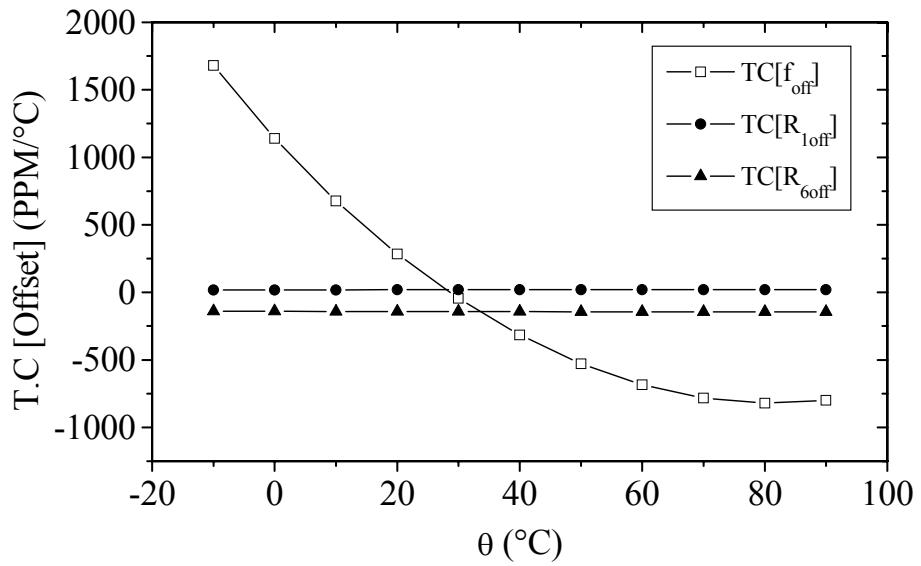


Figure 5.6 : Comparaison des coefficients de température de la réponse à 0 bar du capteur élémentaire et du capteur ratiométrique dans deux cas de figures particuliers (R_1 et R_6).

Pour l'essentiel, il apparaît que les réponses des montages R_1 et R_6 ont des dérives thermiques négligeables comparées à celle d'un capteur élémentaire. Autrement dit, l'architecture ratiométrique autocompense efficacement les dérives d'offset quelle que soit la valeur de C_r au voisinage de C_{io} .

b) Dérive thermique de la sensibilité

De la même manière que pour l'offset, nous avons comparé sur la Fig. 5.7 les dérives thermiques de la sensibilité dans les deux configurations de manière à définir qualitativement l'avantage de l'une par rapport à l'autre.

On voit que la dérive thermique $\Delta S/S$ de R_6 est quasiment deux fois plus importante que de celle de R_1 .

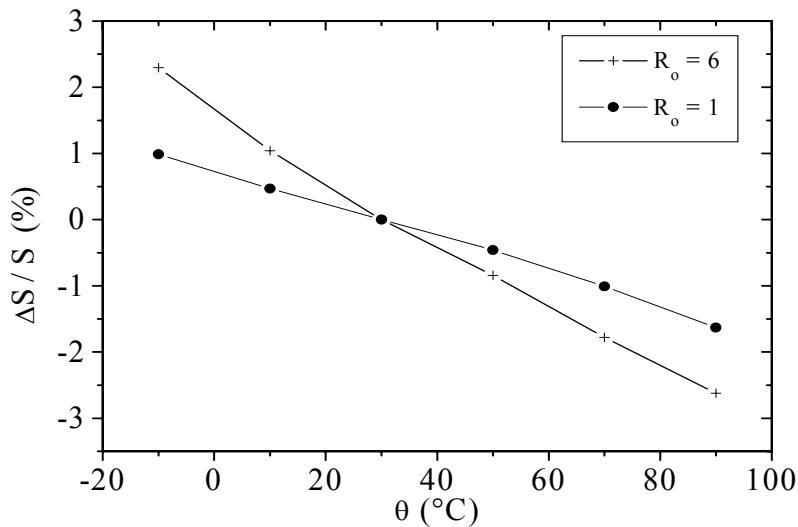


Figure 5. 7 : Comparaison des dérives thermiques de la sensibilité du démonstrateur dans les deux configurations étudiées.

c) Dérive thermique de la nonlinéarité

Comme nous l'avons vu pour l'étude du capteur élémentaire, la nonlinéarité de la réponse est quasiment insensible à la température quelle que soit la valeur de R_o .

5.4. Analyse comportementale par la simulation et la modélisation

Après avoir mesuré et comparé le comportement du capteur ratiométrique dans deux cas de figure bien particuliers, nous avons simulé la “ dérive ” des caractéristiques du capteur en fonction de l’importance du décalage d’offset et des capacités parasites, de manière à bien distinguer leur effet respectif. Pour faire cette étude, nous avons utilisé dans un premier temps le simulateur PSPICE dans lequel nous avons modélisé le capteur dans son ensemble. Nous y avons donc intégré les comportements en pression et en température de la capacité intrinsèque ainsi que les comportements en température de la capacité de référence et des différentes capacités parasites.

D’autre part, nous avons également utilisé un modèle analytique de la réponse $R(P,\theta)$ pour étudier et/ou démontrer certains comportements. Compte tenu de l’ensemble des fonctions de transfert établies précédemment (cf. IV. 2), on peut modéliser cette réponse par la relation :

$$R(P, \theta) = \frac{\Delta t_r + S(\theta) \times [C_r(\theta) + C_{pi}(\theta) + C_{pr}]}{\Delta t_r + S(\theta) \times [C_i(P, \theta) + C_{pi}(\theta) + C_{pm}]} \quad (V. 9)$$

où Δt_r représente le retard de commutation au niveau des interrupteurs. C_{pi} représente la capacité parasite interne au convertisseur et C_{pm} (resp. C_{pr}) la capacité parasite équivalente extérieure, c'est-à-dire celle introduite par le montage sur la voie de mesure (resp. de référence). Nous supposons les deux oscillateurs identiques c'est-à-dire qu'ils ont les mêmes sources de courant, les mêmes sensibilités (S) et les mêmes temps de retard Δt_r . Nous rappelons que la sensibilité S d'un convertisseur est définie par le rapport $2U_{hb}/I_e$ (cf. III.57).

5.4.1. Influence d'une dispersion des caractéristiques électriques sur la réponse

A) Influence d'une variation de courant I_o sur les caractéristiques

Nous avons étudié la variation relative de l'offset en fonction de celle de I_o en considérant que cette dernière est identique dans les deux convertisseurs. La Fig. 5. 8 regroupe les résultats obtenus pour différentes valeurs de R_o pour évaluer l'importance d'un décalage de l'offset.

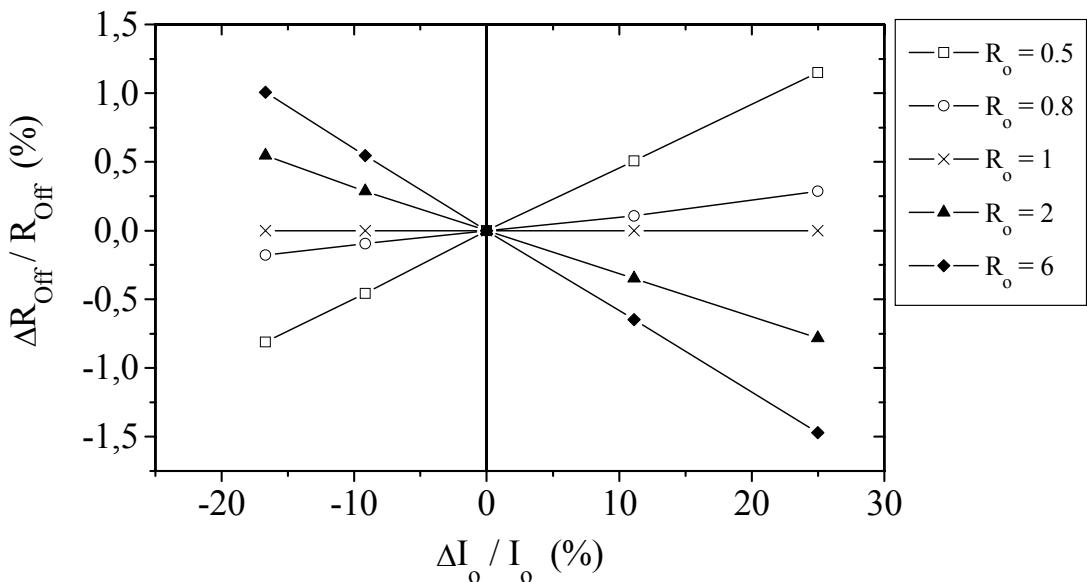


Figure 5. 8 : Sensibilité de l'offset à une variation de courant I_o pour différentes valeurs de C_r .

D'après ces résultats, il est clair que plus l'écart entre C_r et C_{io} est important, plus R_{off} est sensible à une variation de courant. Nous remarquons également que pour une variation de 20 % de I_o , celle de l'offset reste inférieure à 1,5 % quel que soit $R_o < 6$. Ce résultat est à comparer à celui de la dérive de la fréquence f_{off} du capteur élémentaire où nous avions environ 20 % de variation. Cela signifie que l'architecture ratiométrique compense efficacement les variations de la source de courant (sous-entendu peu sensible à la dispersion de fabrication de R_{ref}).

Si nous considérons a priori, que le retard de commutation des interrupteurs Δt_r est négligeable par rapport aux périodes considérées (cf. V. 9), la dérive de R_{off} est toujours nulle. Or, les résultats nous montrent que ce n'est pas le cas dès que $C_r \neq C_{io}$. Reprenons donc le calcul de R_{off} en utilisant la même relation sans les capacités parasites pour ne pas alourdir inutilement le calcul. R_{off} peut alors être approchée par la relation :

$$R_{off} = \frac{C_r}{C_{io}} \left(\frac{1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2C_r U_{hb}}}{1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2C_{io} U_{hb}}} \right) \quad (V. 10)$$

En ne considérant que des variations de I_o , on peut calculer la dérivée logarithmique de cette expression. On obtient :

$$\frac{dR_{off}}{R_{off}} = \frac{dI_o}{I_o} \left\{ \frac{2U_{hb}}{I_o \Delta t_r} \left[\frac{C_{io} - C_r}{\left(1 + \frac{2C_r U_{hb}}{I_o \Delta t_r} \right) \left(1 + \frac{2C_{io} U_{hb}}{I_o \Delta t_r} \right)} \right] \right\} \quad (V. 11)$$

Nous pouvons constater que la dérive de l'offset en fonction de I_o n'est nulle que si les deux capacités C_{io} et C_r sont égales comme le montre la Fig. 5. 8 .

Si l'on se réfère à la réponse en pression $R(P)$ dans le cas où $R_o = 1$, la courbe correspondante à $R_o = 0,8$ s'identifie à la valeur de la réponse à $P = 6$ bars. Par conséquent, comme seul l'offset est invariant, la variation du courant influe sur la sensibilité à la pression du capteur.

Pour évaluer cette variation, nous avons défini la sensibilité comme étant la pente de la droite des extrêmes :

$$\tilde{S} = \frac{R_1(6) - R_1(1)}{5} \quad (V. 12)$$

nous avons donc :

$$\frac{\Delta \tilde{S}}{\tilde{S}} = \left(\frac{1}{1 - \frac{R_1(1)}{R_1(6)}} \right) \frac{\Delta R_1(6)}{R_1(6)} \quad (\text{V. 13})$$

Pour une variation relative de $\pm 20\%$ du courant I_o , nous obtenons une variation relative de la sensibilité du capteur de l'ordre de $\pm 1\%$. Par conséquent, l'architecture ratiométrique atténue l'effet d'une dispersion de $R_{\text{réf}}$ non seulement sur l'offset, mais aussi sur son comportement en pression.

B) Influence de l'écart entre les tensions de seuil (U_{hb}) sur l'offset

Pour cette étude, nous avons considéré une variation identique de U_{hb} sur les deux voies de mesure. La Fig. 5. 9 regroupe la variation relative de R_{off} en fonction de celle de U_{hb} pour différentes valeurs de C_r / C_{io} .

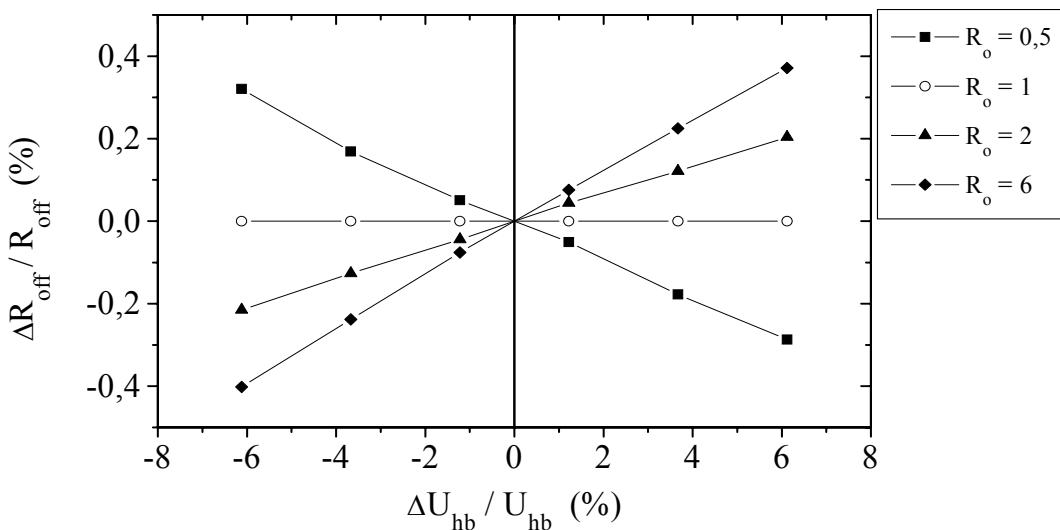


Figure 5. 9 : Sensibilité de l'offset à une variation de U_{hb} sur les deux voies

De la même manière que dans le paragraphe précédent, nous pouvons constater que la variation de l'offset (et par suite de la sensibilité) introduite par celle de U_{hb} n'est nulle que si $C_r = C_{io}$. Pour retrouver ce résultat par le calcul, il suffit d'exprimer R_{off} de la façon suivante toujours à partir de (V. 9) :

$$R_{off} = \frac{1 + \frac{2C_r}{I_o \Delta t_r} U_{hb}}{1 + \frac{2C_{io}}{I_o \Delta t_r} U_{hb}} \quad (V. 14)$$

Par conséquent, la dérivé logarithmique de l'offset par rapport à celle de U_{hb} peut s'écrire :

$$\frac{dR_{off}}{R_{off}} = \frac{dU_{hb}}{U_{hb}} \left\{ \frac{I_o \Delta t_r}{2U_{hb}} \left[\frac{\frac{1}{C_{io}} - \frac{1}{C_r}}{\left(\frac{I_o \Delta t_r}{2C_r U_{hb}} + 1 \right) \left(\frac{I_o \Delta t_r}{2C_{io} U_{hb}} + 1 \right)} \right] \right\} \quad (V. 15)$$

Nous retrouvons bien une dérive nulle pour $C_r = C_{io}$ et de manière plus générale si Δt_r tend vers zéro.

De la même manière que pour l'étude en fonction du courant, nous pouvons dire qu'une variation de U_{hb} modifie d'une part l'offset mais aussi la sensibilité du capteur et ce d'autant plus que l'on s'écarte de la parfaite symétrie entre les deux voies de mesures. Pour un capteur symétrique, une variation de U_{hb} de 10 % entraîne seulement une variation de sensibilité de 0,1 % ce qui est bien plus faible qu'avec le capteur élémentaire (cf. Fig. 4. 16).

C) Influence des temps de retard Δt_r sur la nonlinéarité de la réponse

Pour cette étude, nous n'avons pas tenu compte des capacités parasites qui ne feraient qu'alourdir le calcul. A partir de la relation (V. 10) qui est généralisable pour la réponse en pression, nous pouvons calculer l'erreur introduite par le temps de retard Δt_r de commutation des interrupteurs de chaque voie [5-2].

Nous avons donc :

$$R = \frac{C_r}{C_i} \left(\frac{1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2 C_r U_{hb}}}{1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2 C_i U_{hb}}} \right) \quad (V. 16)$$

En considérant que $\Delta t_r \ll \frac{2C_i U_{hb}}{I_o}$, le développement limité de R nous donne :

$$R = \frac{C_r}{C_i} \left\{ \left(1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2 C_r U_{hb}} \right) \left[1 - \frac{I_o \Delta t_r}{2 C_i U_{hb}} + \left(\frac{I_o \Delta t_r}{2 C_i U_{hb}} \right)^2 - \dots \right] \right\} \quad (V. 17)$$

soit après développement :

$$R \approx \frac{C_r}{C_i} \left[1 + \frac{I_o \Delta t_r}{2 C_r U_{hb}} \left(1 - \frac{R_o}{1 + \xi} \right) \right] \quad (\text{V. 18})$$

$$\text{avec } C_i = C_{io} (1 + \xi) \quad (\text{V. 19})$$

$$\text{et } R_o = C_r / C_{io} \quad (\text{V. 20})$$

Nous avons vu que Δt_r est constant (≈ 350 ns) puisqu'il est essentiellement déterminé par les temps de propagation au niveau des comparateurs et des portes logiques (cf. § 3.3.1.B.a). Dans le cas où $R_o = 1$, si l'on considère que pour une pression de 6 bars on a $C_i / C_r \approx 1,25$ (cf. Fig. 2.12), alors $0 \leq \xi \leq 25\%$.

Par conséquent, si $C_r = C_{io}$, alors l'erreur maximale de "nonlinéarité" est définie par le terme

$\frac{I_o \Delta t_r}{2 U_{hb} C_{io}} \frac{\xi}{1 + \xi}$, ce qui donne, pour $C_{io} = 34$ pF, une erreur de 1,75 % comme le montre la

Fig. 5. 10 .

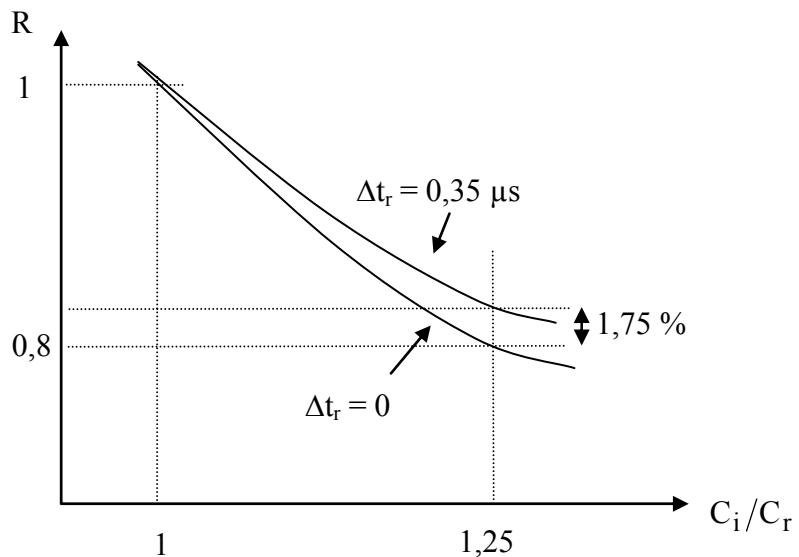


Figure 5. 10 : Erreur sur la réponse en pression introduite par le temps de retard Δt_r dans le cas où $C_r = C_{io} = 34$ pF.

Il ressort de cette étude que le temps de retard Δt_r généré par l'électronique, introduit une nonlinéarité sur la réponse du capteur. Ceci étant, elle constitue, en quelque sorte, un avantage puisqu'elle est de sens opposé à la nonlinéarité inhérente à la réponse de la cellule sensible. On peut donc dire qualitativement que ce phénomène compense en partie la nonlinéarité de la cellule.

5.4.2. Influence de la valeur de R_o sur le comportement du capteur

Nous avons évalué l'influence d'un décalage d'offset sur le comportement en pression du capteur. Cette évaluation a été effectuée en faisant varier la capacité de référence.

A) Etude de la sensibilité à la pression

La Fig. 5. 11 représente la variation relative de la sensibilité par rapport à sa valeur à $R_o = 1$ en fonction du quotient C_r / C_{io} .

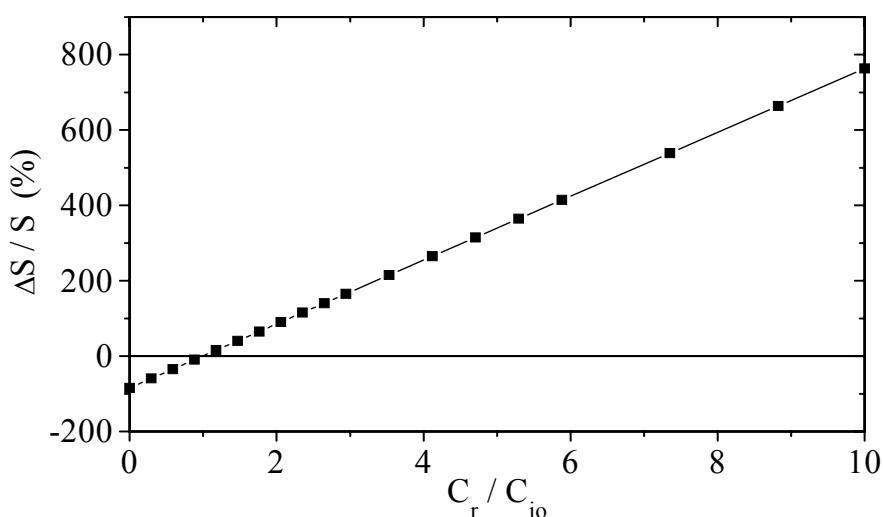


Figure 5. 11 : Variation relative de la sensibilité en fonction de la valeur du rapport C_r / C_{io}

Nous constatons que la sensibilité du capteur est proportionnelle à la valeur de C_r . Cela signifie que la sensibilité relative (exprimée en %/bar) est constante ou encore indépendante de C_r/C_{io} .

Ce résultat peut se retrouver par le calcul. En effet, comme la réponse du capteur ratiométrique est quasiment linéaire sur la plage de pression considérée, nous pouvons définir une sensibilité approchée par la pente de la “ droite des extrêmes ” (cf. éq.(V. 12)).

Ce qui nous donne, en négligeant Δt_r dans (V. 9) :

$$\tilde{S} = \frac{C_r}{C_i(1)} \frac{\left(1 + \frac{C_p}{C_r}\right)}{C_i(6) \left(1 + \frac{C_p}{C_i(1)}\right)} \times \tilde{S}_c \quad (\text{V. 21})$$

où \tilde{S}_c représente la sensibilité approchée de la cellule sensible exprimée en pF / bar et C_p la capacité parasite totale sur chaque voie.

Cette relation montre que la sensibilité du capteur est bien proportionnelle à la valeur de la capacité de référence et par suite à celle de C_r/C_{io} ce qui confirme bien les résultats de la simulation.

B) Etude de la nonlinéarité

Nous avons calculé la nonlinéarité de la réponse par rapport à la droite des extrêmes (R_{Lin}). Exprimée en pourcentage de la réponse pleine échelle, on peut écrire :

$$NL(P) = 100 \times \frac{R(P) - R_{Lin}(P)}{R.P.E} \quad (\text{V. 22})$$

où R.P.E représente la Réponse Pleine Echelle définie par $R(6) - R(1)$,

$$\text{et} \quad R_{Lin}(P) = R(1) + \frac{R(6) - R(1)}{5} \times (P - 1) \quad (\text{V. 23})$$

Par conséquent, en remplaçant (V. 9) dans (V. 22) et (V. 23), on obtient :

$$NL(P) = \left[\frac{C_i(6) + C_{pm}}{C_i(6) - C_i(1)} \right] \times \left[\frac{C_i(P) - C_i(1)}{C_i(P) + C_{pm}} \right] - \frac{1}{5}(P - 1) \quad (\text{V. 24})$$

Nous pouvons remarquer que la nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle est indépendante de toute capacité introduite sur la voie de référence. Autrement dit, la nonlinéarité est indépendante de la valeur de C_r / C_{io} .

C) Comportement en température de l'offset

La Fig. 5. 12 représente la variation du coefficient de température de l'offset à 30°C en fonction de la valeur de C_r / C_{io} . Plus on s'écarte de l'équilibre ($R_o = 1$), plus le comportement thermique de l'offset se dégrade. Dès que C_r / C_{io} est supérieur à 4, le comportement thermique du capteur tend vers celui de la capacité de mesure, ajouté à celui de la capacité parasite de la même voie, c'est-à-dire au total, de l'ordre de - 150 ppm/°C.

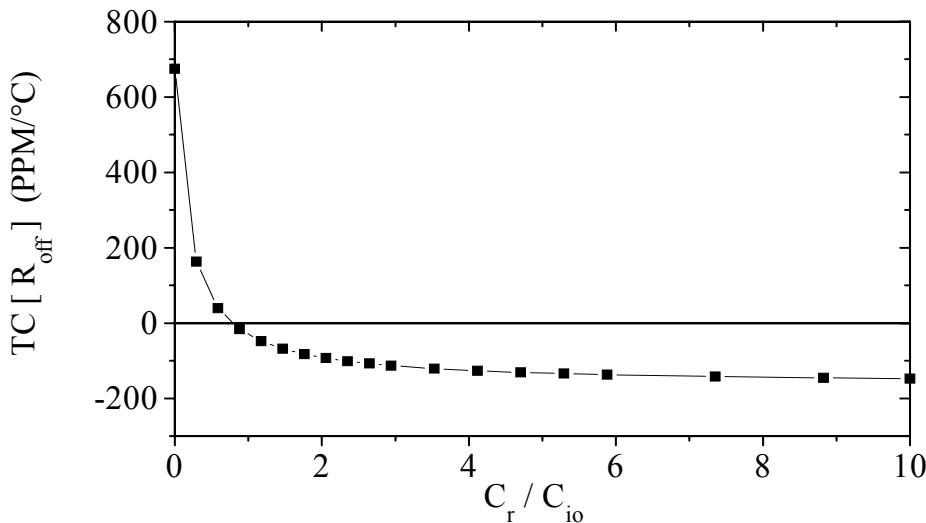


Figure 5. 12 : Coefficient de température de l'offset en fonction de la valeur de R_o .

Nous pouvons également constater que ce coefficient n'est pas nul pour $C_r = C_{io}$. En effet, d'après la relation (V. 9), en négligeant le temps Δt_r qui ne varie pas en température, si on calcule de façon littérale le coefficient de température de l'offset, on obtient la relation suivante :

$$TC[R_{off}] = \frac{1}{C_r + C_p} \left(\frac{\partial C_r}{\partial \theta} + \frac{\partial C_p}{\partial \theta} \right) - \frac{1}{C_{io} + C_p} \left(\frac{\partial C_{io}}{\partial \theta} + \frac{\partial C_p}{\partial \theta} \right) \quad (V. 25)$$

Cette relation nous montre que le coefficient de température de l'offset n'est nul que si l'on a la double condition : $C_r = C_{io}$ et $\frac{\partial C_r}{\partial \theta} = \frac{\partial C_{io}}{\partial \theta}$, ce qui n'est pas le cas expérimentalement et donc en simulation.

D) Comportement en température de la sensibilité du capteur

Sur la Fig. 5. 13 , nous avons simulé la variation du coefficient de température de la sensibilité à la pression à 30°C en fonction de C_r / C_{io} .

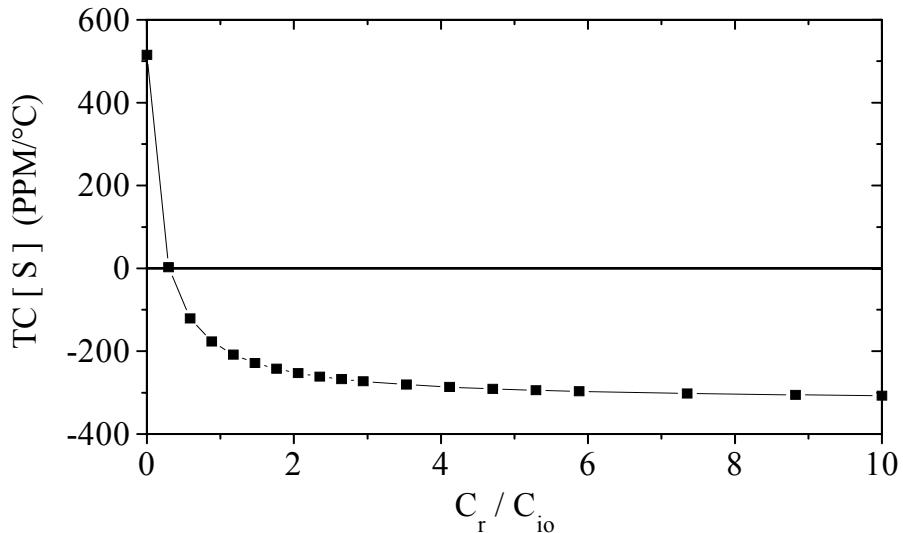


Figure 5. 13 : Coefficient de température de la sensibilité à 30°C en fonction de la valeur de R_o .

Le comportement du coefficient thermique de la sensibilité est semblable à celui de l'offset : il se dégrade d'autant plus que l'on s'écarte de la symétrie conformément aux résultats précédents. De la même manière, nous pouvons remarquer qu'ils s'annulent non pas pour $R_o = 1$ mais pour $R_o < 1$ du fait de l'inégalité des coefficients de température des capacités C_r et C_{io} .

5.4.3. Influence des capacités parasites sur le comportement du capteur

A) Cas des capacités parasites symétriques sur les deux voies

Nous considérons, dans un premier temps le cas simple où des capacités parasites extérieures au circuit sont ajoutées en parallèle sur les deux voies de manière symétrique ($C_{pm} = C_{pr} = C_p$).

a) Etude de la sensibilité

D'après certaines conclusions du chapitre précédent, nous avons vu que les capacités parasites provoquaient entre autres, une diminution de la sensibilité à la pression. La Fig. 5. 14 montre les résultats simulés de la variation relative de la sensibilité en fonction de la capacité parasite C_p pour deux valeurs différentes de R_o . Pour cela nous avons calculé la perte de sensibilité PS définie par :

$$PS (\%) = 100 \times \frac{S(C_p=0) - S(C_p \neq 0)}{S(C_p=0)} \quad (V. 26)$$

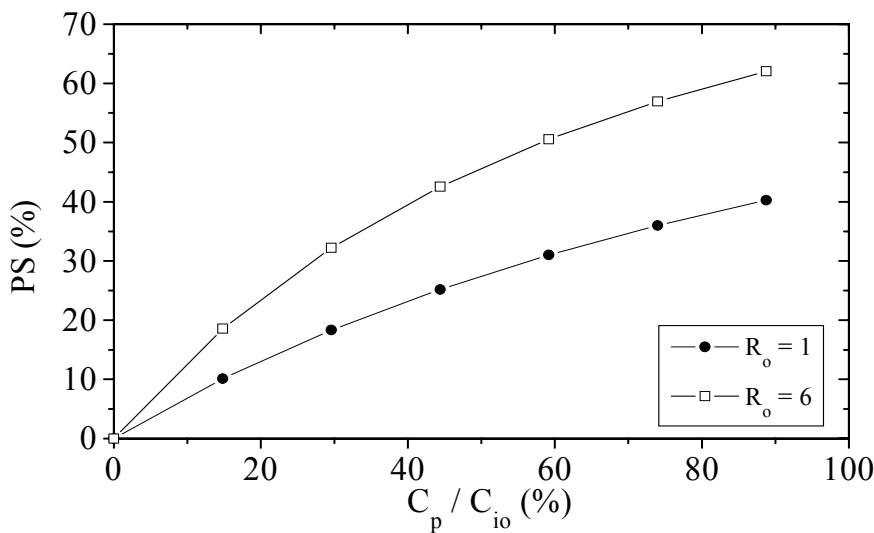


Figure 5. 14 : Perte de sensibilité en fonction des capacités parasites introduites sur les deux voies de mesure pour deux valeurs différentes de l'offset.

Nous constatons tout d'abord que la présence de capacités parasites entraîne une perte de sensibilité du capteur comme nous l'avions observé pour le capteur élémentaire. De plus, nous pouvons remarquer que cette perte de sensibilité est d'autant plus importante que l'on s'écarte du capteur symétrique. Cela dit, si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le capteur élémentaire, on peut se rendre compte que la perte de sensibilité est relativement bien atténuée par l'architecture ratiométrique. Par exemple, pour $C_p / C_{io} = 33\%$, on avait, au niveau du capteur élémentaire, une perte de sensibilité de 40 % tandis qu'avec le capteur ratiométrique symétrique, elle est inférieure à 20 %.

b) Etude de la nonlinéarité

Pour ce qui a trait à la nonlinéarité, nous avons représenté sur la Fig. 5. 15 , la variation de la nonlinéarité maximum en fonction du rapport C_p / C_{io} toujours en considérant les capacités parasites identiques sur les deux voies. Sachant que la nonlinéarité est indépendante des capacités introduites sur la voie de référence, nous ne l'avons représenté que pour $R_o = 1$.

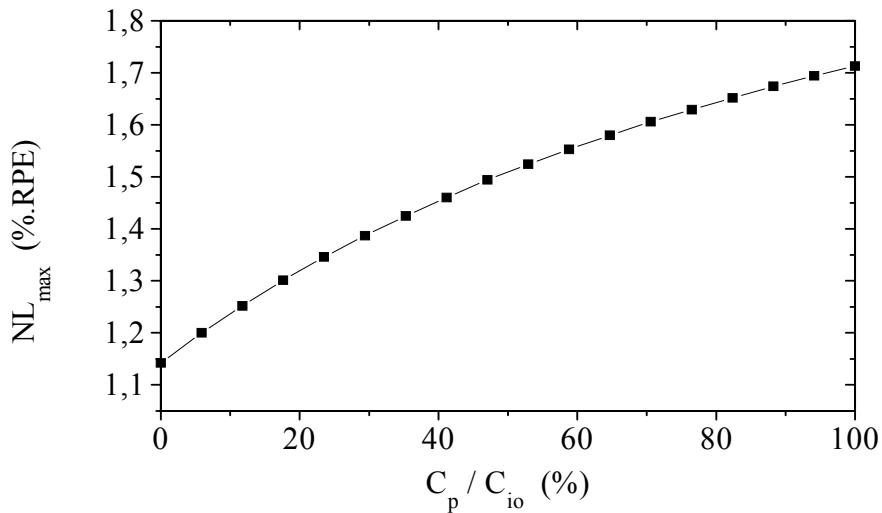


Figure 5. 15 : Variation de la nonlinéarité maximum à 30°C en fonction des capacités parasites externes identiques sur les deux voies de mesure.

Il est à noter que la simulation tient compte des phénomènes parasites internes au circuit. C'est pourquoi le cas $C_p = 0$ ne correspond pas à un capteur complètement dépourvu de capacités parasites mais plutôt à un démonstrateur dont l'assemblage n'en aurait introduit aucune supplémentaire.

Nous pouvons également ajouter que la nonlinéarité du capteur ratiométrique est aussi sensible aux capacités parasites que celle du capteur élémentaire. Ceci est dû au fait que les capacités C_{pr} n'influencent pas cette caractéristique. Autrement dit, pour la nonlinéarité, ce type d'architecture n'apporte rien par rapport au capteur élémentaire.

B) Influence d'un écart entre C_{pm} et C_{pr} sur les performances du capteur

Après avoir évalué l'influence de deux capacités parasites identiques sur les voies de mesure et de référence, nous avons étudié l'effet d'une capacité parasite extérieure au circuit suivant qu'elle se situe sur l'une ou l'autre des deux voies. Conformément à la relation (V. 9), C_{pm} représente celle sur la voie de mesure et C_{pr} celle sur la voie de référence.

Nous avons réalisé cette étude en comparant les comportements du capteur dans les deux cas $R_o \approx 1$ et $R_o \approx 6$.

a) Etude de la sensibilité

La Fig. 5. 16 représente la perte de sensibilité à la pression du capteur ratiométrique (cf. V. 26) en fonction de C_{px} ; C_{px} désignant alternativement C_{pm} et C_{pr} .

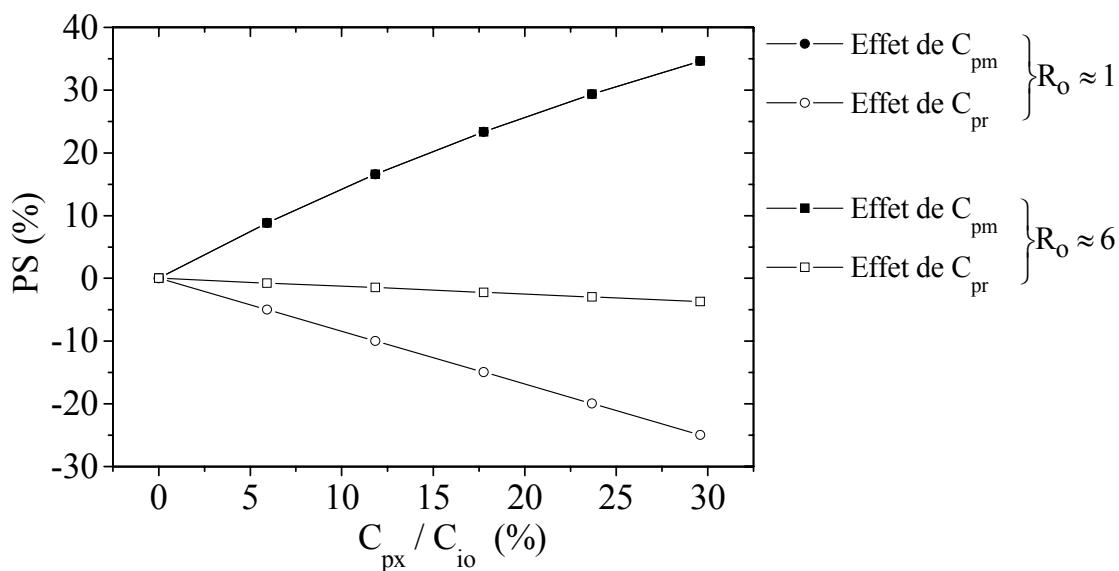


Figure 5. 16 : Perte de sensibilité à la pression en fonction des capacités parasites sur chaque voie (C_{pm} : symboles pleins ; C_{pr} : symboles vides) pour $R_o \approx 1$ et $R_o \approx 6$.

Nous pouvons tout d'abord constater qu'une capacité parasite sur la voie de mesure entraîne une chute de la sensibilité à la pression du capteur ($PS > 0$). Cet effet est identique quelle que soit la valeur de R_o .

Par contre, nous pouvons également observer une augmentation de la sensibilité ($PS < 0$) lorsque nous faisons varier la capacité C_{pr} (avec $C_{pm} = 0$). Cela signifie globalement qu'une capacité parasite sur la voie de référence supérieure à C_{pm} a pour effet d'augmenter la sensibilité à la pression du capteur. C'est pourquoi, en ajoutant une capacité identique sur les deux voies, la perte de sensibilité est atténuée. Ce phénomène s'explique à partir de la relation (V. 26). En effet, nous avons par équivalence :

$$PS \leq 0 \Leftrightarrow \frac{C_{pr}}{C_r} \geq \frac{C_{pm}}{C_{io}} \quad (V. 27)$$

$$\Leftrightarrow \frac{C_{pr}}{C_{pm}} \geq R_o \quad (V. 28)$$

Ce qui signifie qu'en contrôlant les capacités parasites sur chaque voies de manière à ce que $C_{pr}/C_{pm} = R_o$, nous supprimons le phénomène de perte de sensibilité.

Par ailleurs, nous pouvons observer sur la Fig. 5. 16 que l'influence de C_{pr} sur PS dépend de R_o c'est-à-dire en fait du rapport C_{pr} / C_r .

Réciproquement, comme nous ne faisons pas varier C_{io} , l'influence de C_{pm} reste constante quel que soit R_o .

Nous pouvons donc dire que l'influence d'une capacité parasite dépend de son poids vis-à-vis de la valeur de la capacité de mesure.

b) Etude de la nonlinéarité

Nous avons tracé sur la Fig. 5. 17 la nonlinéarité maximum en fonction du rapport C_{px} / C_{io} où C_{px} représente alternativement C_{pm} et C_{pr} . Comme l'offset n'influe pas sur la nonlinéarité, nous ne l'avons représenté que dans le cas $R_o = 1$.

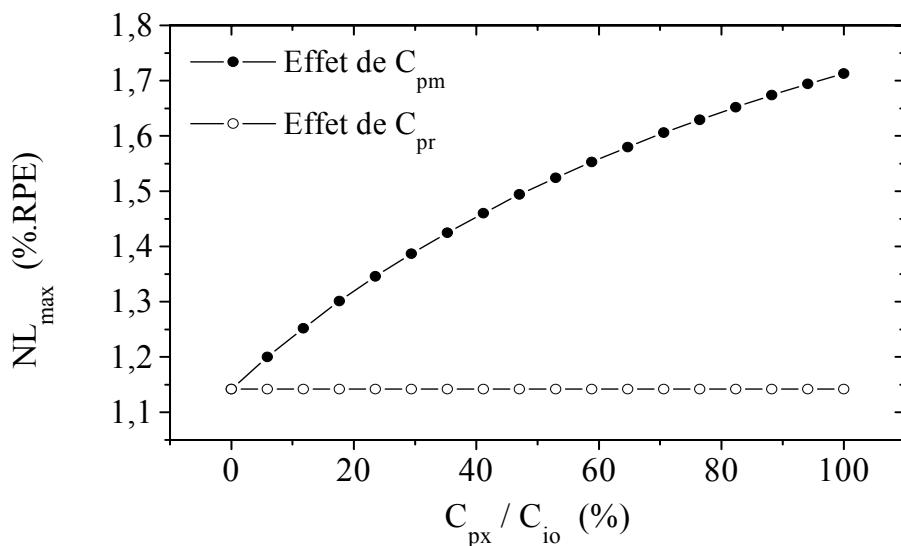


Figure 5. 17 : Variation de la nonlinéarité maximum en fonction des capacités parasites sur la voie de mesure et sur la voie de référence prises séparément.

Ce résultat confirme les conclusions de la section 5.4.2.B, c'est-à-dire que la capacité sur la voie de référence n'a aucune influence sur la nonlinéarité. Par contre, celle-ci peut être fortement dégradée dès lors qu'il existe une capacité parasite sur la voie de mesure.

On peut alors conclure, à partir de l'ensemble de ces résultats, que les " meilleures " performances sont obtenues dans le cas d'un capteur ratiométrique parfaitement symétrique ayant des capacités parasites négligeables par rapport à celle de mesure [5-3].

Par conséquent, l'intégration de ce capteur paraît être une solution pour optimiser les performances grâce à la minimisation des capacités parasites extérieures.

5.5. Intégration du capteur ratiométrique

Compte tenu de l'importance des capacités parasites introduites par un démonstrateur trop volumineux, l'intégration semble être une solution pour les minimiser. Les avantages potentiels de l'intégration ne se limitent pas à la réduction des capacités parasites. Elle permet également de minimiser les gradients thermiques (ce qui réduit les erreurs systématiques de température), et de manière plus générale, elle répond à un besoin croissant au niveau du marché des capteurs de pressions (cf. § 1.1).

Il est important de noter ici que nous ne parlons pas de l'intégration du capteur au sens " monolithique " du terme, mais au sens intégration mécanique des deux puces réunies sur un même substrat et dans un même boîtier.

5.5.1. Conception

En ce qui nous concerne, on peut dire que l'on a réalisé une " intégration partielle " dans la mesure où d'une part les deux capacités C_i et C_r sont intégrées sur la même cellule et d'autre part les deux oscillateurs du convertisseur sont intégrés sur le même substrat. Quant au démonstrateur réalisé, nous pouvons parler de capteur hybride miniaturisé ou encore de capteur modulaire à fort niveau d'intégration.

Concernant le circuit, il doit comporter deux voies de mesures identiques (2 oscillateurs) de manière à pouvoir en extraire le rapport des deux fréquences. Le principe de ce capteur ratiométrique miniature peut être schématisé par la Fig. 5. 18 .

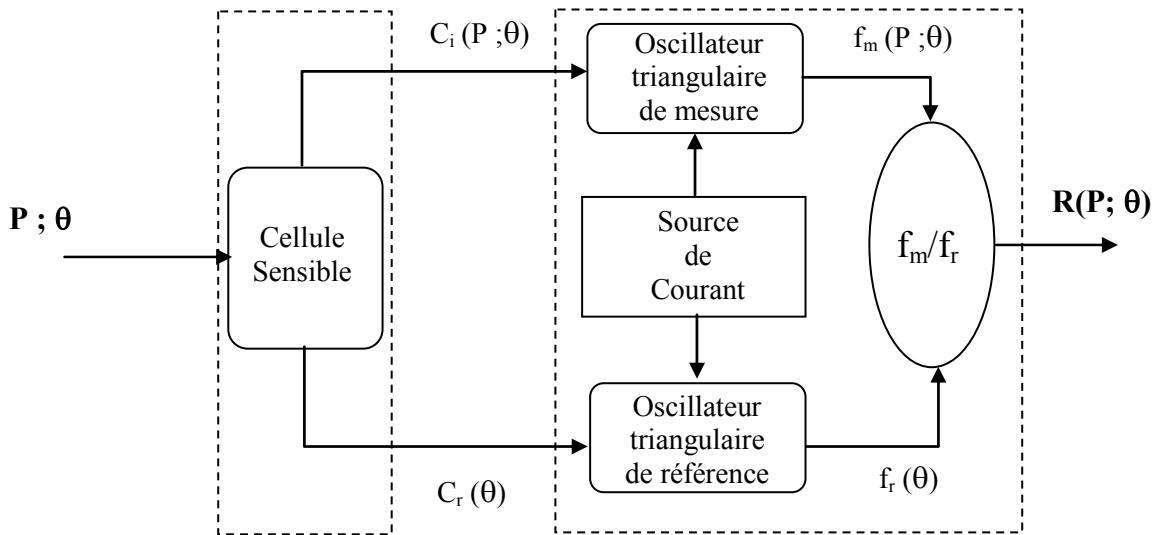


Figure 5. 18 : Principe du capteur de pression ratiométrique à deux puces.

Une seule source de courant permet de charger et de décharger à la fois la capacité de mesure (C_i) et celle de référence (C_r). Cela permet de se placer dans l'hypothèse simplificatrice de l'égalité des courants I_1 et I_2 (cf. éq. (V. 6)) du fait de la faible dispersion des composants sur une même puce.

5.5.2. Réalisation

A) La cellule sensible

Conçue et réalisée au LAAS, cette cellule est basée sur le même principe que celle présentée dans le chapitre 2 (cf. Fig. 2.1). Par contre, celle-ci dispose d'une électrode périphérique supplémentaire en guise de référence comme le montre la Fig. 5. 19.

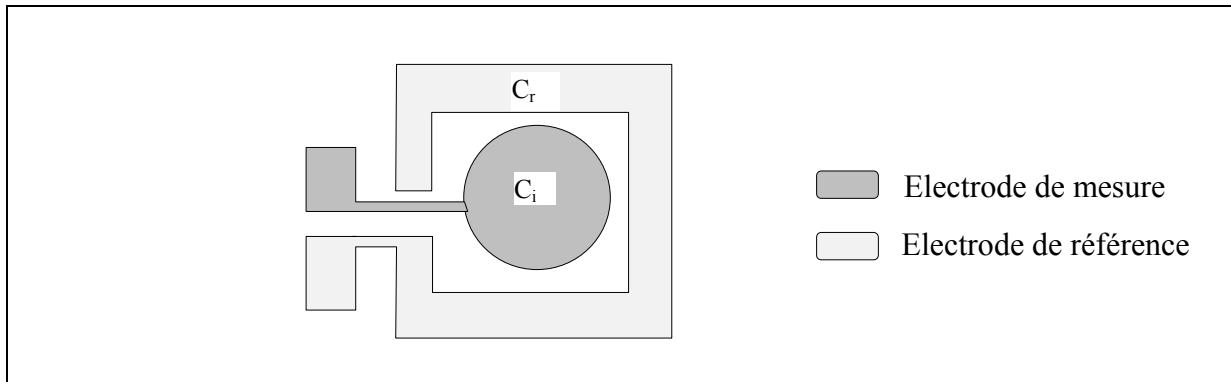


Figure 5. 19 : Schéma représentatif des armatures fixes de la cellule sensible intégrant une capacité de mesure et une de référence.

La surface de l'électrode de référence est identique à celle de l'électrode de mesure de manière à réaliser la condition de base $C_r = C_{io}$. De plus, son emplacement (à la périphérie de C_i) a été déterminé de façon à ce que la sensibilité à la pression de C_r soit la plus faible possible [5-4]. Un exemple de réponse en pression de C_i et C_r est représenté sur la Fig. 5. 20 . A partir de ces valeurs, nous avons tracé sur la Fig. 5. 21 la réponse du capteur idéal correspondant au rapport $C_r(P)/C_i(P)$ à chaque température entre -10°C et 90°C.

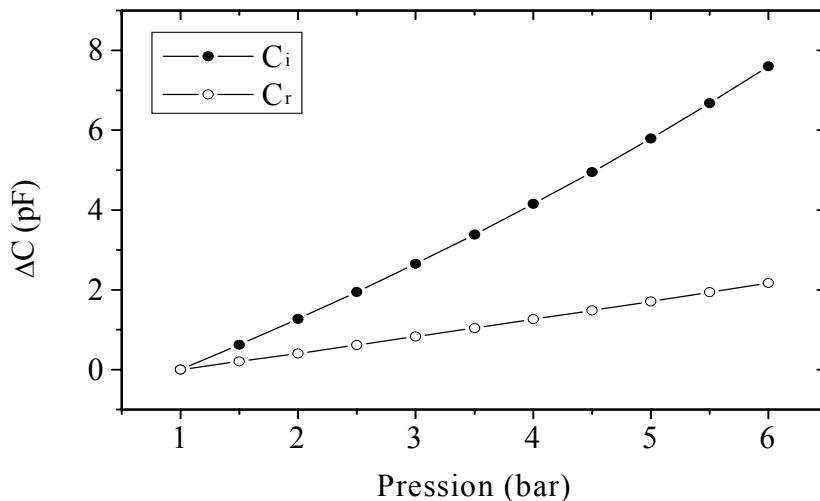


Figure 5. 20 : Réponse en pression à température ambiante de la capacité de mesure C_i et de celle de référence C_r .

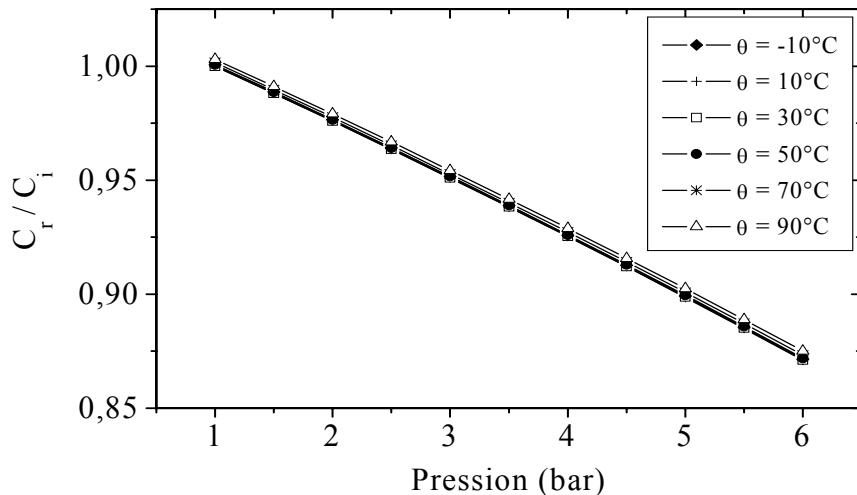


Figure 5. 21 : Réponse en pression paramétrée en température du rapport C_r / C_i .

Nous pouvons remarquer que la capacité de référence n'est pas constante en pression. De plus son comportement n'étant pas tout à fait linéaire, il dégrade non seulement la sensibilité mais aussi la nonlinéarité de la réponse $C_r / C_i (P)$. En effet, si l'on compare ces résultats avec ceux obtenus en prenant C_r constante, on trouve que la sensibilité n'est plus que de -2,5 % / bar au lieu de -3,3 % / bar, tandis que la nonlinéarité avoisine les 1,1 % RPE au lieu de 0,35 % RPE.

Par ailleurs, l'étude en température montre que la dérive thermique de l'offset n'est pas nulle. En effet, même si nous avons $C_r / C_{io} = 1$ à 25°C, cela ne suffit pas pour supprimer la dérive thermique de l'offset. Cela signifie, d'après la relation (V. 25), que la dérive thermique de C_r est différente de celle de C_{io} .

B) Le circuit électronique

Le circuit transducteur dispose, non seulement d'une source de courant avec deux oscillateurs mais également d'une partie numérique comportant un système de comptage différentiel, un dispositif de mise en veille pour minimiser la consommation, un bloc testabilité et enfin une interface de sortie parallèle de type VAN adaptée au mode de communication dans le secteur de l'automobile. A titre indicatif, l'ensemble est schématisé sur la Fig. 5. 22 .

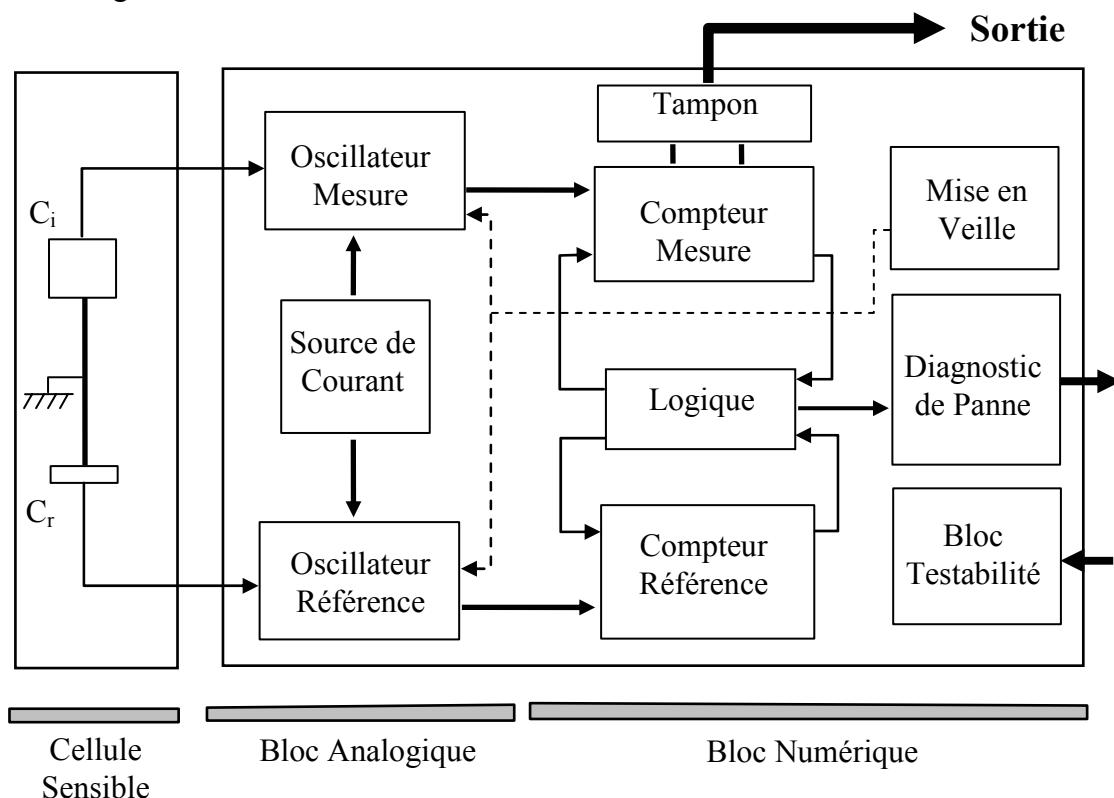


Figure 5. 22 : Schéma général de principe du capteur " semi-intégré " [5-5].

Mises à part les nombreuses fonctions du bloc numérique, sa principale fonction est de délivrer un nombre, codé binaire sur onze bits, proportionnel à f_m/f_r , c'est-à-dire à C_r/C_i . Il fonctionne donc comme le périodémètre universel que nous avons utilisé dans l'étude expérimentale.

La sortie de ce capteur est donc définie par :

$$N_m = N_r \times \frac{C_r}{C_i} \quad (\text{V. 29})$$

où N_m représente la sortie numérique de la mesure et N_r un nombre fixe proportionnel à la période de référence. Ce nombre sert de référence au comptage puisque celui s'arrête lorsque $N_r = 1024$ [5-5].

C) Illustration du capteur réalisé

La Fig. 5. 23 est une photographie du capteur réalisé à l'IXL. Celui-ci est monté sur un substrat d'alumine lui-même placé sur un support mécanique plate-forme.

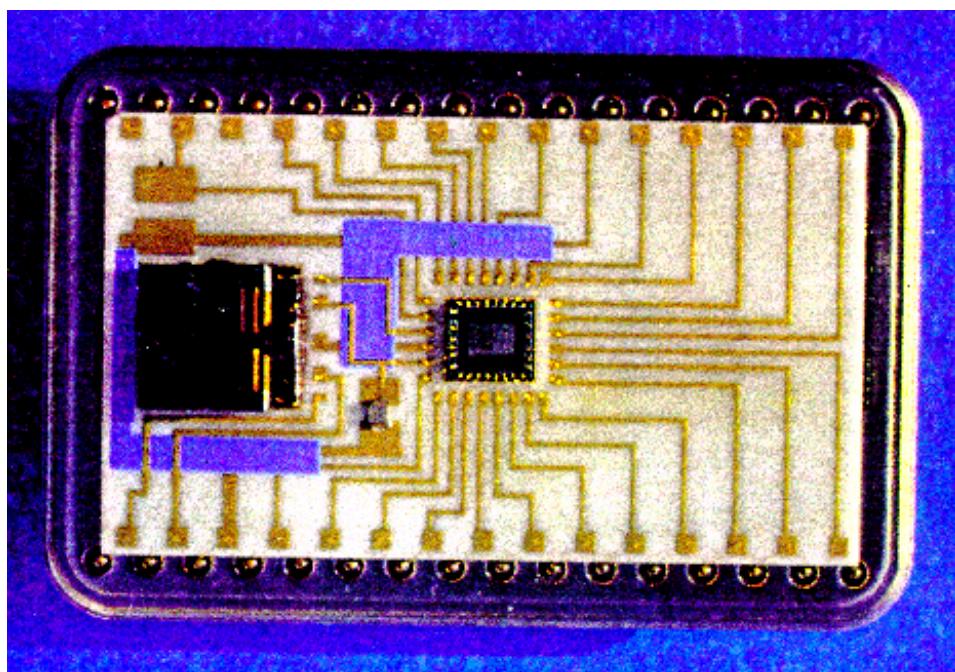


Figure 5. 23 : Photographie vue du dessus du démonstrateur réalisé à l'IXL.

5.5.3. Caractérisation du capteur miniature

A) Réponse en pression à température ambiante

La Fig. 5. 24 représente les résultats que nous avons obtenus avec le démonstrateur à deux puces (cellule sensible + circuit). Nous y avons également reporté, à titre indicatif, la variation du rapport calculé des capacités de mesure et de référence.

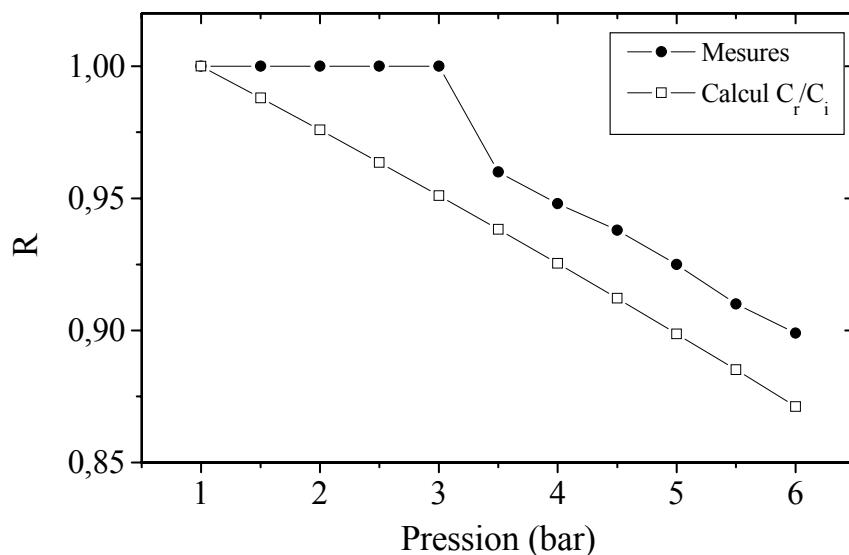


Figure 5. 24 : Comparaison des résultats de la réponse en pression à température ambiante du capteur ratiométrique idéal et expérimental.

La courbe représentant les mesures expérimentales nous montre que le capteur ne fonctionne pas normalement pour des pressions inférieures à 3 bars.

Par contre, celui-ci fonctionne pour des pressions comprises entre 3 et 6 bars. En effet, la réponse obtenue est quasi-linéaire sachant que la résolution est de l'ordre de $\pm 10^{-3}$. Autrement dit, la résolution en pression est de l'ordre de ± 40 mbars soit $\pm 0,8\%$ de l'étendue de la mesure compte tenu de la sensibilité mesurée ($-2,5\% / \text{bar}$).

Si l'on compare cette valeur avec celle obtenue pour le dispositif non miniaturisé (cf. § 5.3.2), on se rend compte que le bruit de mesure est beaucoup plus important.

En ce qui concerne la sensibilité, nous pouvons remarquer qu'elle est inférieure à celle définie par le calcul (cf. § 5.5.2.A) comme nous pouvions nous y attendre puisque le dispositif n'est pas dépourvu de capacités parasites.

B) Description et analyse des problèmes rencontrés

La Fig. 5. 24 nous montre que pour $1 \leq P \leq 3$ bars, le rapport R reste égal à 1 c'est-à-dire que les deux oscillateurs fonctionnent à la même fréquence bien que les capacités C_i et C_r soient différentes.

Pour tenter de comprendre l'origine de ce phénomène de synchronisation des oscillateurs, nous avons observé à l'oscilloscope la forme des signaux de sortie. Leur aspect est schématisé sur la Fig. 5. 25 . A chaque commutation d'un oscillateur correspond une impulsion sur l'autre oscillateur. Le signe de cette impulsion est déterminée par la nature du front qui la génère : Par exemple, un front montant sur l'oscillateur de mesure génère une impulsion positive sur l'oscillateur de référence. Autrement dit, les deux oscillateurs se perturbent mutuellement par l'intermédiaire de capacités parasites et/ou d'éventuels couplages.

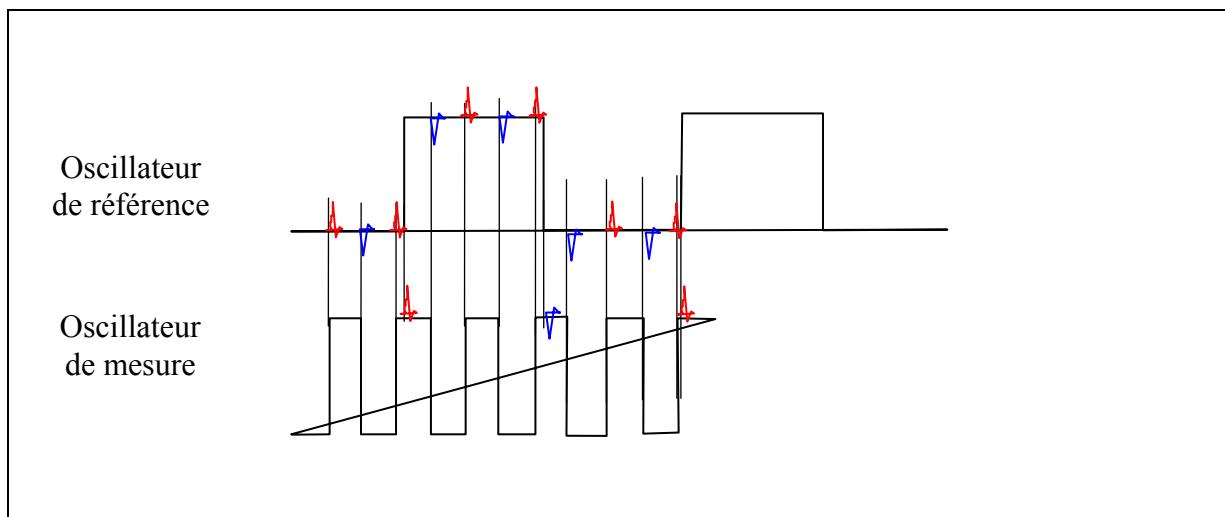


Figure 5. 25 : Schématisation des signaux de sortie des oscillateurs observés à l'oscilloscope.

Pour tenter de comprendre et d'éventuellement localiser la (ou les) cause(s) de ce phénomène, nous avons simulé sur PSPICE le fonctionnement du capteur intégré à partir du modèle présenté sur la Fig. 5. 26 . Pour cette étude, nous avons rajouté des capacités C_{gx} entre grille et source (et/ou grille et drain) au niveau des miroirs de courant de décharge mais aussi au niveau des transistors constituant les interrupteurs. En effet, les impulsions peuvent être transmises par l'ensemble de ces capacités [5-6].

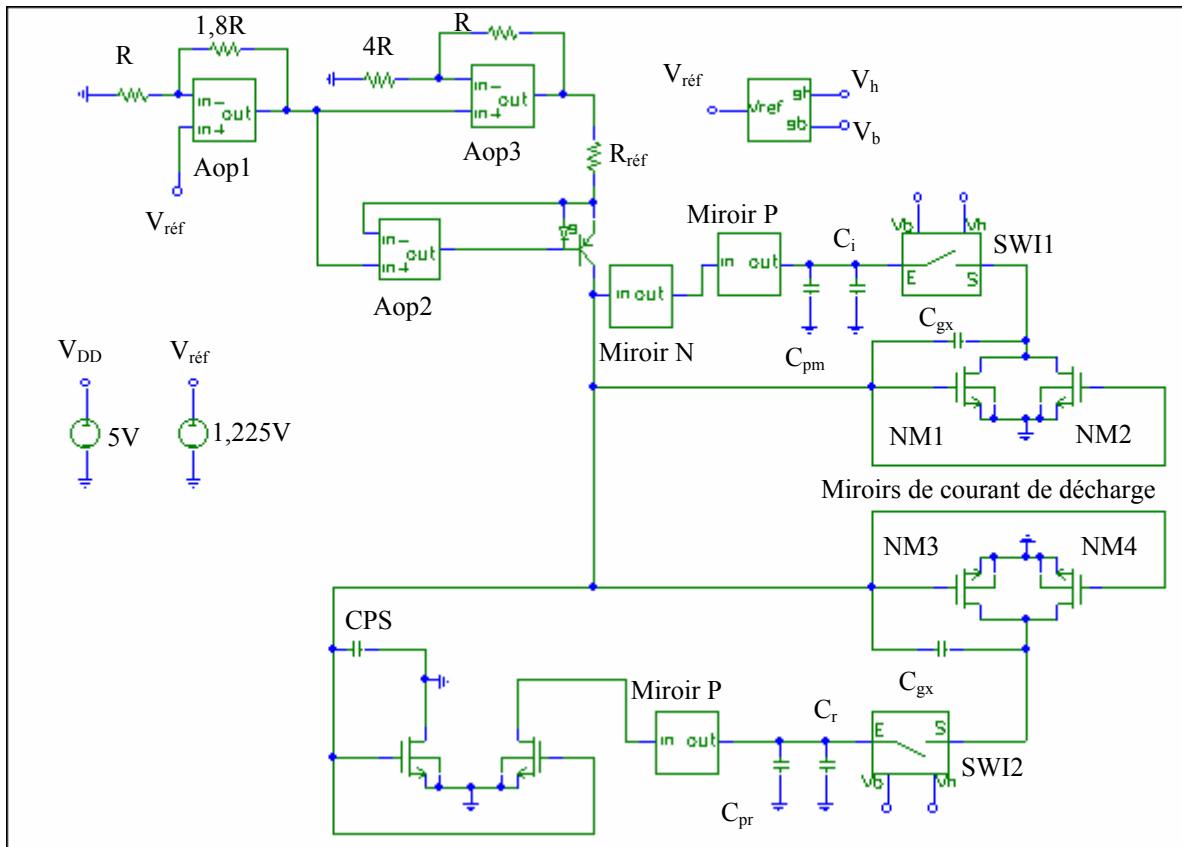


Figure 5. 26 : Modèle du capteur de pression ratiométrique sur PSPICE.

Concernant les problèmes de perturbation des signaux triangulaires, nous avons vu, lors de l'étude du convertisseur, que chaque commutation du signal de commande (sortie des portes logiques) introduisait une différence de potentiel (d.d.p) sur le signal de mesure. Cette d.d.p. est transmise par l'intermédiaire des capacités C_{gx} (C_{gs} et C_{gd}) des transistors MOS qui constituent les interrupteurs (cf. Annexe A3).

De la même manière, d'après le schéma de la Fig. 5. 26 , cette impulsion est transmise sur les drains des transistors NM1 et NM2, puis sur le deuxième interrupteur au travers des capacités C_{gx} de NM1, NM2, NM3 et NM4. Par suite, elle se retrouve, certes avec une amplitude moindre, sur le signal du deuxième oscillateur.

La Fig. 5. 27 nous montre la simulation de ce phénomène d'influence mutuelle. Pour pouvoir l'observer, nous avons réalisé un grossissement au voisinage de la commutation d'un des deux oscillateurs. De plus, nous avons décalé la fréquence de l'un d'entre eux afin de mieux observer l'effet du couplage sur le signal le plus lent.

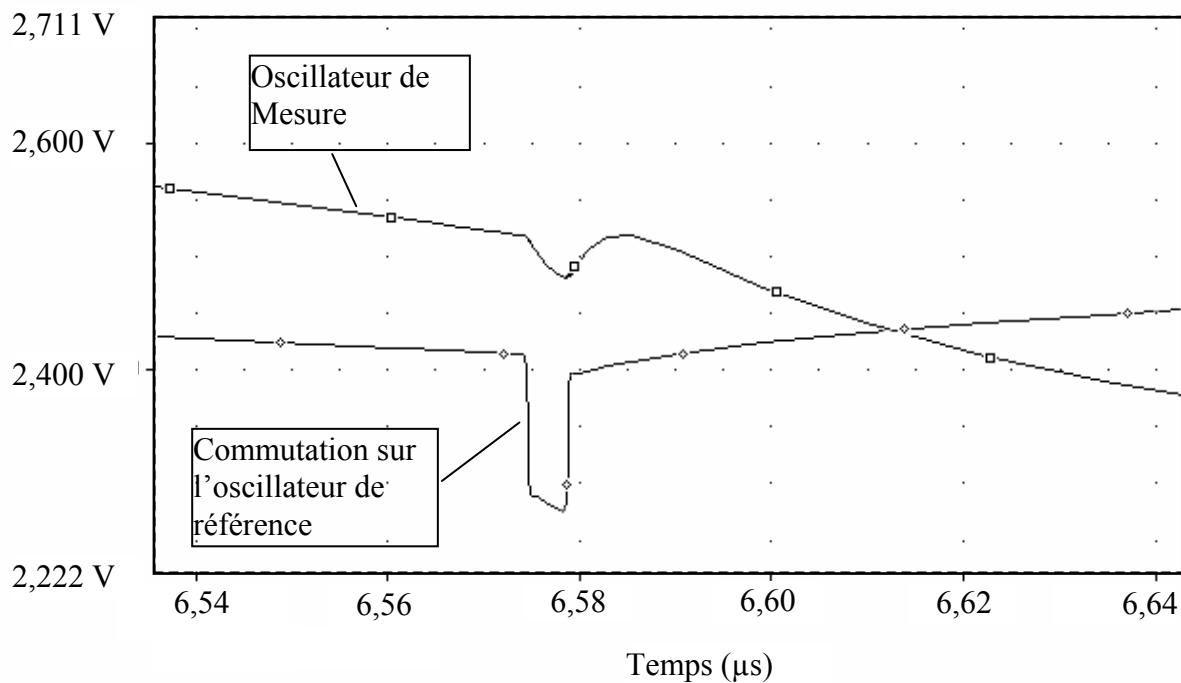


Figure 5. 27 : Simulation de l'influence d'un oscillateur sur l'autre au moment d'une commutation ; grossissement sur les signaux triangulaires de mesure et de référence.

Comme l'impulsion est transmise par l'intermédiaire d'une capacité équivalente C_{eq} entre la grille et la source (et/ou entre la grille et le drain) des transistors MOS, l'amplitude de l'impulsion transmise aux bornes d'une capacité de mesure C_m (C_i ou C_r), peut être approximée par la relation du diviseur de tension, c'est-à-dire :

$$\Delta V_{Cm} \approx \frac{C_{eq}}{C_{eq} + C_m} \times \Delta V_{DD} \quad (V. 30)$$

où ΔV_{Cm} représente une différence de potentiel aux bornes de la capacité de mesure C_m et ΔV_{DD} le front de commutation à la sortie d'une porte logique. On peut avoir $\Delta V_{DD} = +(V_{DD} - V_{SS})$ (front montant) ou bien $\Delta V_{DD} = -(V_{DD} - V_{SS})$ (front descendant). Il est donc évident que l'amplitude des perturbations est directement proportionnelle à la tension d'alimentation.

Par ailleurs, l'impulsion est d'autant plus importante que le rapport C_m / C_{eq} est faible (proche de 1).

C) Solutions technologiques

Facteur de forme des transistors

Sachant que les capacités C_{gs} et C_{gd} peuvent être directement proportionnelles à la largeur de canal (W) du transistor [5-7], nous avons simulé le comportement du signal triangulaire en fonction de ce paramètre. La Fig. 5. 28 représente l'effet d'une commutation du signal de commande sur le signal triangulaire pour 4 valeurs de W : $W_1 = 16 \mu\text{m}$, $W_2 = 32 \mu\text{m}$, $W_3 = 48 \mu\text{m}$ et $W_4 = 64 \mu\text{m}$.

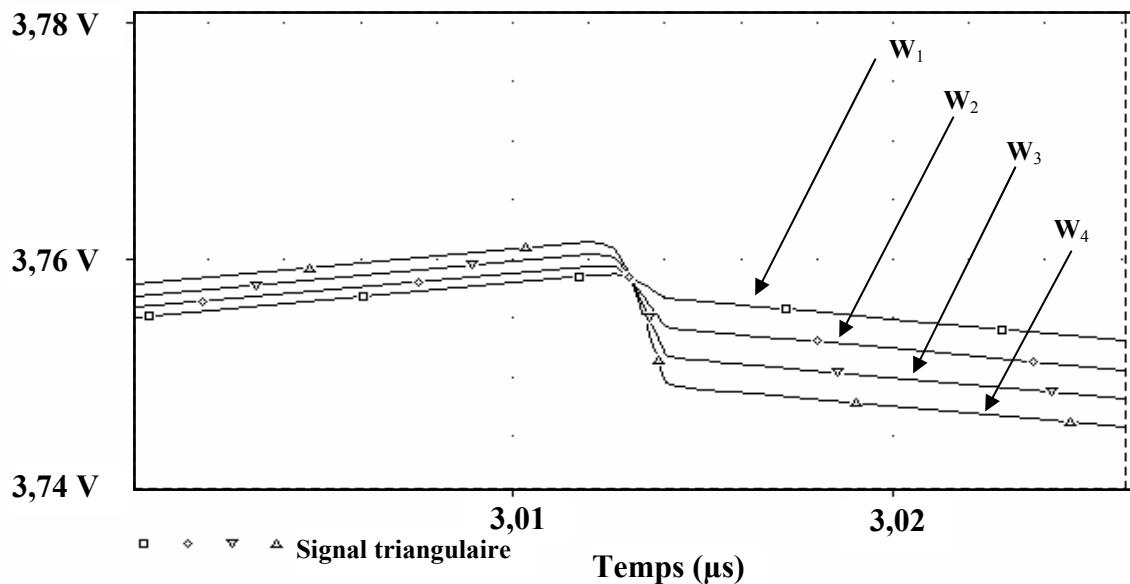


Figure 5. 28 : Simulation de l'influence de la largeur de canal des transistors MOS sur la déformation du signal triangulaire due à la commutation des portes logiques.

Nous pouvons conclure que la diminution de la largeur de canal entraînant une diminution de la valeur des capacités C_{gs} et C_{gd} , permet de minimiser l'amplitude des impulsions transmises sur le signal $v(t)$.

Capacité de découplage

Afin de filtrer le phénomène de transmission des impulsions parasites par les miroirs de courant, une capacité, nommée CPS sur le schéma de la Fig. 5. 26 , a été introduite entre la ligne de grilles des miroirs et la masse. Nous observons sur la Fig. 5. 29 , une impulsion sur le signal de commande au niveau de l'oscillateur de référence introduite par la commutation de l'interrupteur de l'oscillateur de mesure. Pour évaluer l'importance de CPS, nous avons fait varier cette capacité de 0 à 30 pF.

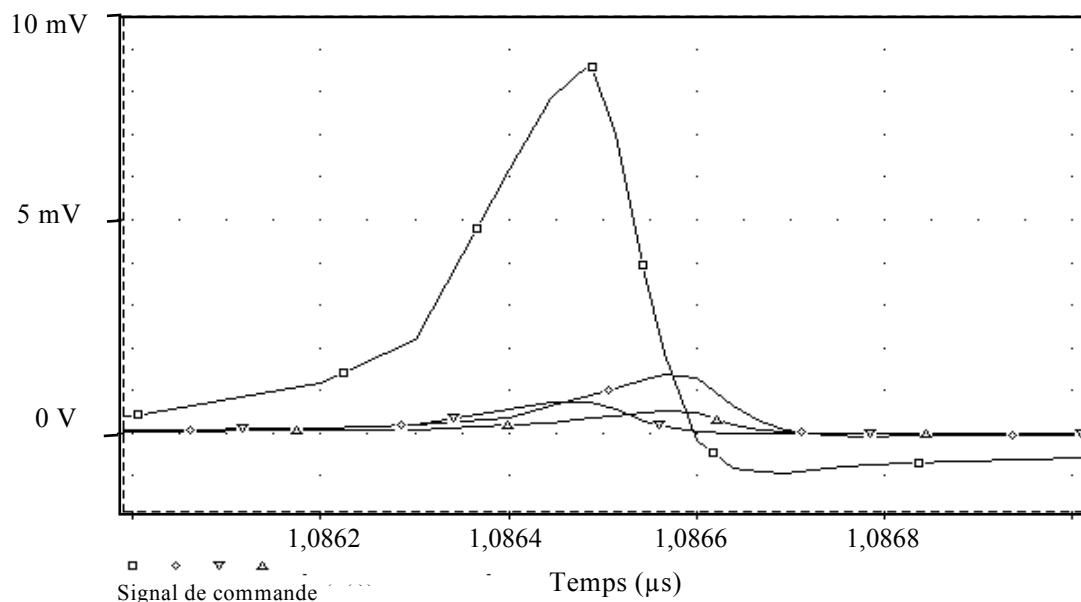


Figure 5. 29 : Simulation de l'influence de la capacité CPS sur le couplage entre les oscillateurs. Les différents symboles sont respectivement attribués aux valeurs de CPS : 0, 10 pF, 20 pF et 30 pF.

Nous pouvons constater que plus la valeur de la capacité CPS est importante, plus le phénomène de couplage s'atténue.

Par contre, même si l'effet de cette capacité CPS est indiscutable dès sa plus petite valeur, il reste insuffisant pour supprimer complètement le phénomène contrairement à ce que l'on peut observer en simulation. En effet, au niveau expérimental, la visualisation à l'oscilloscope montre une amplitude des impulsions parasites, bien plus importante (≈ 75 mV) malgré la présence d'une capacité CPS de 30 pF.

Par conséquent, les impulsions se propagent non seulement par les capacités C_{gx} comme nous venons de le décrire, mais aussi et surtout, par d'autres capacités parasites que nous n'avons pas localisé. Il est probable que les implantations des alimentations et/ou les phénomènes de couplage par le substrat soient également des causes non négligeables de ces perturbations. Il serait donc intéressant d'étudier plus profondément ces différents phénomènes. Pour cela, il

faudrait pouvoir mesurer les signaux en chaque point du circuit ce qui paraît difficile avec un circuit intégré. Une étude sur la compatibilité électromagnétique serait également nécessaire à la compréhension de ces problèmes.

D) Solution expérimentale : le décalage en fréquence

D'après la courbe de réponse représentée sur la Fig. 5. 24 , on peut remarquer que le capteur fonctionne dès lors que la différence entre les capacités est suffisamment grande. En pratique, nous avons déduit, de manière tout à fait empirique, qu'il fallait réaliser la condition :

$$|C_r - C_i| \geq 2,5 \text{ pF} \quad (\text{V. 31})$$

Nous avons donc étudié le comportement du capteur en insérant une capacité soit en série, soit en parallèle avec la capacité de référence, de telle sorte que la valeur de R_o soit différente de 1 mais suffisamment proche de 1 pour ne pas trop diminuer ses performances (cf. § 5.4.3.B).

La Fig. 5. 30 représente un exemple de réponse du capteur à température ambiante pour un R_o de l'ordre de 0,95.

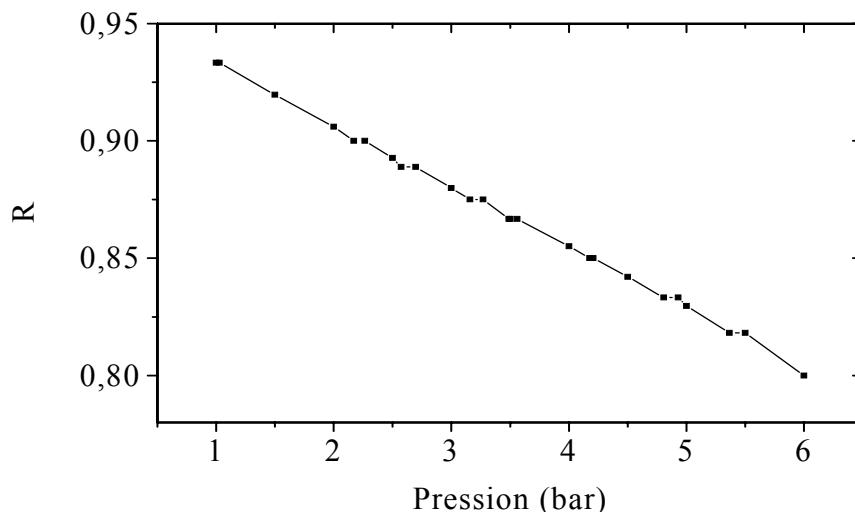


Figure 5. 30 : Exemple de réponse à température ambiante du capteur miniature.

Cette figure montre que le capteur fonctionne. Ceci étant, nous pouvons constater que le rapport R reste constant sur plusieurs petites plages de pression.

En réalité, le problème d'accrochage des fréquences se retrouve, de façon plus ou moins importante, à chaque fois que le rapport R est défini par une fraction de nombres entiers. En effet, tous les paliers sont respectivement définis pour des valeurs de fréquences telles que $R = \frac{14}{15}, \frac{9}{10}, \frac{7}{8}, \frac{13}{15}, \frac{17}{20}, \frac{5}{6}$ et $\frac{4}{5}$. Autrement dit, cela correspond tout simplement au cas particulier où il y a commutations quasiment simultanées sur les deux voies. Une impulsion transmise au voisinage d'un seuil (V_h ou V_b) fait alors basculer l'interrupteur prématûrement. Cela se traduit par une réponse du capteur en escalier avec des paliers plus ou moins larges suivant sa sensibilité à la pression d'une part et l'amplitude des impulsions d'autre part. Un capteur de faible sensibilité aura une réponse comportant peu de paliers. Par contre, ces derniers seront étendus sur une plus large plage de pression ; d'où une erreur plus importante.

Il est clair que ce phénomène réduit considérablement la résolution du dispositif puisqu'elle n'est plus que de ± 70 mbars. Aussi, nous n'avons pas pu évaluer de façon précise les différentes dérives thermiques (offset et sensibilité) de ce capteur puisqu'elles sont inférieures à cette résolution. C'est pour toutes ces raisons qu'il est indispensable de le minimiser voire le supprimer.

Conclusion

Nous avons vu dans ce chapitre que le choix d'une architecture ratiométrique pouvait réduire considérablement l'ensemble des dérives inhérentes à la cellule et au circuit, notamment la forte sensibilité à la température de ce dernier. Nous avons vu que cette dérive thermique dépendait de la différence des capacités mesurées ainsi que du poids des capacités parasites par rapport à la capacité de mesure.

Pour avoir un capteur quasiment compensé en température, il faut que les deux voies soient identiques. Pour cela, nous avons vu qu'il fallait une source de courant unique, des capacités de mesure et de référence égales ayant le même comportement thermique et enfin un montage n'introduisant que de faibles capacités parasites symétriquement réparties sur les deux voies.

De plus, nous avons vu que les capacités de mesures doivent être très supérieures aux capacités parasites de manière à réduire leur influence sur les caractéristiques du capteur. Par conséquent, soit on augmente la capacité de mesure (mais on augmente sa taille), soit on minimise les capacités parasites en intégrant le plus possible le capteur.

Une dernière partie est consacrée à l'étude d'une version "semi-intégrée" du capteur. Cette étude nous a révélé un problème important d'influence mutuelle et/ou de couplage entre les oscillateurs. Ceci étant, nous avons vu que le système pouvait fonctionner en décalant légèrement les fréquences de mesure.

Autrement dit, même si ces problèmes de couplage restent à résoudre, nous sommes en mesure de donner les potentialités d'un tel capteur au travers des résultats obtenus avec le démonstrateur à 4 puces ainsi qu'avec ceux obtenus en simulation.

Le tableau 5- 3 regroupe toutes les principales caractéristiques du capteur. Nous avons également inséré dans ce tableau les quelques caractéristiques du capteur "semi-intégré".

Tableau 5- 3 : Tableau des caractéristiques du capteur ratiométrique.

Caractéristiques	CAPTEUR DE PRESSION RATIOMETRIQUE		
	Démonstrateur (4 puces)		“ semi-intégré ”
	$R_o \approx 6$	$R_o = 1$	$R_o = 0,95$
Gamme d'alimentation	4,5 V / 6 V		
Gamme de température	- 10°C / + 90°C		
Gamme de pression	1 bar / 6 bars		
Consommation en courant ¹	3,43 mA	2,25 mA	
Réponse en pression			
Sensibilité	- 1,85 % / bar	- 1,85 % / bar	- 2,6 % / bar
Nonlinéarité	$\pm 1,1\%$ RPE	$\pm 1,1\%$ RPE	$\pm 0,78\%$ RPE
Comportement en Température			
TC _{moy} [R _{off}] (PPM/°C)	- 146	+ 19	\leq Résolution
TC _{moy} [S] (PPM/°C)	- 350	- 250	\leq Résolution
Divers			
Sensibilité de R _{off} à l'alimentation	2,5 % E.M / V	0	< Résolution

Il est important de rappeler d'une part que la gamme de température correspond au domaine sur lequel le circuit fonctionne normalement.

Concernant la gamme de pression, nous l'avons définie de manière à obtenir une nonlinéarité suffisamment faible compte tenu du cahier des charges. Ceci étant, le capteur dispose d'une marge de sécurité d'un facteur 3 qui est bien supérieure à la marge habituelle (2 E.M).

¹ Données du concepteur.

En comparant les résultats en pression obtenus avec le démonstrateur à 4 puces et avec le capteur “ semi-intégré ”, nous pouvons nous rendre compte, surtout au niveau de la sensibilité, de l’effet néfaste des capacités parasites qui sont en plus grand nombre sur le démonstrateur.

Même si nous n’avons pas pu évaluer précisément le comportement en température du capteur compte tenu d’une résolution insuffisante, celui du démonstrateur nous prouve qu’il est possible de compenser totalement la dérive thermique du circuit puisque nous retrouvons quasiment le comportement de la cellule sensible.

Nous pouvons donc conclure que les performances du capteur peuvent devenir bien meilleures que celles fixées par le cahier des charges dès que les problèmes d’accrochage auront été résolus, c’est-à-dire lorsqu’il sera possible de travailler avec un offset quasiment égal à 1.

Par ailleurs, l’ensemble des résultats obtenus sur ce capteur nous permet de dire qu’il n’est pas judicieux de compenser les retards de commutation en ajoutant une capacité entre la grille et le drain d’un transistor MOS (cf. Annexe A3). En effet, cela ne ferait qu’accroître le phénomène d’accrochage entre les deux oscillateurs.

Pour résoudre les problèmes de capacités parasites ainsi que les problèmes de “ couplage ”, et plus globalement pour améliorer les performances, nous avons vu qu’il serait intéressant :

- de redimensionner judicieusement les transistors en diminuant leur facteur de forme (optimisation nécessaire),

- d’adopter une nouvelle architecture d’interrupteur susceptible de corriger la nonlinéarité, avec deux transistors complémentaires NMOS et PMOS pilotés par un seul signal de commande (cf. Annexe A3),

- et enfin d’avoir la possibilité d’ajouter plusieurs capacités en parallèle avec la capacité de découplage existante pour minimiser au maximum l’influence mutuelle entre les deux oscillateurs.

Certes, la solution de découplage total en réalisant deux oscillateurs indépendants peut être la plus efficace mais au risque d’avoir une dispersion sur les sources de courant et un coût unitaire plus élevé (surface de silicium plus importante).

Conclusion Générale

Depuis une dizaine d'années, les capteurs de pression les plus utilisés sont constitués par un corps d'épreuve en silicium dans lequel sont intégrées quatre jauge de contraintes montées en pont de Wheatstone. Ces capteurs délivrent une réponse quasi-linéaire pour des variations de jauge n'excédant pas quelques pour-cent. Par contre, leurs dérives thermiques peuvent atteindre voire dépasser 2000 ppm/°C. Dans la plupart des cas, ces caractéristiques sont insuffisantes c'est pourquoi on leur adjoint des circuits électroniques qui ont pour fonctions essentielles d'amplifier le signal et de compenser les dérives thermiques. Le prix total d'un capteur complet, incluant les coûts de la cellule sensible, des circuits électroniques et le réglage des éléments de compensation thermique, est donc plutôt élevé.

Ce mémoire propose et évalue une solution alternative qui peut, donner des caractéristiques métrologiques satisfaisantes, délivrer un signal de sortie du type numérique, avoir une consommation équivalente voire inférieure à celle des capteurs piézorésistifs et offrir un prix de revient modéré. Les composants de base de cette solution alternative sont d'une part une cellule sensible capacitive et d'autre part un circuit de conversion capacité / fréquence.

Divisé en cinq chapitres, ce mémoire synthétise tout d'abord les résultats d'une étude approfondie sur chacun de ces deux composants, mais aussi ceux obtenus avec deux types d'architecture de capteur, réalisés avec ces mêmes composants, ce qui a permis d'évaluer leurs potentialités et leurs limites inhérentes à la technologie utilisée.

Après avoir rappelé quelques définitions concernant les caractéristiques d'un capteur de pression, le premier chapitre décrit tout d'abord, l'évolution du marché et les nouvelles tendances en terme de cahier des charges qui ne cesse de progresser avec la technologie. Les technologies conventionnelles, comme par exemple les membranes d'acier inoxydable, laissent place peu à peu aux capteurs miniatures sur silicium qui atteignent de meilleures performances avec un encombrement moindre. Par ailleurs, la tendance actuelle et sans doute à venir, est la mise en service non pas d'un capteur, mais d'un réseau multi-capteurs reliés à un ou plusieurs microprocesseurs. Cela signifie qu'il est absolument nécessaire voire indispensable que les futurs capteurs soient à sortie numériques pour qu'ils puissent « dialoguer » dans ce réseau.

Une deuxième partie a permis de décrire le cadre de cette étude à partir de son contexte historique jusqu'au cahier des charges du démonstrateur réalisé. C'est dans le contexte du programme européen Eureka/Prometheus qu'a été développé, en collaboration avec l'IXL de Bordeaux, un démonstrateur constitué à partir de cellules sensibles capacitatives en technologie Pyrex/silicium, et de circuits intégrés BiCMOS délivrant un nombre proportionnel à la

capacité de la cellule. Suite à cette réalisation, il était donc indispensable d'étudier finement son comportement pour évaluer la faisabilité de cette nouvelle approche.

Pour mener à bien cette étude, nous avons tout d'abord été amenés à mettre au point des outils de caractérisation performants c'est-à-dire un banc de test spécifique pour, d'une part la caractérisation de chaque élément, et d'autre part pour l'ensemble du capteur.

Un premier banc de mesure était destiné à déterminer de manière précise et reproductible de faibles variations de capacités en fonction de la pression et de la température. Le dispositif de génération de pression nous a permis de faire varier la pression entre 1 et 6 bars avec une étanchéité suffisante pour que la régulation puisse être réalisée dans le pire des cas à ± 2 mbars près. En ce qui concerne le système de température, son contrôle a pu être effectué au voisinage du composant de test avec une stabilité de $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Compte tenu de ces fluctuations et de la précision des appareils de mesure, nous avons pu effectuer des mesures de capacités de la cellule avec une précision de l'ordre de $\pm 0,1\%$ et une résolution de $\pm 0,01\%$ ($\pm 3,7\text{ fF}$). Outre la mesure des cellules sensibles, ce dispositif a permis de mesurer des capacités parasites de l'ordre de quelques dizaines de femtofarads.

Le deuxième banc de mesure était destiné à caractériser le comportement du circuit convertisseur c'est-à-dire à déterminer la période du signal de sortie en fonction de la capacité à différentes températures. Compte tenu de la précision des appareils, l'optimisation du montage a permis de minimiser le bruit et donc de réaliser des mesures avec une précision de $\pm 0,36\%$ de la mesure et une résolution de $\pm 0,01\%$ de la mesure.

Enfin, nous avons mis au point un dispositif expérimental permettant de caractériser le capteur en mesurant soit la période soit la fréquence du signal de sortie en fonction de la pression et de la température. Dans ce cas, nous avons obtenu une précision de $\pm 1\%$ de la réponse pleine échelle (RPE) du capteur et une résolution de $\pm 0,2\%\text{RPE}$.

Dans tous les cas, la précision et la fiabilité de ces dispositifs de test ont été largement suffisantes pour toutes nos études expérimentales.

D'autre part, pour compléter et d'analyser ces études expérimentales, nous avons développé des modèles comportementaux concernant aussi bien la cellule sensible que le circuit convertisseur ou encore du capteur. D'une manière générale, ces modèles ont été définis par une partie linéaire associée à un terme de nonlinéarité. C'est à partir de ces modèles que nous avons déterminé les principales caractéristiques des composants c'est-à-dire l'ordonnée à l'origine des pressions (offset), la pente de la réponse (sensibilité) et la nonlinéarité.

En ce qui concerne la cellule sensible, elle est technologiquement constituée par une membrane en silicium monocristallin et par une armature fixe métallique déposée sur un

substrat de verre. En l'absence de pression appliquée, la capacité a une valeur voisine de 34 pF. Nous avons vu qu'il était possible d'associer un schéma électrique équivalent à l'ensemble du montage et que celui-ci pouvait se réduire à la capacité intrinsèque de la cellule en parallèle avec une capacité parasite et une conductance de fuite. Après avoir déterminé les conditions optimales de mesures, les résultats obtenus ont montré que l'impédance parasite en parallèle pouvait être négligée. Par suite, nous avons pu déterminer les principales caractéristiques de la capacité intrinsèque aussi bien en pression qu'en température. Cette étude a permis de montrer que ce type de cellule a une grande sensibilité à la pression (4 %/bar) et une forte nonlinéarité de l'ordre de 2,5 % de l'étendue de mesure. Par ailleurs, leur dérive thermique est relativement faible puisqu'elle n'excède pas en moyenne 100 ppm/°C. Enfin des études de dérives temporelles à court et moyen termes ont montré que leur amplitude restait inférieure à la résolution du dispositif.

En parallèle, une série de mesures a été effectuée pour déterminer les capacités parasites du dispositif ainsi que leur comportement en température. La capacité globale équivalente a été évaluée à environ 1,8 pF avec un coefficient de température de l'ordre de 300 ppm/°C.

L'étude du convertisseur capacité-fréquence a été détaillée dans le troisième chapitre. Son principe relativement simple consiste à charger et à décharger une capacité à courant constant, ce qui signifie que la période du signal de sortie est proportionnelle à cette capacité. Un modèle électrique a été implanté sur le logiciel PSPICE de manière à étudier son comportement vis-à-vis des paramètres internes au circuit, non accessibles par mesures expérimentales.

La simulation a tout d'abord permis de mettre en évidence un temps de retard systématique dû au temps de transit dans les comparateurs et les portes logiques. Ce retard se traduit par une erreur sur la période du signal de sortie que l'on peut assimiler à un « offset ». Toutefois, cette erreur reste inférieure à 0,1 % tant que la capacité à l'entrée du convertisseur est supérieure à 2,5 pF. D'autre part, il est apparu une dissymétrie et une nonlinéarité du signal aux bornes de la capacité. Ces phénomènes proviennent d'une fuite de courant de l'ordre de 2 % du courant utile. Cette fuite est principalement due à l'impédance d'entrée des comparateurs. Ce paramètre modifiant le courant de charge et de décharge, dégrade quelque peu la sensibilité du convertisseur.

La comparaison entre les résultats simulés et expérimentaux a permis d'estimer l'influence des éléments « parasites » (capacité parasite et courant de fuite) ainsi que leur comportement en température. Il est ressorti de ces travaux que la sensibilité du convertisseur à la température était pour la plupart due à celle de la source de courant mais aussi à la dérive thermique de ces éléments « parasites ». Par ailleurs, une étude plus fine a montré que la capacité parasite globale était définie par la somme d'une capacité interne au circuit d'environ 3 pF et d'une capacité externe liée au montage de 0,6 pF.

A partir de l'ensemble des résultats obtenus, la fonction de transfert du convertisseur a été déterminée de manière explicite en fonction des divers paramètres du montage.

Après avoir étudié chacune des deux parties prises séparément, nous avons consacré un chapitre à l'étude des performances d'un capteur de pression élémentaire réalisé à partir d'une simple association de la cellule sensible capacitive et du circuit convertisseur capacité-fréquence. L'originalité d'un tel capteur est sa sortie fréquentielle inversement proportionnelle à la capacité de la cellule, ce qui lui confère une aptitude à compenser automatiquement les erreurs de nonlinéarité.

Le calcul de la fonction de transfert du capteur a fait apparaître les facteurs de non-idealité liés au retard de commutation des interrupteurs du circuit, au courant de fuite et enfin à la capacité parasite globale du montage.

Les résultats de l'étude expérimentale ont révélé une perte de sensibilité par rapport à celle de la cellule (2,8 %/bar) et une compensation partielle de la nonlinéarité (0,8 % RPE).

Par ailleurs, les caractéristiques de ce capteur présentent une forte sensibilité à la température, du même ordre de grandeur que celle du circuit convertisseur ($\leq 0,2\text{ \%}/^{\circ}\text{C}$).

La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à l'étude, par la simulation, de l'évolution des performances d'un tel capteur en fonction non seulement des facteurs de non-idealité mais aussi de la dispersion de fabrication des composants ou encore des éventuelles dérives de la tension d'alimentation. Les résultats ont montré une forte dépendance des performances à l'ensemble de ces facteurs d'influence notamment à celui des capacités liées au montage. En effet, dès que la capacité parasite extérieure atteint 20 % de la capacité de la cellule, la sensibilité à la pression est diminuée de plus de 15 % et la nonlinéarité devient deux fois plus importante par rapport à un capteur dépourvu de capacités parasites.

Suite à ces conclusions, certains amendements seraient donc utiles pour améliorer les performances d'un tel capteur c'est-à-dire les rendre beaucoup moins sensibles aux différents facteurs d'influences précités. Par exemple, nous avons montré qu'il était possible de minimiser leur influence sur les performances du capteur en utilisant une cellule sensible capacitive de valeur nominale très supérieure à celle de la capacité parasite vue par le système. *Cependant, ce choix technologique constitue un frein considérable à la miniaturisation du dispositif.*

Concernant le temps de retard introduit par les interrupteurs, il est possible d'annuler ce retard en modifiant la conception de l'interrupteur et en ajoutant une capacité entre la grille et le drain d'un transistor comme cela est décrit dans l'annexe A4. Ceci étant, cela ne peut être qu'une compensation propre à une cellule sensible donnée puisque la valeur de la capacité ajoutée dépend de celle de la cellule.

Par ailleurs, pour rendre complètement négligeable le courant de fuite I_f que nous avons caractérisé, on pourrait remplacer les comparateurs à entrée de type bipolaire par des comparateurs légèrement moins rapides mais qui auraient une entrée différentielle de type MOS c'est-à-dire qui auraient une impédance d'entrée jusqu'à cent fois plus importante.

En ce qui concerne les capacités parasites, il est difficile de les éviter complètement. Par contre, au niveau de la conception, il serait intéressant de minimiser le nombre d'éléments directement reliés à la capacité de mesure qui, en raison de leur impédance d'entrée (effet Miller compris [c-1]), rajoutent une capacité en parallèle sur celle de la cellule sensible.

Enfin, pour ce qui a trait au comportement en température, il y aurait deux possibilités d'amélioration. La première serait de remplacer la résistance $R_{réf}$ qui définit la source de courant par une résistance extérieure qui aurait une valeur bien définie et qui ne varierait pas ou peu en température. Dans le cas où le cahier des charges imposerait un circuit complètement intégré, il faudrait ajouter un circuit de compensation thermique au niveau de la source de courant.

Dans le dernier chapitre, une solution architecturale simple est proposée pour montrer la faisabilité d'un capteur autocompensé c'est-à-dire qui procure une compensation non seulement de la nonlinéarité mais également de l'ensemble des dérives dues aux différents facteurs d'influences comme la température, la tension d'alimentation ou encore la dispersion de la résistance de référence ($R_{réf}$).

A partir d'un calcul théorique, il est montré en premier lieu que l'architecture ratiométrique est préférable à une architecture différentielle parce qu'elle permet de s'affranchir des problèmes induits par la source de courant.

La comparaison entre les résultats simulés et expérimentaux a permis d'évaluer non-seulement les caractéristiques réelles du démonstrateur mais aussi l'influence des différents facteurs d'influences sur la réponse. Tous les résultats obtenus ont montré que le capteur ratiométrique était jusqu'à 100 fois moins sensible à ces facteurs d'influence et que sa dérive thermique pouvait être rendue inférieure ou égale à celle de la cellule sensible ($\leq 50 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$). Par contre, cette architecture ne permet pas de rendre le capteur insensible aux capacités parasites liées au montage. Il a d'ailleurs été montré que les niveaux de compensations cités précédemment ne sont valables que si les capacités parasites sont identiques sur les deux voies (de mesure et de référence). Autrement dit les meilleures performances ont été obtenues pour un démonstrateur parfaitement symétrique ayant des capacités extérieures faibles devant celle de mesure. De plus, nous avons vu que la dérive thermique de l'offset ne pouvait être nulle que si les capacités de mesure et de référence avaient le même comportement en température.

Dans le but de réduire les capacités liées au montage et de symétriser plus facilement le dispositif, un démonstrateur à fort niveau d'intégration a été conçu et réalisé en collaboration avec l'IXL. Celui-ci est constitué de deux puces : la cellule sensible comportant une capacité de mesure et une capacité de référence, puis le circuit de traitement comportant les deux oscillateurs sur le même substrat. La dernière partie a donc été consacrée à son étude expérimentale pour en déterminer ses caractéristiques.

Les résultats ont fait apparaître un problème « d'accrochage » entre les fréquences des deux oscillateurs dès que la différence entre les capacités de mesure et de référence est inférieure à 2,5 pF. La simulation a montré que ce phénomène était principalement lié à l'injection de charges, au moment de chaque commutation des interrupteurs, à travers les capacités grille-source et grille-drain des transistors MOS.

Par ailleurs, une étude supplémentaire a montré qu'il était possible de faire fonctionner ce capteur en décalant légèrement les fréquences mais que ce phénomène d'accrochage se reproduisait chaque fois que le rapport des capacités était voisin d'un nombre fractionnaire. Ceci a donc eu pour conséquence une altération considérable de la résolution du capteur (± 70 mbars). Toutefois, les résultats en pression ont confirmé que le fait de diminuer les capacités parasites grâce à l'intégration permettait d'améliorer les performances puisque la sensibilité a pu être estimée supérieure à 2,5 %/bar et la nonlinéarité inférieure à 0,8 %RPE. Cela signifie que la voie de l'intégration n'est certainement pas à exclure. Par contre, il est indispensable de minimiser voire de supprimer le couplage entre les deux oscillateurs. Quelques solutions ont été proposées (redimensionnement des transistors MOS, capacité de découplage plus importante, séparation franche des oscillateurs) et leur efficacité démontrée par une diminution de l'amplitude des impulsions. Il serait donc intéressant de pouvoir « refondre » un circuit en tenant compte de ces différentes solutions.

Enfin, les résultats de simulation ont montré que les performances du capteur pouvaient être rendues optimales en intégrant, sur la même puce, une cellule de référence non scellée (c'est-à-dire ayant une cavité non hermétiquement fermée, en contact avec la pression extérieure). Cela nous permettrait d'avoir une capacité indépendante de la pression qui aurait exactement le même comportement thermique que la cellule sensible scellée sous vide. Ce type de puce permettrait d'obtenir une dérive thermique de l'offset quasiment nulle.

Toutes ces voies d'amélioration peuvent permettre à ce type de capteur d'arriver à un niveau de performance bien supérieur à ce que l'on peut attendre d'un capteur bas coût et de précision moyenne. En effet, celui-ci satisfait pratiquement à la totalité du cahier des charges initialement fixé. Au-delà de l'objectif précis du capteur de pression pour l'automobile,

l'approche modulaire de cette étude a donc permis de valider un principe de mesure qui, compte tenu de ses performances, peut couvrir un grand champ d'applications. En effet, à partir de ce même type de circuit, il est possible de mesurer une large gamme de pression mais aussi de réaliser d'autres capteurs à détection capacitive, comme ceux de force, d'accélération ou encore de position.

Dans le cas de fabrications en grande série de ces capteurs, l'intégration monolithique de la cellule sensible et du circuit convertisseur pourrait à la fois réduire le coût unitaire et améliorer les performances. Par contre, cela suppose une étude particulière préalable sur la compatibilité technologique des deux éléments et donc obligatoirement sur la conception globale du capteur.

Annexes

ANNEXE - A1

DESCRIPTION DU MATERIEL UTILISE

1. Alimentation

Nous avons à notre disposition une source d'alimentation continue *P. FONTAINE MC 6015D*. La tension fournie par cette alimentation dérive dans le temps suivant une loi exponentielle décroissante dans un premier temps, puis oscillatoire dans un deuxième temps. Nous avons mesuré cette dérive au cours d'une demi-journée à l'aide d'un voltmètre (*HP 3468A Multimeter*) dont la résolution est plus petite que le millivolt.

Les résultats sont reportés sur la Fig. A1- 1.

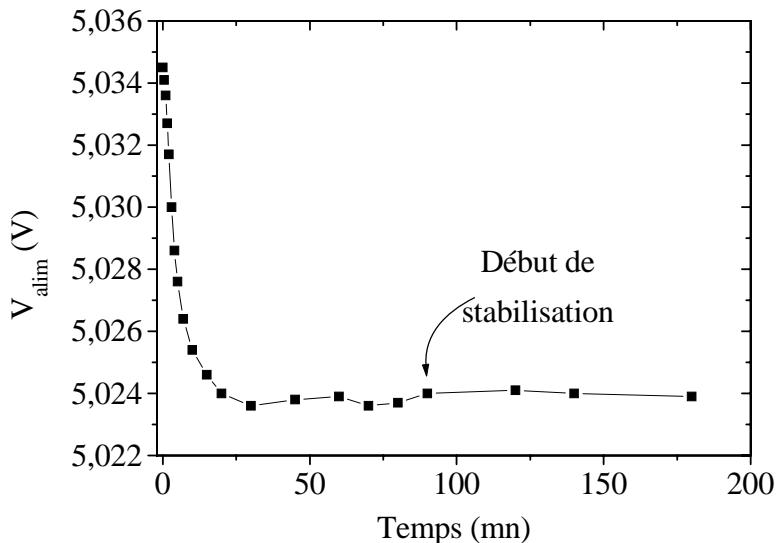


Figure A1- 1 : Fluctuations de la tension d'alimentation au cours du temps après sa mise en route.

Il ressort de ces mesures une dérive maximum de 11 mV. Le temps de stabilisation est de 1 heure et demie. Il est donc préférable d'attendre au minimum ce temps là après sa mise sous tension pour pouvoir effectuer les mesures dans de meilleures conditions, même si cette dérive reste relativement faible (0,3 %).

Nous avons également réalisé un découplage entre l'alimentation et le circuit afin d'éviter au maximum les risques d'instabilités. Pour cela, nous avons placé un circuit R_dC_d en parallèle entre le circuit et l'alimentation avec :

$R_d \approx 1 \text{ k}\Omega$: résistance de découplage de type radio,
et $C_d \approx 100 \mu\text{F}$: plusieurs capacités de découplage en parallèle de type chimique et au tantale.

2. Mesure et régulation de la température

La régulation de température est réalisée par une étuve ventilée, ce qui permet d'obtenir une homogénéité dans le volume de $\pm 0,5^\circ\text{C}$. Ce dispositif permet de faire varier la température du dispositif de -40°C à 180°C mais, un phénomène de condensation peut apparaître en dessous de -10°C (possibilité d'abaissement du point de rosée) ce qui peut entraîner des dysfonctionnements au niveau des circuits testés. C'est pourquoi nous n'avons réalisé des mesures que pour des températures supérieures ou égales à -10°C .

Les fluctuations au niveau de la cellule sont beaucoup plus faibles que $\pm 0,5^\circ\text{C}$ du fait de l'intégration thermique due au bloc métallique dans lequel nous l'avons montée. Grâce à ce dispositif, les fluctuations ne sont plus que de $\pm 0,1^\circ\text{C}$. Cette stabilité a pu être confirmée par la mesure de la résistance thermométrique de la cellule. La Fig. A1-2 représente un exemple d'étalonnage d'une de ces résistances. Leur sensibilité ($\approx 1 \Omega/\text{ }^\circ\text{C}$) est telle que nous sommes capables de mesurer des variations de température inférieures à $0,1^\circ\text{C}$. Ceci étant, nous ne les avons utilisées que pour vérifier la stabilité de la température car leur valeur nominale a tendance à dériver au cours du temps (et des cycles thermiques).

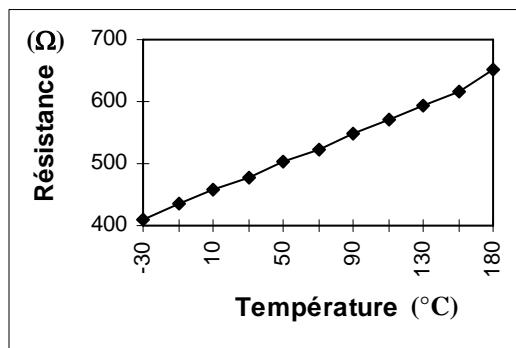


Figure A1-2: Etalonnage de la résistance en fonction de la température mesurée par le thermomètre (Fluke 51).

Nous avons donc réalisé les mesures à l'aide d'un thermocouple disposé à l'intérieur du bloc métallique dans lequel se trouve le composant testé. La précision du thermomètre utilisé est de $\pm (0,1\% \text{ Lecture} + 0,7^\circ\text{C})$.

3. Le système de régulation et de mesure de pression

L'étude expérimentale en pression est réalisée à l'aide d'un générateur de pression capable de fournir des pressions comprises entre 1 et 18 bars. Quant à la mesure, elle est réalisée par un capteur étalon pouvant mesurer des pressions comprises entre 10^{-5} bar (1 Pa) et 7 bars. Le tableau A1-1 regroupe les caractéristiques données par le constructeur de ces deux appareils.

Tableau A1-1 : Caractéristiques des systèmes de génération et de mesure de pression.

GENERATEUR DE PRESSION		
Gamme		1 bar / 18 bars (P.E = 17 bars)
Précision du capteur interne		$\pm 0,2\% \text{ P.E}$
Répétabilité		$\pm 0,1\% \text{ P.E}$
Précision de régulation :	En local	$\pm 0,001\% \text{ P.E}$
	A distance ^(*)	$\pm 0,0015\% \text{ P.E}$
MESUREUR DE PRESSION (MANOMETRE A QUARTZ)		
Gamme		10^{-5} bar / 7 bars (P.E = 7 bars)
Performances du capteur	Précision	$\pm 0,02\% \text{ P.E}$
	Reproductibilité	$\pm 0,01\% \text{ P.E}$
	Linéarité	$\pm 0,005\% \text{ P.E}$
	Hystérésis	$\pm 0,005\% \text{ P.E}$
	Répétabilité	$\pm 0,005\% \text{ P.E}$
	Résolution ^(**)	1 ppm

^(*) dépend de l'appareil de référence connecté

^(**) dépend du temps d'intégration : valeur donnée pour 1 échantillon par seconde.

Même si le manomètre a une meilleure résolution que le générateur, la résolution du dispositif est fixée par la plus petite variation de pression que peut fournir le générateur, c'est-à-dire $\pm 0,27$ mbars.

Le dispositif de génération et de mesure de pression est piloté par ordinateur. Comme il est possible de choisir l'appareil de référence, la précision et la résolution sont forcément définies par celles de l'un ou l'autre des deux appareils. Compte tenu du fait que le manomètre à quartz est plus performant que le capteur interne du générateur, nous l'avons choisi comme étalon.

Ceci étant, même si le générateur peut effectuer une régulation de pression à $\pm 0,27$ mbar près, il est clair que les fluctuations de pression du système dépendent des fuites du montage. Or, les fuites étant proportionnelles à la pression, les fluctuations le sont également. Dans notre cas, pour une pression P de l'ordre de 6 bars, nous avons relevé des fluctuations de l'ordre de ± 2 mbars tandis qu'à pression atmosphérique, elles ne sont plus que de $\pm 0,5$ mbar.

4. Analyseur d'impédance

4.1. Description simplifiée du principe de mesure

Conformément à la fiche constructeur, l'analyseur d'impédance comprend un générateur de signal sinusoïdal de haute résolution entre 10 Hz et 2 MHz. Un signal $i(t)$ est appliqué au circuit testé ce qui crée une différence de potentiel (d.d.p.) à ses bornes. Cette d.d.p. est mesurée, filtrée, amplifiée puis récupérée par une voie d'un convertisseur Analogique / Digital (A/D) 18 bits. Le courant traversant le circuit est injecté dans un ampli transadmittance. Ce courant crée une d.d.p. aux bornes d'une résistance standard située dans la boucle de contre réaction. Cette d.d.p., proportionnelle au courant, est aussi filtrée, amplifiée et injectée sur la deuxième voie du convertisseur A/D. Les deux signaux digitalisés, synchronisés sur le signal sinusoïdal généré, sont injectés dans un microprocesseur qui extrait la partie en phase et en quadrature du signal par un algorithme mathématique similaire à la transformée de Fourier rapide. Cette information est ensuite utilisée pour calculer l'impédance complexe Z et l'admittance complexe Y du circuit inconnu. Enfin, de ces résultats peuvent être extraits et affichés tous les paramètres désirés comme C, L, R, Q, D, ϕ ... Ce fonctionnement peut alors être schématisé par la figure suivante :

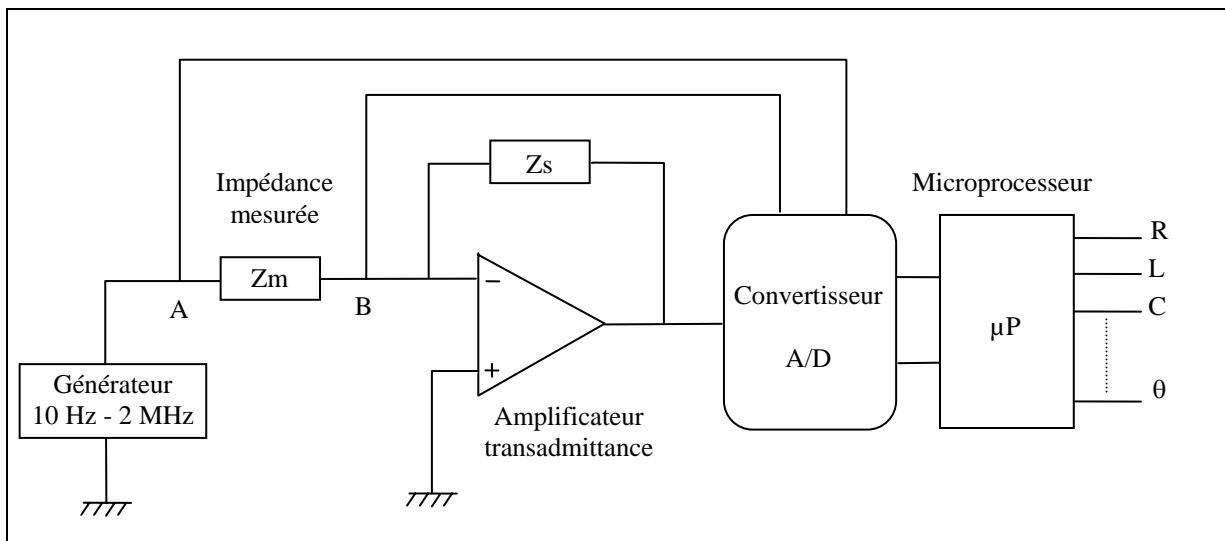


Figure A1- 3 : Schéma simplifié du fonctionnement de l'analyseur d'impédance.

L'avantage d'un tel dispositif est qu'il est capable de supprimer toutes les capacités parasites vues entre A et la masse et entre B et la masse, après avoir effectué une calibration spécifique au circuit de mesure.

4.2. Domaines de mesure

Le tableau A1-2 donne les plages de valeurs mesurables par l'impédancemètre.

Tableau A1-2 : Gammes de valeurs mesurables par l'impédancemètre

Valeur minimum	Nature de la mesure	Valeur Maximum
0,1 $\mu\Omega$	Impédance, Résistance, Réactance	100 M Ω
10 nS	Admittance, Conductance, Susceptance	10 MS
0,01 fF	Capacité	10 F
1 pH	Inductance	100 H
10^{-7}	Facteur de dissipation	100
0	Facteur de qualité	10^6
-180°	Phase	+ 179,99°

4.3. Conditions de mesure et Précision

L'impédancemètre nous permet de choisir entre trois niveaux de précision. Ces niveaux sont en fait déterminés par la rapidité de la mesure et donc par l'intégration :

- Niveau 1 : 0,5 %^(*) 1 mesure affichée / 40 ms.
- Niveau 2 : 0,25 %^(*) 1 mesure affichée / 125 ms.
- Niveau 3 : 0,05 %^(*) 1 mesure affichée / 1 s.

^(*) Ce sont les valeurs optimales de précision c'est-à-dire obtenues pour des conditions optimales de mesure (tension et fréquence).

Cet appareil possède une fonction qui permet d'évaluer la précision de la mesure qu'il effectue. Le résultat s'exprime en pourcentage de la valeur mesurée. Nous avons utilisé cette fonction à titre indicatif pour confirmer ou infirmer nos choix sur la tension et la fréquence de mesure (U_m et f_m).

Tableau A1-3: Précision de la mesure de la capacité de la cellule sensible en fonction de la fréquence avec $U_m = 1 V$.

Fréquence (kHz)	Niveaux de précision			$\Delta C/C$ (en %)
	Niveau 1	Niveau 2	Niveau 3	
1	22,372	17,620	2,500	
5	1,570	0,900	0,133	
10	1,370	0,635	0,088	
50	4,190	1,163	0,126	
100	3,148	0,744	0,070	
500	24,145	4,432	0,312	
1000	46,502	8,153	0,535	

D'après ces résultats, la meilleure précision a été obtenue avec le niveau 3 et pour une fréquence de 100 kHz.

Nous avons fait la même expérience en prenant cette valeur de fréquence et en faisant varier l'amplitude du signal de mesure. Les résultats sont reportés dans le tableau A1-4.

Tableau A1-4 : Précision de la mesure de la capacité de la cellule sensible en fonction de la tension avec $f_m = 100 \text{ kHz}$.

Tension (V)	Niveaux de précision		
	Niveau 1	Niveau 2	Niveau 3
0,2	15,321	3,377	0,269
0,4	7,800	1,750	0,146
0,6	5,215	1,191	0,104
0,8	3,909	0,910	0,082
I	3,148	0,744	0,070
2	7,097	1,198	0,134
5	14,380	3,174	0,254

La précision mesurée suit une loi définie pour chaque niveau sélectionné. A titre indicatif, la formule concernant le niveau 3 est la suivante :

$$\frac{\Delta C}{C} = \pm \left\{ \left[\frac{A_n}{2} + \left(\frac{A_n}{2} + \frac{0,05}{|Z_m|} + |Z_m| \times 10^{-7} \right) \times \left(0,55 + \frac{0,3}{U_m} + \frac{U_m^2}{4} \right) \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(0,7 + \frac{f_m}{3 \cdot 10^{-4}} + \frac{600}{f_m} \right) \right] \times I_m \right\} \times K_t$$

où U_m et f_m sont respectivement la tension et la fréquence de mesure et $|Z_m|$ l'impédance du circuit testé.

A_n est le niveau de précision choisi (0,5%, 0,25%, 0,05%),

I_m représente un coefficient qui dépend du niveau de tension U_m (<0,1V, entre 0,1V et 1V, entre 1V et 5V) et du domaine dans lequel se situe l'impédance mesurée (<100Ω, entre 100 et 1,6kΩ, entre 1,6 et 25kΩ et >25kΩ),

K_t est un coefficient qui dépend de la température de la pièce (1 pour $18^\circ\text{C} < \theta < 28^\circ\text{C}$, 4 pour $5^\circ\text{C} < \theta < 45^\circ\text{C}$).

Il est clair que nous avons opté pour le mode le plus précis c'est-à-dire le niveau 3. Les deux tableaux précédents nous permettent de confirmer que la mesure de la cellule sensible doit être effectuée avec une tension $U_m = 1 \text{ V}$ et une fréquence $f_m = 100 \text{ kHz}$. Nous aurons alors une mesure avec une précision de 0,070 %. Il est possible d'obtenir la précision maximum de l'appareil (0,05 %) en faisant une moyenne sur 10 valeurs. Ce qui signifie que pour mesurer une capacité de 40 pF (cas le plus défavorable), nous obtiendrons au mieux une mesure à $\pm 20 \text{ fF}$ près (par rapport à sa valeur « vraie »).

Par contre, ce qui nous intéresse davantage, c'est la dispersion des résultats (ou fidélité de la mesure). Elle est d'autant plus faible que le nombre d'intégration est grand. Il faut donc trouver un bon compromis entre fidélité et temps de mesure. Nous avons trouvé raisonnable de prendre une valeur moyenne sur 5 points de mesure (#Average = 5) ce qui nous donne une valeur toutes les 20 secondes environ avec une dispersion de $\pm 2 \text{ fF}$.

5. Le fréquencemètre

L'appareil qui nous a servi à mesurer la période (et/ou la fréquence) du signal $v(t)$ est un *Fréquencemètre Universel Enertec 2616 (Schlumberger)*.

Cet appareil possède deux voies de mesure : la voie A et la voie B. Quatre fonctions principales sont disponibles :

5.1. La fonction Fréquencemètre (FREQ A)

La mesure de la fréquence consiste à compter le nombre de périodes du signal lu sur la voie A pendant un temps T. La fréquence F_x est alors égale à :

$$F_x = \frac{N}{T}$$

où N est le contenu du compteur au bout du temps T. La base de temps est définie par un signal d'horloge de 10 MHz. Elle comporte un diviseur par 10 suivi d'un diviseur dont le taux est programmable : il dépend de la gamme choisie. Le taux de division n (c'est à dire la gamme) peut varier de 10^4 à 10^7 . Cela signifie que les temps de comptages peuvent être respectivement 10 ms, 100 ms, 1 s et 10 s suivant la gamme utilisée.

5.2. La fonction Périodemètre (PER. B)

Il compte des impulsions de fréquence f connue (signaux pilotes) pendant un temps inconnu qui est la période à mesurer. La fréquence f peut être 10 MHz ou bien un multiple ou un sous-multiple suivant la gamme choisie. On a alors :

$$P = \frac{N}{f}$$

5.3. La fonction Périodemètre moyennée (Per. m)

La mesure se fait comme nous l'avons décrit précédemment mais sur n périodes, n variant de 10^1 à 10^4 . D'où :

$$P = \frac{1}{n} \frac{N}{f}$$

Ceci permet d'avoir une meilleure résolution.

5.4. La fonction Quotient-mètre (Quot)

Il compte le nombre de période du signal A (voie A) pendant n fois la période du signal B (voie B) (n pouvant être égal à $10^0, 10^1, 10^2$ ou 10^3). Autrement dit, nous avons :

$$\begin{aligned} N \cdot T_A &= n \cdot T_B \\ N &= n \frac{T_B}{T_A} = n \frac{F_A}{F_B} \end{aligned}$$

Nous obtenons à l'affichage, le nombre N avec la virgule déterminée par n .

5.5. Précision

La précision est meilleure en fréquencemètre pour les fréquences élevées et en périodemètre pour les fréquences basses.

En fréquencemètre, l'erreur relative est donnée par :

$$\frac{\Delta f}{f} = \pm \frac{1}{f t} \pm \epsilon$$

où f est la fréquence à mesurer, t le temps de comptage et ε la précision de la base de temps.

En périodemètre, l'erreur relative est donnée par :

$$\frac{\Delta T}{T} = \pm \frac{1}{N f T} \pm \varepsilon \pm \frac{e}{N}$$

où f est la fréquence étalon, T la période à mesurer, N le nombre de périodes, ε la précision de la base de temps et e l'erreur du seuil de déclenchement.

Il existe donc une fréquence critique pour laquelle la précision est la même en périodemètre et en fréquencemètre. La Fig. A1-4 indique la précision pour différents cas de mesure et permet

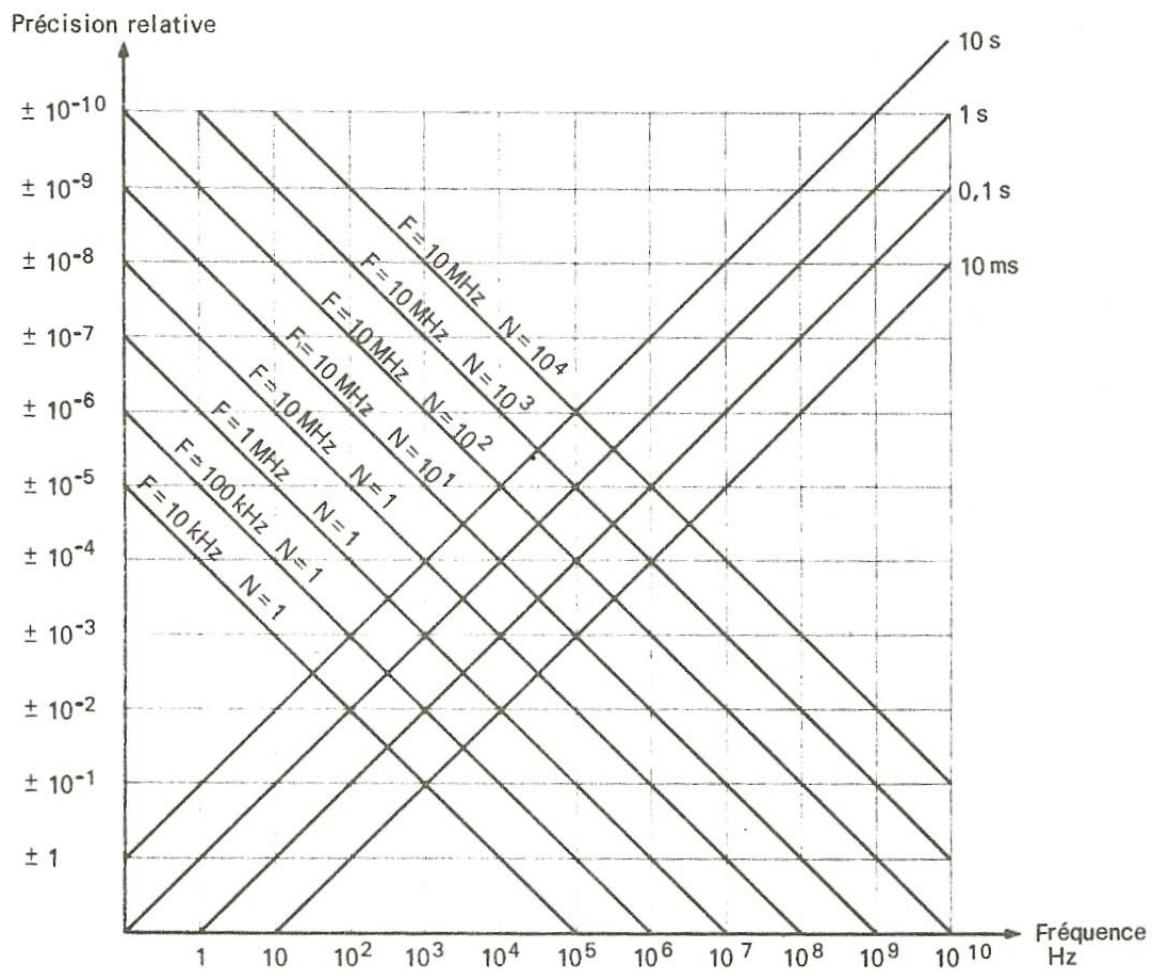


Figure A1-4 : Précision relative des mesures en fonction de la fréquence mesurée et de la gamme utilisée.

D'après ce graphique, lorsque nous faisons des mesures à 200 kHz, en mode fréquencemètre avec un temps de comptage de 0,1 s, nous avons une précision relative de l'ordre de 3.10⁻⁵.

ANNEXE - A2

ETUDE DES CAPACITES PARASITES

LIEES AU MONTAGE DE LA CELLULE SENSIBLE

Le dispositif d'encapsulation de C_i introduit des capacités parasites. Dans l'étude même de la cellule, celles-ci ne sont pas gênantes car la plupart d'entre elles, référencées par rapport à la masse, sont « ignorées » par le principe de mesure du capacimètre (cf. annexe A1).

Ceci étant, nous devons évaluer leur importance ainsi que leur éventuelle dérive thermique car dans le principe de fonctionnement du capteur, ces capacités sont directement en parallèle avec la capacité intrinsèque de la cellule sensible. C'est pourquoi il était très important de les minimiser par conception.

Cette étude a été relativement complexe car il a fallu mesurer non seulement des capacités de quelques dizaines de femtofarads mais aussi leur variation en température.

1. Rappel du montage des cellules sensibles

La Fig. A2-1 représente une vue en coupe du dispositif permettant l'étude en pression de la cellule sensible.

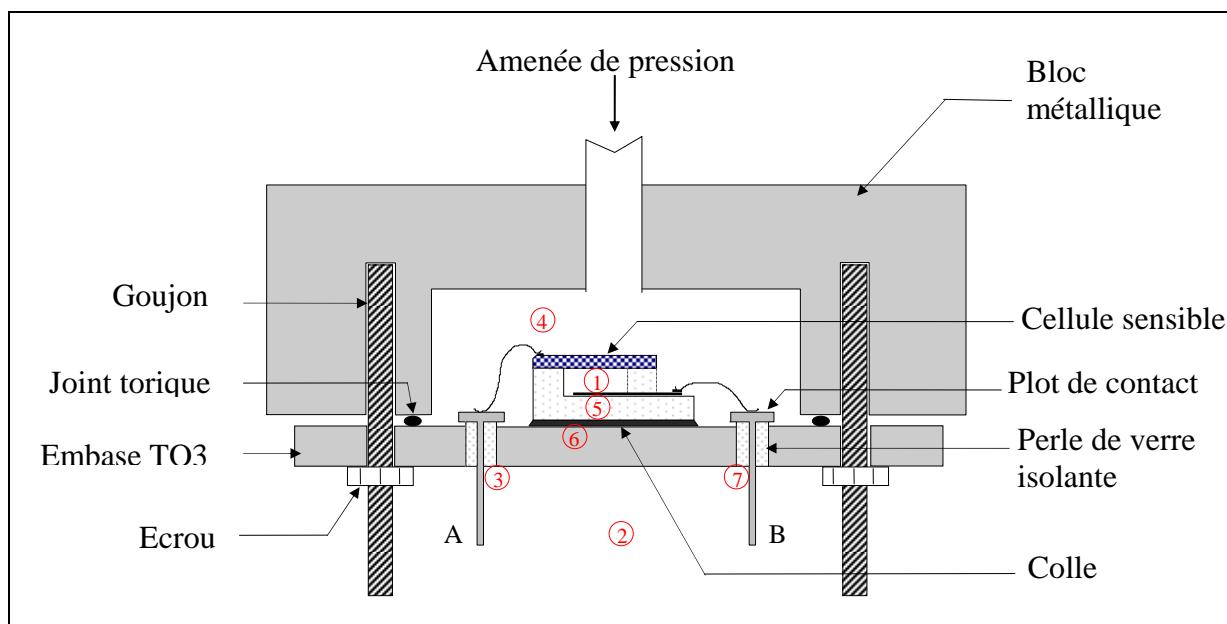


Figure A2-1: Vue en coupe schématique du montage des cellules et localisation des capacités parasites.

Les pastilles numérotées de 1 à 7 permettent de localiser les principales capacités existantes entre les points A et B qui représentent les points de la mesure. Elles peuvent être définies de la façon suivante :

- ① $\Rightarrow C_i$: Capacité intrinsèque de la cellule que l'on veut caractériser.
- ② $\Rightarrow C_2$: Capacité de couplage entre les fils de mesure par l'intermédiaire de l'air.
- ③,⑦ $\Rightarrow C_3, C_7$: Capacités dues aux perles de verre qui isolent les plots de contact par rapport à l'embase.
- ④ $\Rightarrow C_4$: Capacité de l'air entre la membrane de Si et le boîtier métallique (électriquement relié à la masse).
- ⑤ $\Rightarrow C_5$: Capacité due au substrat de Pyrex.
- ⑥ $\Rightarrow C_6$: Capacité due à la colle entre le Pyrex et l'embase.

2. Schéma électrique équivalent

La Fig. A2-2 représente le schéma électrique équivalent de la cellule sensible avec son boîtier d'encapsulation.

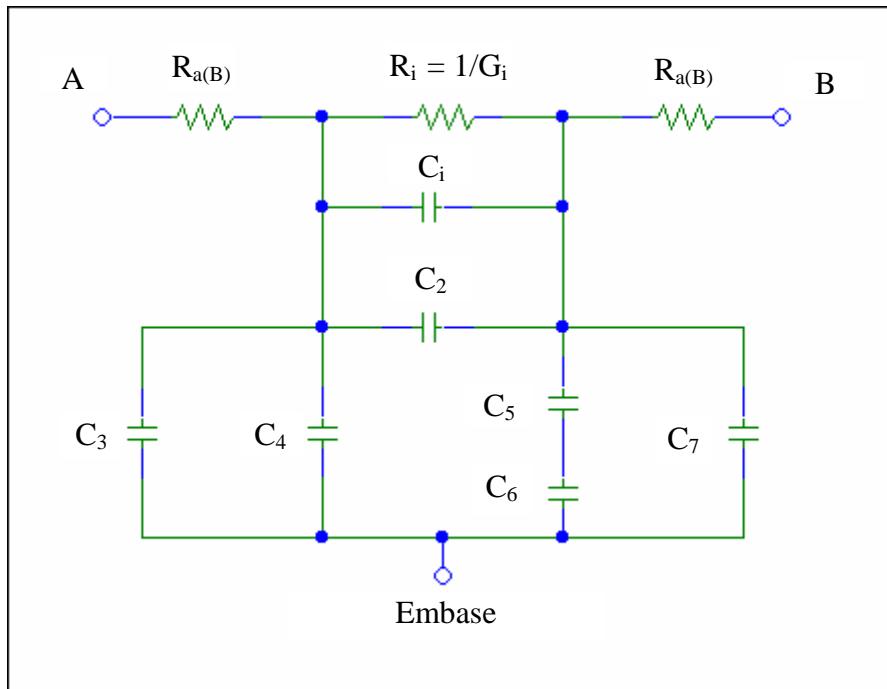


Figure A2-2 : Schéma électrique équivalent de l'impédance vue entre A et B.

Dans le cahier des charges du capteur, une des deux électrodes du condensateur doit être à la masse (c'est en l'occurrence la membrane de silicium). Ceci entraîne d'une part, l'élimination d'une des deux capacités introduites par les perles de verre (celle qui isole la patte reliée à la membrane) et d'autre part, l'élimination de la capacité C_4 .

3. Etude de C_2

Nous avons évalué la capacité de couplage entre les deux fils de mesure qui est fonction de la distance qui les sépare mais aussi du support mécanique qui fixe les fils de mesure. Pour mesurer ces faibles valeurs de capacité, nous avons été obligés d'utiliser un signal de fréquence plus élevée de manière à rester dans une gamme d'impédance convenable. Les mesures ont donc été effectuées avec $U_m = 1 \text{ V}$ et $f_m = 1 \text{ MHz}$. La valeur de C_2 mesurée à 25°C est égale à 195 fF . Comme la distance entre les fils reste constante et ne varie pas en température, on peut alors dire que la variation thermique de C_2 n'est due qu'au support mécanique.

Nous avons reporté sur la Fig. A2-3 la variation en température de cette capacité C_2 .

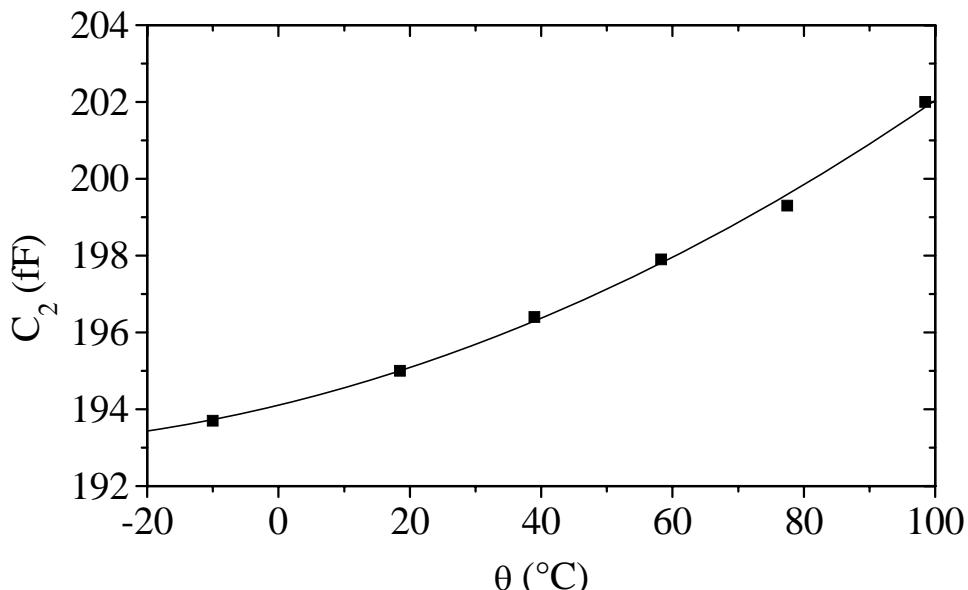


Figure A2-3 : Variation en température de la capacité parasite de couplage (C_2).

La variation maximale $(\Delta C_2)_{\max}$ n'excède pas 7.2 fF entre -10°C et 90°C ce qui fait un coefficient de température moyen de $+370 \text{ ppm} / ^\circ\text{C}$.

4. Etude de C_3

Ces mesures ont été effectuées dans les mêmes conditions que précédemment : $U_m = 1 \text{ V}$ et $f_m = 1 \text{ MHz}$. Nous avons mesuré, à température ambiante, $C_3 = 1,165 \text{ pF}$. La variation en température de C_3 est représentée sur la Fig. A2-4.

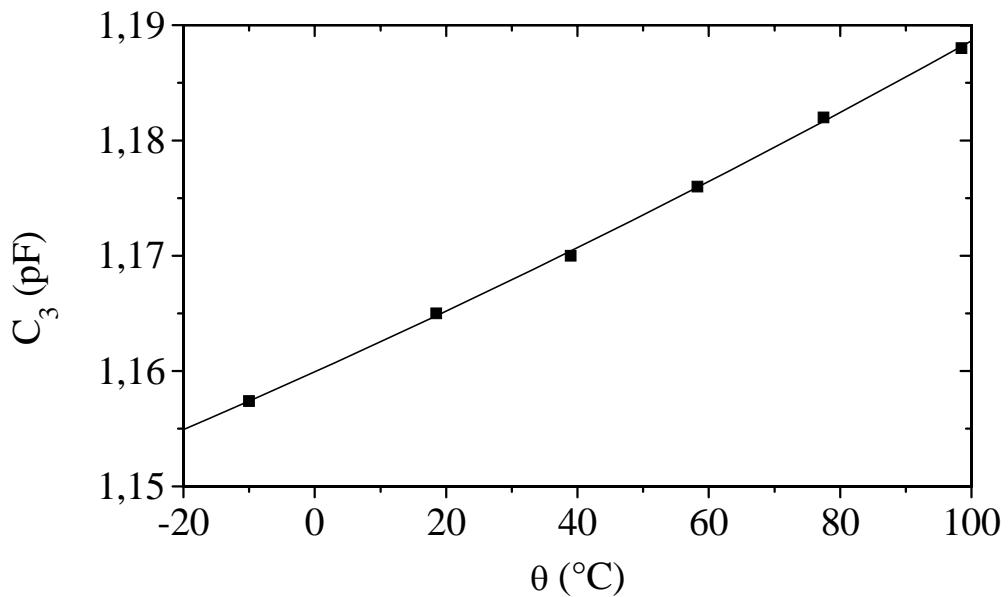


Figure A2-4 : Variation en température de la capacité introduite par une perle de verre d'isolation (C_3).

Cette capacité parasite, que nous ne pourrons absolument pas éviter, est relativement élevée. Il faudra donc en tenir compte lors de l'étude du capteur car elle sera directement en parallèle avec C_i .

Par contre la variation maximale en température ΔC_3 n'excède pas 30 fF entre -10°C et 90°C. Ce qui signifie que son coefficient de température moyen est de +260 ppm/ $^{\circ}$ C.

5. Etude de C_5

Afin de pouvoir observer une capacité mesurable d'un substrat de verre, nous avons réalisé un échantillon de test. Cet échantillon est une plaque de Pyrex d'épaisseur e égale à 0,5 mm que nous avons ensuite métallisée sur ses deux faces. L'aire de sa surface S est de 13 mm².

Compte tenu de la surface et de l'épaisseur de verre d'une cellule sensible, la capacité de l'échantillon de test devra être divisée par 63,5.

La variation thermique de notre échantillon de test est donnée par la Fig. A2- 5.

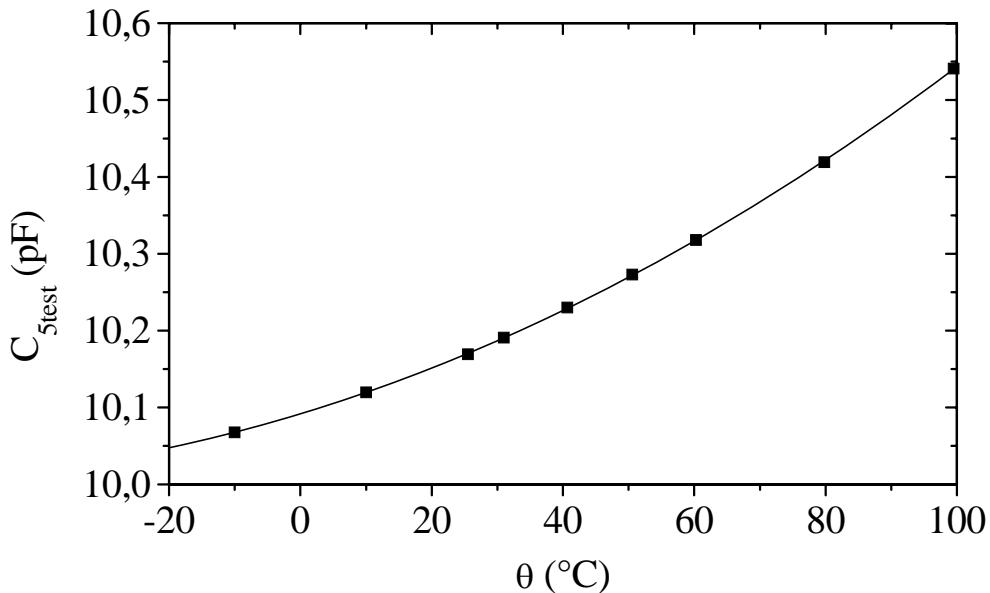


Figure A2- 5 : Variation en température de la capacité de l'échantillon de test d'un substrat de Pyrex métallisé sur les deux faces.

D'après cette courbe nous pouvons dire que le substrat de verre de la cellule engendre une capacité parasite de l'ordre de 160 fF avec une dérive thermique voisine de 440 ppm/°C. Par conséquent, nous pouvons conclure que la variation maximale ΔC_5 entre - 10 et 90°C, n'excède pas 7 fF.

6. Etude de C_6

La capacité C_6 est a priori très supérieure à C_5 . En effet, l'épaisseur de la colle étant inférieure à 100 μm , répartie sur toute la surface de la puce, nous pouvons estimer la valeur de C_6 à quelques picofarads.

Comme ces deux dernières capacités parasites sont en série, nous pouvons en conclure que C_6 ne joue aucun rôle dans le schéma équivalent, même si sa dérive thermique est très importante.

7. Etude de la capacité parasite équivalente C_p

Connaissant l'ensemble des capacités parasites introduites par le montage ainsi que leur variation en température, nous allons définir la capacité parasite équivalente C_p dont on devra tenir compte dans l'étude du capteur.

D'après le schéma équivalent donné par la Fig. A2-2, si l'on connecte l'embase et le point A à la masse, alors on peut dire que la capacité parasite équivalente est donnée par la somme des différentes capacités C_2 , C_3 et C_5 . Ce qui nous donne, à température ambiante, $C_p \approx 1,51 \text{ pF}$. En ce qui concerne la variation en température de cette capacité parasite équivalente, c'est également la somme des différentes variations de chacune. On a donc :

$$C_p(\theta) = C_2(\theta) + C_3(\theta) + C_5(\theta)$$

La Fig. A2-6 représente cette variation thermique de C_p .

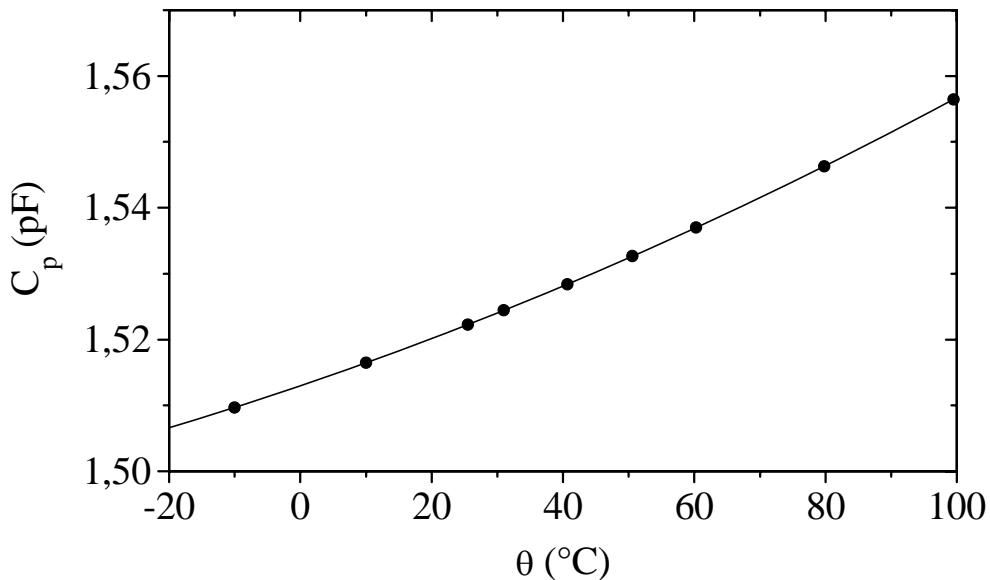


Figure A2-6 : Dérive thermique de la capacité parasite équivalente du montage.

Nous pouvons remarquer que la variation maximum de C_p sur toute la plage de température est d'environ 50 fF ce qui correspond à un coefficient thermique moyen de +330 ppm/°C.

Cette variation représente 25 % de celle de l'offset mesurée sur la cellule. C'est donc loin d'être négligeable.

ANNEXE - A3

MODELISATION DES CELLULES DE BASE DU CONVERTISSEUR CAPACITE-FREQUENCE sur PSPICE

Nous décrivons essentiellement dans cette annexe, le détail des sous-circuits utilisés pour la modélisation du circuit convertisseur capacité-fréquence.

1. Macromodèle d'un Amplificateur opérationnel

Il s'agit de concevoir, à partir des caractéristiques réelles d'un amplificateur opérationnel (statique, dynamique, fréquentielle), un schéma équivalent assurant les mêmes fonctionnalités. L'avantage de cette méthode est qu'elle utilise beaucoup moins d'éléments qu'un modèle classique, ce qui se traduit par un gain considérable au niveau du temps de calcul.

Pour modéliser les amplificateurs opérationnels, nous avons donc utilisé un macromodèle général composé de cinq parties essentielles comme le montre la Fig. A3-1.

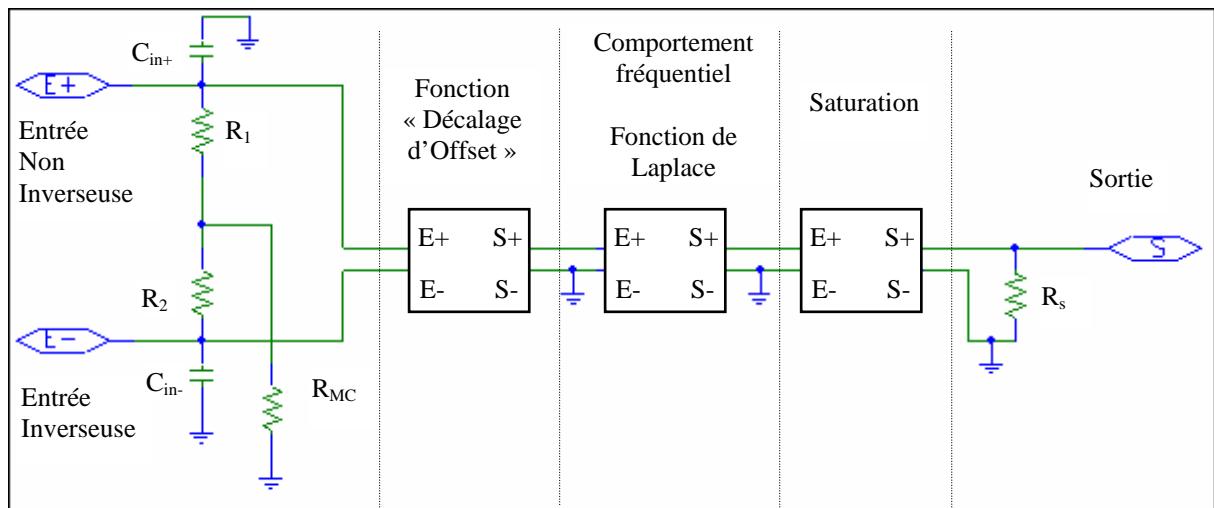


Figure A3-1 : Macromodèle de l'amplificateur opérationnel.

Nous avons donc :

- Un étage d'entrée de type différentiel avec deux résistances identiques R_1 et R_2 , deux capacités d'entrée C_{in+} et C_{in-} et enfin une résistance de mode commun R_{MC} ,
- une première fonction de transfert permettant éventuellement d'ajouter une tension de décalage (offset),
- un deuxième bloc dont la fonction de transfert caractérise son comportement en fréquence,
- un bloc qui génère le phénomène de saturation,
- et enfin, un étage de sortie défini par une résistance de sortie R_s .

Le tableau A3-1 précise les valeurs que nous avons utilisées pour les paramètres de ce modèle d'amplificateurs opérationnels.

Tableau A3- 5 : Caractéristiques du modèle de l'amplificateur opérationnel.

MODELE DE L'AMPLIFICATEUR OPERATIONNEL				
	Paramètres	Nom	Valeur	Unité
Etage d'Entrée	Résistances différentielles	R_1, R_2	10	MΩ
	Résistance de mode commun	R_{MC}	50	MΩ
	Capacité d'entrée	C_{in+}, C_{in-}	0,5	pF
	Tension d'offset	V_o	0	V
Comportement	Gain en boucle ouverte	A_v	94	dB
Fréquentiel	Fréquence de coupure (-3dB)	f_c	1	kHz
Fonction de saturation	Saturation basse	V_{sat-}	0	V
	Saturation haute	V_{sat+}	5	V
Etage de sortie	Résistance de sortie	R_s	102	kΩ

Le phénomène de vitesse de balayage encore appelé « Slew-Rate » n'est pas pris en compte dans ce modèle. Ceci étant, dans notre cas, ce n'est pas un problème important puisque tous les Aop ne fonctionnent qu'en régime statique linéaire.

2. Macromodèle d'un comparateur

Le macromodèle du comparateur est basé sur le même principe que celui de l'Amplificateur opérationnel. Par contre, contrairement à ce dernier, les comparateurs utilisés doivent fonctionner en régime transitoire. Or, le retard introduit par le comparateur doit être constant et très faible ($TP \leq 100$ ns). C'est pourquoi, si l'on utilise une fonction de Laplace du premier ordre, il faut choisir la fréquence de coupure qui permet d'obtenir un temps de retard d'environ 100 ns. En effet, la constante de temps d'un circuit du premier ordre est définie par :

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} = \frac{1}{2\pi f_c}$$

Si on considère que le temps de montée est défini entre 10% et 90% du signal, alors ce temps est de l'ordre de 2τ . Donc, pour que ce temps de montée soit environ égal à 200 ns, nous avons pris une fréquence de coupure de 1 MHz.

Le schéma du macromodèle de nos comparateurs est donc tout à fait semblable à celui de l'Aop. Ses caractéristiques sont données dans le tableau A3-2 :

Tableau A3- 6 : Caractéristiques du modèle d'un comparateur.

MODELE DU COMPARATEUR				
	Paramètres	Nom	Valeur	Unité
Etage d'Entrée	Résistances différentielles	R_1, R_2	10	MΩ
	Résistance de mode commun	R_{MC}	10	MΩ
	Capacité d'entrée	C_{in+}, C_{in-}	0,3	pF
	Tension d'offset	V_o	0	V
Comportement	Gain en boucle ouverte	A_v	83	dB
Fréquentiel	Fréquence de coupure (-3dB)	f_c	1	MHz
Temps de propagation	Temps de montée	TPLH	85	ns
	Temps de descente	TPHL	85	ns
Fonction de saturation	Saturation basse	V_{sat-}	0	V
	Saturation haute	V_{sat+}	5	V
Etage de sortie	Résistance de sortie	R_s	35	kΩ

3. Miroirs de courant à transistors MOS

La Fig. A3-2 représente le modèle utilisé pour les miroirs de courant de type N et de type P. Ce modèle utilise des transistors MOS de la bibliothèque de PSPICE auxquels nous avons donné les caractéristiques adéquates compte tenu de la technologie du circuit. Toutes ces caractéristiques sont données dans la section 6.

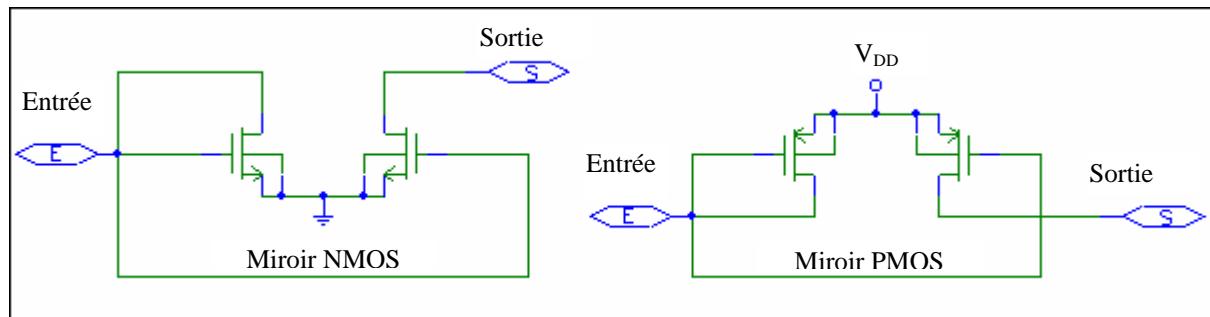


Figure A3-2 : Modèle symbolique des miroirs de courant NMOS et PMOS.

4. Modèle symbolique du circuit d’élaboration des seuils

La Fig. A3-3 représente le circuit qui permet de définir les tensions de seuil V_h et V_b à partir du macromodèle de l’Aop défini dans la section 1.

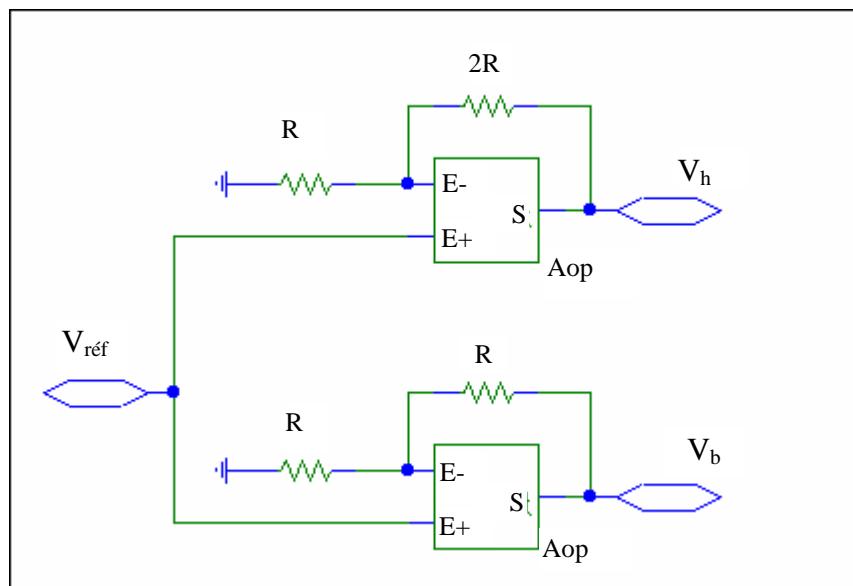


Figure A3-3 : Modèle symbolique d’élaboration des tensions seuil.

5. Cellule de l'interrupteur avec sa commande

Ce circuit utilise le macromodèle du comparateur défini dans la section 2. En ce qui concerne les portes NOR de la bascule RS, nous les avons choisies dans la bibliothèque de circuits logiques disponibles dans PSPICE (référence : 74ACT02). Elles sont en technologie CMOS et leur temps de propagation maximum est d'environ 10 ns. Ce qui signifie que le temps de propagation du modèle est quasiment identique à celui du système réel.

En fait, nous avons remplacé l'interrupteur et son circuit de commande par un sous-circuit nommé « SW1 ». Cette modélisation ne sert qu'à alléger le circuit global de manière à bien distinguer les différentes parties essentielles. Le symbole de l'interrupteur est défini par le schéma de la figure ci-dessous :

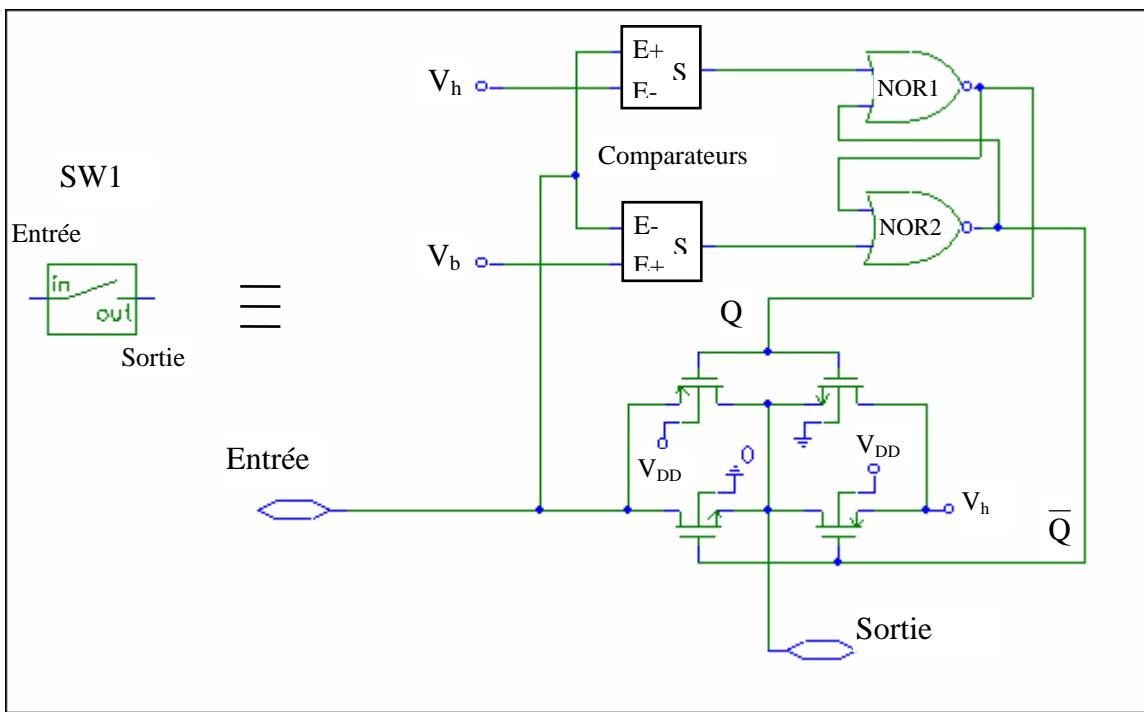


Figure A3-4 : Modèle de l'interrupteur avec sa commande.

5.1. Etude du fonctionnement de l'interrupteur

Pour évaluer ces temps de commutation, nous avons effectué un « zoom » au niveau de chaque transition et nous avons mesuré le temps qui sépare les points $v(t)_{\max}$ et V_h (seuil haut) d'une part, puis V_b (seuil bas) et $v(t)_{\min}$ d'autre part, comme le montre les figures A3- 5a et A3- 5b.

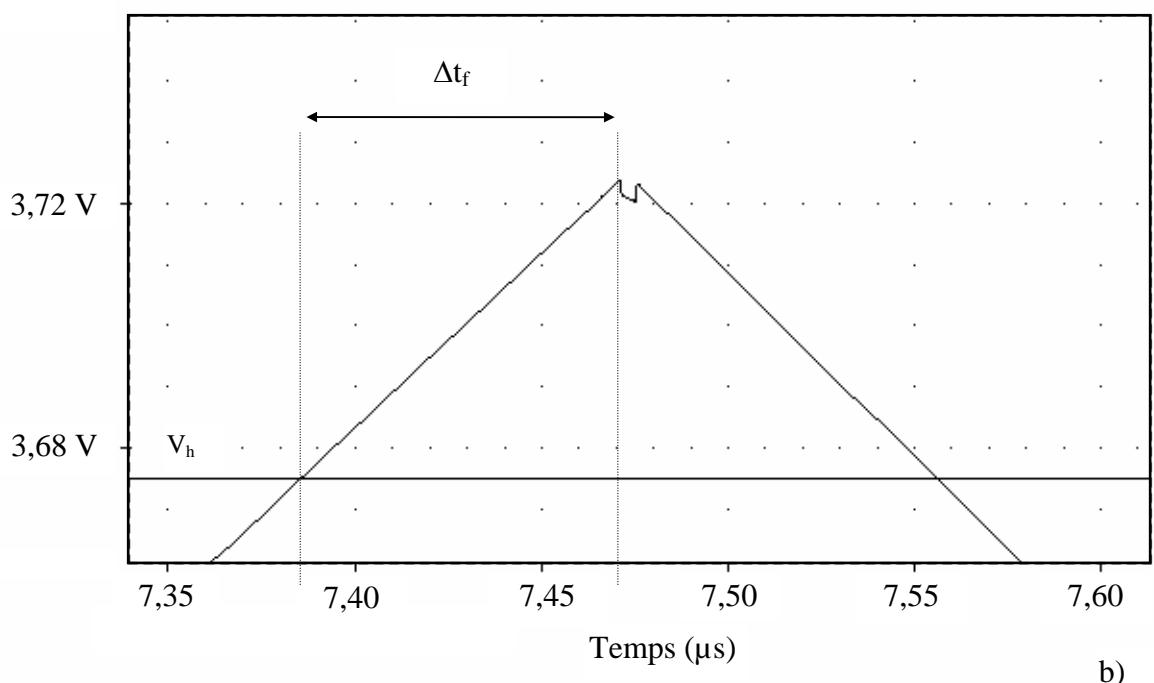
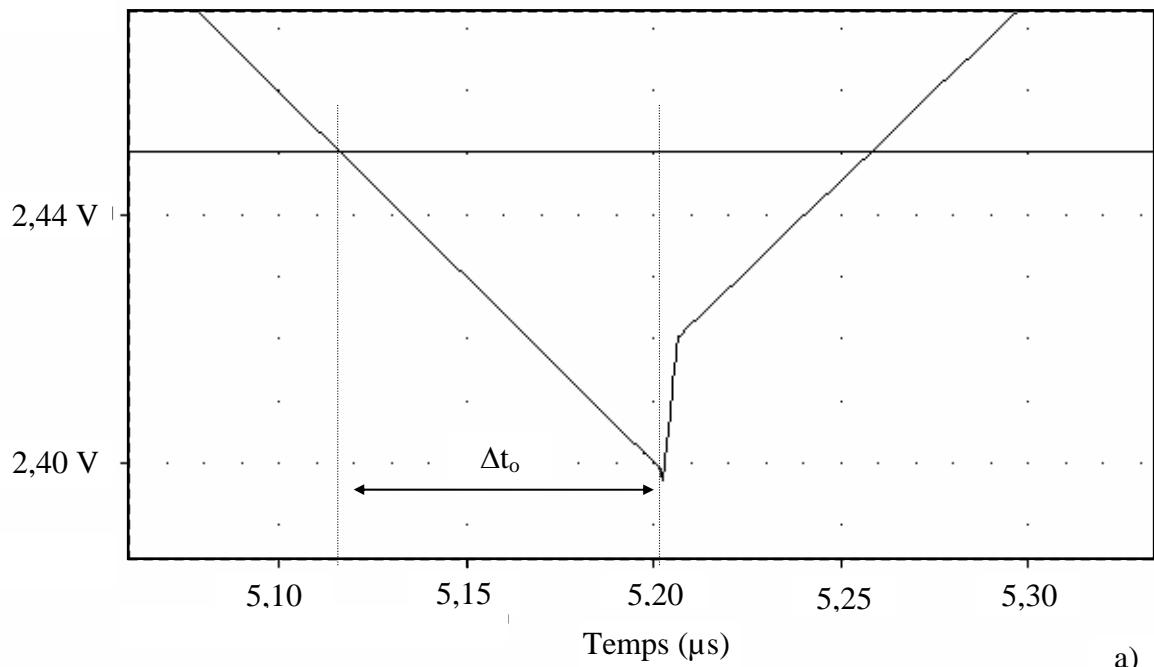


Figure A3-5 : Mesures des temps de commutation de l'interrupteur : a) Temps d'ouverture ; b) Temps de fermeture.

Nous avons obtenu :

$$\Delta t_o \approx \Delta t_f = 86 \text{ ns}$$

Ce retard introduit donc une erreur sur la période définie par $\Delta t_r / T$ de **8,26 %**

où $\Delta t_r = 2 (\Delta t_o + \Delta t_f)$.

Nous pouvons également remarquer sur ces figures la présence de discontinuités sur la tension $v(t)$ au moment de chaque commutation de l'interrupteur. Ces « impulsions » sont d'une part, dues à une injection de charge par l'intermédiaire des capacités grille-source C_{gs} et grille-drain C_{gd} des transistors constituant l'interrupteur, et d'autre part, à la discontinuité de tension existant au niveau de la capacité C pendant le laps de temps où les deux interrupteurs sont tous les deux fermés (cf. Fig. A3-4). Ces discontinuités sont inhérentes à la conception même de l'interrupteur et de sa commande.

L'erreur introduite par ce phénomène sur la période du signal est de l'ordre de 0,82 %. Ceci étant, dans notre configuration, cette erreur compense partiellement le retard global, ce qui signifie qu'elle se soustrait au retard Δt_r dû au temps de propagation dans les comparateurs et dans les portes logiques.

5.2. Voie d'amélioration

Nous en avons déduit qu'il existe une architecture d'interrupteur permettant de compenser totalement le retard de commutation. Cette architecture consiste à n'utiliser que deux transistors complémentaires en série (PMOS et NMOS), pilotés par un seul signal de commande Q de la bascule RS comme le montre la figure suivante :

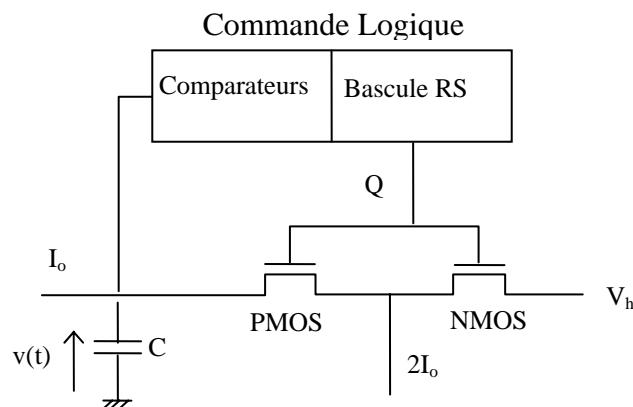


Figure A3-6 : Architecture d'un double interrupteur qui compense le retard de commutation de sa commande.

La forme d'onde obtenue est décrite sur la Fig. A3-7.

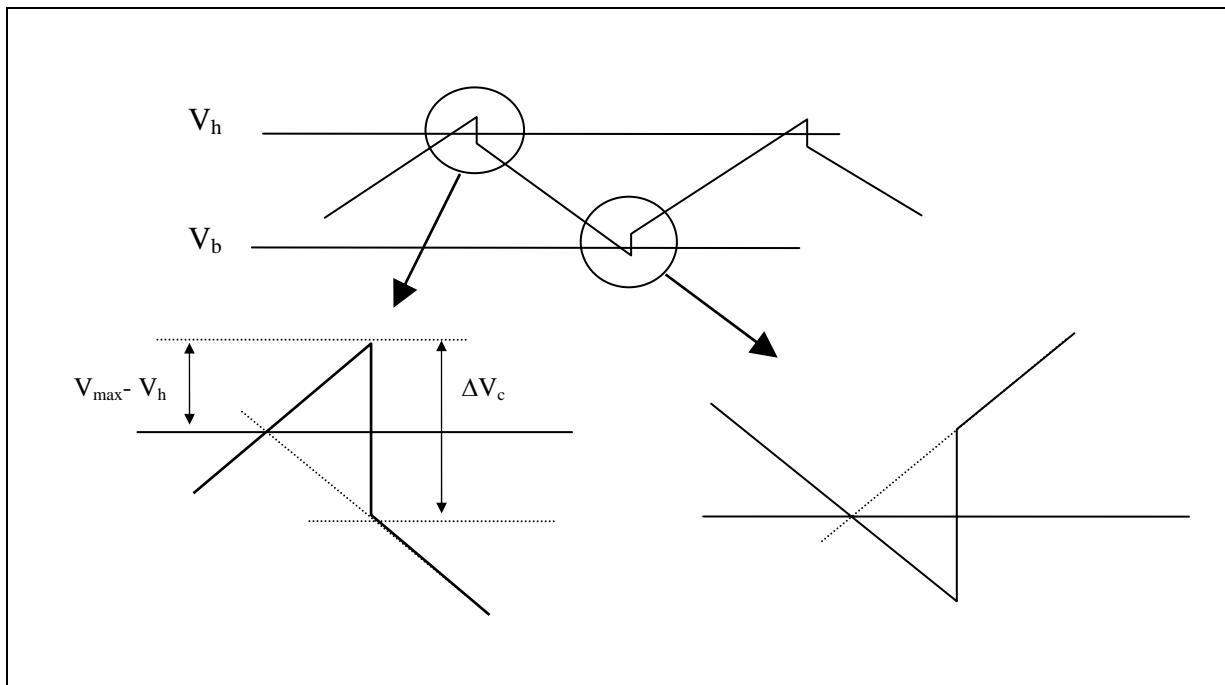


Figure A3-7 : Forme de l'onde triangulaire obtenue avec une configuration particulière de l'interrupteur.

Nous pouvons constater que si l'impulsion ΔV_c du signal de commande (transmise sur le signal $v(t)$) est telle que :

$$\Delta V_c = 2(V_{\max} - V_h)$$

c'est-à-dire si la capacité totale vue entre la grille et la source C_{gst} du transistor PMOS est égale à :

$$C_{gst} = \frac{1}{V_{DD} - V_{SS}} - \frac{1}{2I_o \Delta t_f} - C$$

alors

$$\Delta t_f = 0$$

Dans notre cas, la valeur de C_{gst} doit être égale à 0,75 pF ce qui peut se concrétiser par une capacité placée en parallèle avec C_{gs} .

6. Paramètres du modèle du transistor MOS

Définition du modèle des transistors MOS dans PSPICE niveau 2 pour l'utilisation dans le circuit de l'oscillateur : Utilisation de la technologie ES2.

6.1. Transistor NMOS

```
.model Mbreakn NMOS (level=2 tox=4e-8 l=2u w=16u vto=0.9 UO=510 UCRIT=1e3  
+CGSO=1.5e-10 CGDO=1.5e-10 CGBO=1e-10 CJ=1.1e-4 CJSW=2.5e-10 NSUB=0.53e16  
+LD=0.15e-6 UEXP=0.0129 DELTA=1.64 XJ=0.5e-6 VMAX=37.9e3 NEFF=2.74 RSH=40  
+JS=100e-6 MJ=0.48 MJSW=0.27 PB=0.45)
```

6.2. Transistor PMOS

```
.model Mbreakp PMOS (LEVEL=2 tox=4e-8 l=2u w=16u vto=-0.6 UO=175 UCRIT=4.72e3  
+CGSO=2.1e-10 CGDO=2.1e-10 CGBO=1e-10 CJ=3.5e-4 CJSW=4.5e-10 NSUB=1.9e16  
+LD=0.2e-6 UEXP=0.0311 DELTA=0.817 XJ=0.6e-6 VMAX=37.2e3 NEFF=10 RSH=50  
+JS=100e-6 MJ=0.48 MJSW=0.4 PB=1.04).
```

Références Bibliographiques

- [1-1] A. PERMUY
Capteurs à semiconducteurs
Techniques de l'Ingénieur, traité électronique, E 2 310 - 7 (1990).
- [1-2] Anne GOUINGUENE, Didier COLAS, J. Christophe ELOY
Microtechnologies et Microsystèmes : Marché mondial et position de la France
Rapport de synthèse pour le ministère de l'industrie, novembre 1995.
- [1-3] Georges ASCH
Capteurs en instrumentation industrielle
Dunod, Paris 1982.
- [1-4] P. LORENZINI
Characterization of a new device for pressure sensing
Sensors and Actuators, A33 (1992), p 53.
- [1-5] V. MOSSER, J. SUSKI, J. GOSS and E. OBERMEIER
Piezoresistive pressure sensors based on polycrystalline silicon
Sensors and Actuators, A28 (1991), p 113.
- [1-6] Ch. PLANTIER
Etude de faisabilité de capteurs de pression piezoresistifs à jauge en silicium polycristallin
Thèse de l'Université Paul Sabatier, LAAS-CNRS (1992).
- [1-7] G. BLASQUEZ, P. PONS, A. BOUKABACHE
Capabilities and limits of silicon pressure sensors
Sensors and Actuators, 17 (1989), pp. 387-403.
- [1-8] E. GUESLIN
From piezoresistive to capacitive silicon pressure sensors
Micromechanics Europe, MME'96, Barcelona 21-22 october 1996.
- [1-9] P. PONS and G. BLASQUEZ
Low-cost high-sensitivity integrated pressure and temperature sensor
Sensors and Actuators A, 41-42 (1994), pp. 398-401.
- [1-10] Wen H. KO
Solid-State Capacitive Pressure Transducers
Sensors and Actuators, 10 (1986), pp. 303-320.
- [1-11] Lars ROSENGREN, Jan SÖDERKVIST and Leif SMITH
Micromachined Sensor Structures with Linear Capacitive Response
Sensors and Actuators A, 31 (1992), pp. 200-205.
- [1-12] G. BLASQUEZ, N. BENMOUSSA, Y. NACIRI, P. LABIE et P. BLONDEL
Capteur de pression capacitif micro-électronique
2ème Congrès International d'Electronique Automobile, Toulouse, avril 1986.
- [1-13] Georges ASCH

Capteurs en instrumentation industrielle
Dunod, Paris 1982.

- [1-14] B. DIEM, P. REY, S. RENARD, S. VIOLET BOSSON, H. BONO, F. MICHEL, M.T. DELAYE and G. DELAPIERRE
SOI « SIMOX » ; From Bulk to Surface Micromachining a new age for Silicon Sensors and Actuators
Sensors and Actuators, A 46-47 (1995), pp. 8-16.
- [1-15] V.M. ARTYOMOV, E. A. KUDRYASHOV, V.A. SHELENSHKEVICH and A. I. SHULGA
Silicon Capacitive Pressure Transducer with Increased Modulation Depth
Sensors and Actuators, A 28 (1991), pp. 223-230.
- [1-16] G. BLASQUEZ, Y. NACIRI, P. BLONDEL, N. BENMOUSSA and P. PONS,
Micromachined Silicon Capacitive Sensor
Proc. 2nd Int. Conf. Passive Comp. Mat. Tech. Processing, Paris 18-20 nov. 1987, pp. 142-146.
- [1-17] Ch. PLANTIER
Etude de faisabilité de capteurs de pression piezoresistifs à jauge en silicium polycristallin
Thèse de l'Université Paul Sabatier, LAAS-CNRS (1992).
- [1-18] WLODZIMIERZ S. CZARNOCKI (Motorola, Inc.)
Electronic Pressure Transducer
Brevet d'invention n° 4 550 611, Nov. 5, 1985.
- [1-19] KAWATE, KEITH W. and SABETTI, ANTHONY J. (Texas Instrument Inc.)
Low cost high precision sensor
Brevet d'invention n° 0 245 031, Nov. 11, 1987.
- [1-20] WARENGHEM et BRISSET PIERRE (Régie Nationale des Usines Renault)
Transducteur Capacité - Fréquence notamment pour capteurs captifs (capacitifs)
Brevet d'invention n° 85/ 00831, 22 janvier 1985.
- [1-21] P. BERGVELD
Sensors for biomedical applications
Sensors and Actuators, A 10 (1986), pp. 165-179.
- [1-22] C. ARNOUX, B. KOECK, H. Van den VLEKKERT and N.F. DE ROOIJ
Miniaturized Silicon Sensors for Biomedical Applications
Proceeding, Capteurs 86, Paris, France, june 17-19 (1986), pp. 74-79.
- [1-23] TAKESHI KUDHO, SHUICHI SHOJI and MASAYOSHI ESASHI
An Integrated Miniature Capacitive Pressure Sensor
Sensors and Actuators, A 29 (1991), pp. 185-193.
- [1-24] R.F. WOLFFENBUTTEL
Fabrication Compatibility of Integrated Silicon Smart Physical Sensors

- Sensors and Actuators, A 41-42 (1994), pp. 11-28.
- [1-25] R.F. WOLFFENBUTTEL
The Rationale of the On-Chip Microsystems in Silicon
6th Workshop on Micromachining, Proceeding of MME'95, Copenhagen (Danmark),
3-5 September 1995, pp. 243-254.
- [1-26] A. VAL, V. CONEDERA, T. DO CONTO
Microsystèmes : Intégration MCM-V
1er Forum National Microtechnologies et Microsystèmes, Paris 15/17 nov. 1995.
- [1-27] D. ESTEVE, A. COUSTRE et M. GARAJEDAGUI
L'intégration des Systèmes Electroniques dans l'Automobile du XXIè siècle
Ouvrage collectif, Ed. Cépaduès, juin 1995.
- [1-28] E. GUESLIN
From piezoresistive to capacitive silicon pressure sensors
Micromechanics Europe, MME'96, Barcelona 21-22 october 1996.
- [1-29] D. ESTEVE, A. COUSTRE et M. GARAJEDAGUI
L'intégration des Systèmes Electroniques dans l'Automobile du XXIè siècle
Ouvrage collectif, Ed. Cépaduès, juin 1995.
- [1-30] Kurt E. PETERSEN
Silicon as a Mechanical Material
Proceedings of the IEEE, vol. 70, n° 5, May 1982, pp. 420-457.
- [1-31] Ph. DONDON
Contribution à l'introduction de l'intelligence dans les capteurs et systèmes multicapteurs : Optimisation de la miniaturisation par intégration monolithique et hybride. Minimisation du bruit de fond
Thèse de l'Université Bordeaux I, Septembre 1993.
- [2-1] G. BLASQUEZ, N. NACIRI, N. BENMOUSSA, P. PONS
Static response of miniature capacitive sensors with square on rectangular silicon diaphragm
Revue de Physique Appliquée, (juillet 87), pp. 505-510.
- [2-2] P. PONS
Comportement dynamique des plaques minces de silicium. Application aux capteurs de pression
Thèse de l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 1990.
- [2-3] CORNING FRANCE
Catalogue
- [2-4] J.P. DAVEZAC
Le verre en électronique
Techniques de l'Ingénieur, traité électronique, E 290-1 / E 291-12.

- [2-5] G. WALLIS and D. POMERANTZ
Field Assisted Glass - Metal Bonding
Journal of Applied Physics, Vol. 40, n°10, (1969) pp. 3946-3949.
- [2-6] PETER R. YOUNGER
Hermetic Glass Sealing by Electrostatic Bonding
Journal of Non-crystalline Solids, 38 and 39 (1980) pp. 909-914.
- [2-7] T. ROGERS and J. KOWAL
Selection of Glass : Anodic bonding conditions and material compatibility for silicon-glass capacitive pressure sensors
Sensors and Actuators A, Vol. 46-47, (1995) pp. 113-120.
- [2-8] Y. NACIRI
Contribution à l'étude de capteurs de pression capacitifs miniaturisés
Thèse de l'Université Paul Sabatier, Octobre 1986.
- [2-9] N. RATIER
Simulation du comportement des capteurs de pression capacitifs microélectroniques
Thèse de l'Université Paul Sabatier, 1994.
- [2-10] G. BLASQUEZ, P. PONS, A. BOUKABACHE
Capabilities and limits of silicon pressure sensors
Sensors and Actuators, 17 (1989), pp. 387-403.
- [2-11] YONG S. LEE and K.D. WISE
A Batch-Fabricated Silicon Capacitive Pressure Transducer with Low Temperature Sensitivity
IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-29, N° 1, January 1982.
- [2-12] A. JORNOD and F. RUDOLF
High-Precision Capacitive Absolute Pressure Sensor
Sensors and Actuators, 17 (1989), pp. 415-421.
- [2-13] B. PUERS, E. PEETERS, A. van den BOSSCHE and W. SANSEN
A Capacitive Pressure Sensor with Low Impedance Output and Active Suppression of Parasitic Effects
Sensors and Actuators A, Vol. 21-23, pp. 108-114, 1990.
- [2-14] A. ETTOUHAMI, A. ESSAID, N. OUAKRIM, L. MICHEL and M. LIMOURI
Thermal Buckling of Silicon Capacitive Pressure Sensor
Sensors and Actuators A, 57 (1996) pp. 167-171.
- [2-15] KENICHIRO SUZUKI
Mechanical Characteristics of Deeply Boron-Doped Silicon Membranes for Capacitive Pressure Sensors
T. IEE Japan, Vol. 116-E, N° 9 (1996).

- [3-1] G. RAEDERSDORF and D. MEYER
303 Circuits
ELEKTOR, Publitronic 1991.
- [3-2] J. MILLMAN and A. GRABEL
Microélectronique
Mc Graw Hill, 1991.
- [3-3] J. MILLMAN and A. GRABEL
Microélectronique
Mc Graw Hill, 1991.
- [3-4] A. PEREZ MAS and J.M. FOUCHEZ
Electronique Pratique
Ed. Dunod 1986.
- [3-5] P. LETURCQ et G. REY
Physique des composants actifs à semiconducteurs
Dunod Université, Bordas, Paris 1978.
- [3-6] A. T. HOHENDAHL and C. M. SANCHEZ
Incremental Capacitance Measuring Instrument
Revista Telegráfica-Electrónica (Argentina), Vol. 75, N° 885, June 1987, pp. 930-935.
- [3-7] Frank M. L. van der Goes and Gerard C. M. Meijer
A Novel Low-Cost Capacitive-Sensor Interface
IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol. 45, n° 2, april 1996.
- [3-8] Ph. MENINI
Etude de l'influence de l'humidité sur les capteurs de pression capacitifs au silicium
Rapport de DEA, 1993.
- [3-9] P. LETURCQ et G. REY
Physique des composants actifs à semiconducteurs
Dunod Université, Bordas, Paris 1978.
- [4-1] P. PONS, G. BLASQUEZ, R. BEHOCARAY
Feasability of Capacitive Pressure Sensor Without Compensation Circuits
Sensors and ActuatorsA, 37-38 (1993), pp. 112-115.
- [4-2] A. HANNEBORG, T.- E. HANSEN, P. A. OHLCKERS, E. CARLSON, B. DAHL and O. HOLWECH
An Integrated Capacitive Pressure Sensor with Frequency-Modulated Output
Sensors and Actuators, 9 (1986), pp. 345-351.

- [5-1] G. BLASQUEZ, P. PONS, N. FABRE, V. CONEDERA, C. SOLANO, Ph. DONDON and C. ZARDINI
Faisabilité d'un capteur de pression et de température conçu selon les principes des systèmes intelligents
Rapport LAAS N° 91376, SITEF'91, Capteurs intelligents et microactionneurs intégrés, Toulouse (France), 24-26 Octobre 1991, pp. 63-67, Cépaduès Editions.
- [5-2] Ph. DONDON, Ch. ZARDINI and J. L. AUCOUTURIER
BiCMOS integrated circuit for capacitive pressure sensors in automotive applications
Sensors and Actuators A, 37-38 (1993), pp. 596-599.
- [5-3] G. BLASQUEZ, P. PONS, Ph. MENINI, X. CHAUFFLEUR, Ph. DONDON and C. ZARDINI
Efficiency of a BiCMOS ratiometric circuit to self-compensate for nonlinearities and thermal drifts in capacitive pressure sensors
10th European Conference on Solid State Transducers (Eurosensors X), Leuven, Belgium, 8-11 sept. 1996, pp. 359-362.
- [5-4] X. CHAUFFLEUR
Modélisation par la méthode des éléments finis du comportement thermomécanique de capteurs de pression capacitifs et piézorésistifs en silicium
Thèse de l'Université Paul Sabatier, janvier 1997.
- [5-5] Ph. DONDON, Ch. ZARDINI and J. L. AUCOUTURIER
BiCMOS integrated circuit for capacitive pressure sensors in automotive applications
Sensors and Actuators A, 37-38 (1993), pp. 596-599.
- [5-6] J.R. JORDAN, K.W. PETER, D. RENSHAW and D.W. KENT
A Capacitance Ratio to Frequency Ratio Converter Using Switched-Capacitor Techniques
Sensors and Actuators A, 29 (1991), pp. 133-139.
- [5-7] P. LETURCQ et G. REY
Physique des composants actifs à semiconducteurs
Dunod Université, Bordas, Paris 1978.
- [C-1] J. MILLMAN and A. GRABEL
Microélectronique
Mc Graw Hill, 1991.

Liste des notations

A	Surface de l'armature fixe de la cellule sensible
α_1, α_2	Coefficients thermiques d'ordre 1 et d'ordre 2 de la résistance $R_{\text{réf}}$
Aop	Abréviation de Amplificateur opérationnel
β	Gain du transistor bipolaire de la source de courant
C	Capacité
C_0	Ordonnées à l'origine du modèle linéaire de la réponse de la cellule (offset)
C_c	Capacité céramique
C_{gs}, C_{gd}	Capacités grille-source et grille-drain d'un transistor MOS
C_i	Capacité intrinsèque de la cellule sensible
C_{io}	Capacité intrinsèque de la cellule sensible à pression nulle
C_L	Modèle linéaire de la réponse en pression de la cellule
C_m	Capacité mesurée à l'impédancemètre
C_p	Capacité parasite
C_{pe}	Capacité parasite externe au circuit
C_{pi}	Capacité parasite interne au circuit
C_{pm}	Capacité parasite externe sur la voie de mesure
C_{pr}	Capacité parasite externe sur la voie de référence
CPS	Capacité de découplage
C_r	Capacité de référence
\tilde{C}	Expression analytique de la réponse en pression sous forme de polynôme
d	Distance inter-armature
ΔC_M	Variation maximale de la capacité mesurée associée aux fluctuations de P et de θ
$\Delta t_{1,2}$	Temps de retard au niveau du seuil haut et du seuil bas
ΔT_B	Fluctuations de la période associées au bruit de mesure

Notations

ΔT_θ	Variation de période due à une variation de température
Δt_r	Temps de retard intrinsèque au convertisseur
E.M.	Etendue de la mesure
ϵ_0	Permittivité électrique du vide
ϵ_p	Précision du dispositif de mesure
ϵ_R	Résolution du dispositif associé au démonstrateur
ϵ_r	Résolution du dispositif de mesure
$(\epsilon_R)_m$	Résolution sur la voie de mesure
$(\epsilon_R)_r$	Résolution sur la voie de référence
f	Fréquence du signal $v(t)$
f_c	Fréquence de coupure
f_m	Fréquence de mesure
f_{off}	Fréquence du signal de sortie pour une pression nulle
f_r	Fréquence de référence
G_i	Conductance de fuite de la cellule sensible
H_p	Hystérésis en pression de la réponse de la cellule
H_θ	Hystérésis en température
I_B	Courant de base
I_c, I_d	Courants de charge et de décharge d'une capacité
I_e	Courant équivalent de charge et de décharge d'une capacité
I_f	Courant de fuite dévié par la résistance R_{in}
I_o	Courant principal délivré par le générateur
K_{Cp}	Facteur de non-idealité associé aux capacités parasites
K_i	Facteur de non-idealité lié au courant de fuite

NL	Nonlinéarité de la réponse en pression
NL _(c)	Nonlinéarité de la réponse en pression de la cellule sensible
NL _(T)	Nonlinéarité de la réponse en pression du capteur élémentaire
\overline{NL}	Nonlinéarité moyenne
N _m	Nombre associé au compteur sur la voie de mesure
N _r	Nombre associé au compteur sur la voie de référence
P	Pression
P _e	Pression électrostatique
P _{max}	Pression maximum correspondant au contact des deux armatures de la cellule
PS	Perte de sensibilité
θ	Température
Q, \overline{Q}	Signaux de sortie du système logique de commande des interrupteurs
R	Réponse du capteur ratiométrique
R.P.E.	Réponse pleine échelle
R ₁ , R ₆	Réponses du capteur pour R _o =1 et R _o =6
R _a	Résistance d'accès à la capacité de la cellule sensible
R _c	Rapport cyclique
R _D	Réponse du capteur à mesure différentielle
R _i	Résistance de fuite de la cellule sensible
R _{in}	Résistance équivalente d'entrée des comparateurs
R _{Lin}	Modèle linéaire de la réponse du capteur ratiométrique
R _o	Rapport de base défini par C _r /C _{io}
R _{off}	Ordonnée à l'origine du modèle linéaire de la réponse du capteur ratiométrique
R _R	Réponse du capteur à mesure ratiométrique

Notations

$R_{\text{réf}}$	Résistance de référence dans la source de courant
R_t	Résistance de test
S	Sensibilité
\tilde{S}	Sensibilité à la pression définie par la pente de la droite des extrêmes
$S_{(c)}$	Sensibilité à la pression de la cellule sensible (en pF/bar)
$S_{(f)}$	Sensibilité à la pression du capteur élémentaire (en kHz/bar)
$S_{(T)}$	Sensibilité à la pression du capteur élémentaire (en $\mu\text{s}/\text{bar}$)
$S_{(\text{TC})}$	Sensibilité du convertisseur (en $\mu\text{s}/\text{pF}$)
S_{id}	Sensibilité du capteur idéal
τ	Constante de temps définie par la capacité mesurée C et la résistance R_{in}
T	Période du signal $v(t)$
t	Temps
t_c	Temps de charge d'une capacité
$\text{TC}[X]$	Coefficient de température de la variable X
t_d	Temps de décharge d'une capacité
T_{id}	Période du capteur idéal
T_o	Période à capacité nulle
T_{off}	Période à pression nulle du modèle linéaire
TP	Temps de propagation
U_{hb}	Différence de potentiel entre le niveau haut et le niveau bas
U_m	Amplitude du signal de mesure à l'impédancemètre
$v(t)$	Tension aux bornes de la capacité mesurée en fonction du temps
V_b	Potentiel de seuil au niveau bas
V_{DD}	Potentiel haut de l'alimentation
V_h	Potentiel de seuil au niveau haut

V_p	Tension de perte dans l'amplificateur opérationnel
$V_{\text{réf}}$	Potentiel de référence
V_{sat}	Potentiel de saturation d'un amplificateur opérationnel
V_{SS}	Potentiel bas de l'alimentation
W	Largeur de canal d'un transistor MOS
ω	Pulsation du signal de mesure
$w(x,y)$	Déflexion de la membrane au point de coordonnées (x,y)
$ Z $	Module de l'impédance équivalente de la cellule et du montage
$ Z_c $	Module de l'impédance équivalente à toutes les capacités associées à celles de mesure
$ Z_R $	Module de l'impédance équivalente à toutes les résistances associées à R_{in} (R_{eq})

Liste des illustrations

	Pages
Figure 1. 1 : Synoptique d'un capteur de pression.	4
Figure 1. 2 : Transformation du signal issu du corps d'épreuve en signal mesurable : méthodes de traduction.	6
Figure 2. 1 : Structure de la cellule sensible capacitive.	19
Figure 2. 2 : Photographie de la cellule sensible réalisée au LAAS montée sur une embase de type TO3.	21
Figure 2. 3 : Modèle électrique de la cellule sensible	22
Figure 2. 4 : Schéma du dispositif expérimental de caractérisation de la cellule sensible.	23
Figure 2. 5 : Vue en coupe schématique du montage des cellules et localisation des capacités parasites.	24
Figure 2. 6a : Schéma électrique équivalent de l'impédance vue entre A et B.	25
Figure 2. 6b : Schéma équivalent effectif de la cellule avec son montage lorsque l'embase est reliée à la masse.	26
Figure 2. 7 : Schématisation du comportement en fréquence de l'impédance équivalente à la cellule sensible et du montage.	27
Figure 2. 8 : Mesures de la capacité C_m et de sa conductance parallèle G_i en fonction de la fréquence $U_m = 1 \text{ V}$.	29
Figure 2. 9 : Variation de la capacité mesurée en fonction de U_m à $f_m = 100 \text{ kHz}$.	30
Figure 2. 10 : Réponse en pression à température ambiante d'une cellule sensible capacitive.	32
Figure 2. 11 : Modélisation de la réponse de la cellule sensible.	33
Figure 2. 12 : Réponse en pression de la cellule sensible pour des températures comprises entre -10°C et 90°C .	35
Figure 2. 13 : Dérive thermique de l'offset.	36
Figure 2. 14 : Dérive thermique de la sensibilité.	37
Figure 2. 15 : Nonlinéarité de la réponse en fonction de la pression et paramétrée en température.	38
Figure 2. 16 : Hystérésis en pression à température ambiante.	42
Figure 2. 17 : Hystérésis en température à pression atmosphérique.	43
	Pages

Figure 2. 18 : Définition des points de mesure pour l'étude de la reproductibilité.	44
Figure 2. 19 : Reproductibilité de la mesure C_m à $P = 1$ bar.	44
Figure 2. 20 : Reproductibilité de la mesure de C_m à $P = 6$ bars.	45
Figure 2. 21a : Stabilité de la réponse au cours du temps d'une cellule soumise au cycle de pression : 1 bar, 6 bars, 1 bar.	46
Figure 2. 21b : Dérive temporelle suite au front montant (passage de 1 bar à 6 bars).	46
Figure 2. 21c : Dérive temporelle suite au front descendant (passage de 6 bars à 1 bar).	47
Figure 2. 22a : Réponse temporelle au cours du cycle 25°C , 90°C , -10°C , à pression atmosphérique.	48
Figure 2. 22b : Dérive temporelle suite à un front montant de température ($25^\circ\text{C} \Rightarrow 90^\circ\text{C}$).	48
Figure 2. 22c : Dérive temporelle suite à front descendant de température ($90^\circ\text{C} \Rightarrow -10^\circ\text{C}$).	49
Figure 3. 1 : Principe de fonctionnement de l'oscillateur.	55
Figure 3. 2 : Allure de la tension aux bornes de la capacité.	56
Figure 3. 3 : Générateur des seuils de tension V_h et V_b .	57
Figure 3. 4 : Schéma électrique du générateur de courant.	58
Figure 3. 5 : Schéma électrique de la source de courant de décharge.	59
Figure 3. 6 : Schéma électrique de l'interrupteur.	60
Figure 3. 7 : Schéma électrique du circuit de commande de l'interrupteur.	61
Figure 3. 8 : Modèle électrique de l'oscillateur sur PSPICE.	63
Figure 3. 9 : Simulation de la tension $v(t)$ aux bornes d'une capacité de 34 pF.	65
Figure 3. 10 : Courant dans la capacité au cours du temps.	67
Figure 3. 11a : Courant dans la capacité au cours du temps pendant la charge de C .	68
Figure 3. 11b : Courant dans la capacité au cours du temps pendant la décharge de C .	68

Pages

Figure 3. 12 : Modélisation du courant de fuite pendant la charge et la décharge de C.	69
Figure 3. 13 : Analyse transitoire de la tension aux bornes de différentes capacités à température ambiante.	72
Figure 3. 14 : Réponse du convertisseur à température ambiante.	73
Figure 3. 15 : Dérides thermiques des périodes pour différentes capacités et dérive thermique de la résistance $R_{\text{réf.}}$. (les valeurs sont normalisées par rapport aux valeurs prises à 25°C).	75
Figure 3. 16 : Effet de la température sur le signal $v(t)$ en ne considérant que la variation de $R_{\text{réf.}}$.	76
Figure 3. 17 : Déride thermique de la période de $v(t)$ pour $C = 34 \text{ pF}$.	76
Figure 3. 18 : Schéma du dispositif expérimental utilisé pour la caractérisation du convertisseur Capacité/Fréquence.	77
Figure 3. 19 : Synoptique du dispositif d'accès à la mesure du circuit.	79
Figure 3. 20 : Bruit de mesure du dispositif avec une capacité céramique de 34 pF ; a) mesures de la période T ; b) mesures de la fréquence f.	81
Figure 3. 21 : Dérides thermiques des capacités céramiques de C_c par rapport aux valeurs prises à 30°C.	82
Figure 3. 22 : Variation relative du courant de charge en fonction de la tension d'alimentation à température ambiante.	84
Figure 3. 23 : Variation relative de la période en fonction de la tension d'alimentation.	85
Figure 3. 24 : Variation du courant I_c en fonction de la température.	86
Figure 3. 25 : Sensibilité à la température de la période du signal mesuré aux bornes d'une capacité fixe de 34 pF entre -10°C et 90°C.	87
Figure 3. 26 : Déride temporelle de la période après la mise sous tension.	88
Figure 3. 27 : Déride temporelle de l'oscillateur à la suite d'une variation de température de 25°C à 90°C.	89
Figure 3. 28 : Effet de l'humidité sur le comportement thermique d'un oscillateur.	90
Figure 3. 29 : Réponse du convertisseur.	91
Figure 3. 30 : Réponse de l'oscillateur de mesure paramétrée en température.	92

	Pages
Figure 3. 31 : Comparaison entre les périodes normalisées par rapport à 25°C obtenues par la simulation et par les mesures expérimentales.	96
Figure 3. 32 : Comparaison des coefficients $TC[I_o]$, $TC[I_c]$ et $TC[T]$.	97
Figure 3. 33 : Allure de la dérive thermique du courant de fuite I_f .	98
Figure 3. 34 : Comportement thermique de la capacité parasite globale du circuit et dispositif d'interface.	99
Figure 4. 1 : Schéma de principe du démonstrateur de capteur de pression capacatif à sortie fréquentielle.	105
Figure 4. 2 : Résultats expérimentaux de la période en fonction de la pression à 30°C.	109
Figure 4. 3 : Résultats expérimentaux de la fréquence en fonction de la pression à 30° C.	110
Figure 4. 4 : Nonlinéarité de la période, de la fréquence et de l'inverse de la cellule sensible en fonction de la pression.	111
Figure 4. 5 : Réponse du démonstrateur élémentaire à différentes températures.	112
Figure 4. 6 : Variation en température de l'offset du capteur.	113
Figure 4. 7 : Comparaison des coefficients de température du démonstrateur et de la cellule sensible.	113
Figure 4. 8 : Dérive thermique de la sensibilité du démonstrateur.	114
Figure 4. 9 : Nonlinéarité de la réponse du démonstrateur pour trois températures différentes : -10°C, 30°C et 90°C.	115
Figure 4. 10 : Comparaison des variations des coefficients de température de l'offset simulé et expérimental du capteur élémentaire.	119
Figure 4. 11 : Comparaison des coefficients de température de la sensibilité simulée et mesurée du capteur élémentaire.	119
Figure 4. 12 : Variation relative de la fréquence au repos en fonction d'une variation relative de la résistance $R_{réf}$ de la source de courant.	120
Figure 4. 13 : Influence d'une variation de la différence de potentiel ($V_h - V_b$) sur la fréquence de repos.	121
Figure 4. 14 : Variation relative de la fréquence de repos en fonction d'une variation relative de la tension de référence.	122

	Pages
Figure 4. 15 : Variation relative de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction de la variation relative de la résistance $R_{\text{réf.}}$.	123
Figure 4. 16 : Variation relative de la sensibilité en fonction de celle de U_{hb} .	124
Figure 4. 17 : Variation relative de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction du rapport de la résistance d'entrée des comparateurs et de l'impédance équivalente de la cellule en parallèle avec toutes celles liées au montage.	125
Figure 4. 18 : Variation de la sensibilité du capteur élémentaire en fonction du rapport $C_{\text{pe}}/C_{\text{io}}$.	126
Figure 4. 19 : Nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle du capteur élémentaire en fonction du rapport $R_{\text{in}}/ Z_c $.	127
Figure 4. 20 : Nonlinéarité normalisée par rapport à la réponse pleine échelle du capteur en fonction du paramètre $C_{\text{pe}}/C_{\text{io}}$.	128
Figure 4. 21 : Comparaison des coefficients de température de l'offset « théorique » et expérimental du capteur élémentaire.	129
Figure 4. 22 : Comparaison des coefficients de température de la sensibilité théorique et expérimentale du démonstrateur.	130
Figure 5. 1 : Réponse théorique du capteur de pression ratiométrique pour des températures comprises entre -10°C et 90°C.	136
Figure 5. 2 : Schéma de principe du démonstrateur à 4 puces.	138
Figure 5. 3 : Réponse en pression paramétrée en température du démonstrateur :	139
a) $C_{r1} \approx C_{\text{io}}$; b) $C_{r2} \approx 6C_{\text{io}}$.	140
Figure 5. 4 : Comparaison des nonlinéarités du capteur ratiométrique pour deux valeurs différentes de C_r et du capteur « idéal ».	141
Figure 5. 5 : Comparaison des dérives thermiques de l'offset du démonstrateur dans les deux configurations étudiées.	142
Figure 5. 6 : Comparaison des coefficients de température de la réponse à 0 bar du capteur élémentaire et du capteur ratiométrique dans les deux cas de figures particulières (R_1 et R_6).	143
Figure 5. 7 : Comparaison des dérives thermiques de la sensibilité du démonstrateur dans les deux configurations étudiées.	144
Figure 5. 8 : Sensibilité de l'offset à une variation de courant I_o pour différentes valeurs de C_r .	145
Figure 5. 9 : Sensibilité de l'offset à une variation de U_{hb} sur les deux voies.	147
	Pages

Figure 5. 10 : Erreur sur la réponse en pression introduite par le temps de retard Δt_r dans le cas où $C_r = C_{io} = 34 \text{ pF}$.	149
Figure 5. 11 : Variation relative de la sensibilité en fonction de la valeur du rapport C_r/C_{io}	150
Figure 5. 12 : Coefficient de température de l'offset en fonction de la valeur R_o .	152
Figure 5. 13 : Coefficient de température de la sensibilité à 30°C en fonction de la valeur de R_o .	153
Figure 5. 14 : Perte de sensibilité en fonction des capacités parasites introduites sur les deux voies de mesure pour deux valeurs différentes de l'offset.	154
Figure 5. 15 : Variation de la nonlinéarité maximum à 30°C en fonction des capacités parasites externes identiques sur les deux voies de mesure.	155
Figure 5. 16 : Perte de sensibilité à la pression en fonction des capacités parasites sur chaque voie (C_{pm} : symboles pleins ; C_{pr} : symboles vides) pour $R_o \approx 1$ et $R_o \approx 6$.	156
Figure 5. 17 : Variation de la nonlinéarité maximum en fonction des capacités parasites sur la voie de mesure et sur la voie de référence prises séparément.	157
Figure 5. 18 : Principe du capteur de pression ratiométrique à deux puces.	159
Figure 5. 19 : Schéma représentatif des armatures fixes de la cellule sensible intégrant une capacité de mesure et une de référence.	159
Figure 5. 20 : Réponse en pression à température ambiante de la capacité de mesure (C_i) et de celle de référence (C_r).	160
Figure 5. 21 : Réponse en pression paramétrée en température du rapport C_r/C_i .	160
Figure 5. 22 : Schéma général du principe du capteur « semi-intégré ».	161
Figure 5. 23 : Photographie vue du dessus du démonstrateur réalisé à l'IXL.	162
Figure 5. 24 : Comparaison des résultats de la réponse en pression à température ambiante du capteur ratiométrique idéal et expérimental.	163
Figure 5. 25 : Schématisation des signaux de sortie des oscillateurs observés à l'oscilloscope.	164
Figure 5. 26 : Modèle du capteur de pression ratiométrique sur PSPICE.	165

Pages

Figure 5. 27 : Simulation de l'influence d'un oscillateur sur l'autre au moment d'une commutation ; grossissement sur les signaux triangulaires de mesure et de référence.	166
Figure 5. 28 : Simulation de l'influence de la largeur de canal des transistors MOS sur la déformation du signal triangulaire due à la commutation des portes logiques.	167
Figure 5. 29 : Simulation de l'influence de la capacité CPS sur le couplage entre les oscillateurs.	168
Figure 5. 30 : Exemple de réponse à température ambiante du capteur miniature.	169
Figure A1- 1 : Fluctuations de la tension d'alimentation au cours du temps après sa mise en route.	187
Figure A1- 2 : Etalonnage de la résistance en fonction de la température mesurée par le thermomètre (Fluke 51).	188
Figure A1- 3 : Schéma simplifié du fonctionnement de l'analyseur d'impédance.	191
Figure A1- 4 : Précision relative des mesures en fonction de la fréquence mesurée et de la gamme utilisée.	196
Figure A2- 1 : Vue en coupe schématique du montage des cellules et localisation des capacités parasites.	197
Figure A2- 2 : Schéma électrique équivalent de l'impédance vue entre A et B.	198
Figure A2- 3 : Variation en température de la capacité parasite de couplage (C_2).	199
Figure A2- 4 : Variation en température de la capacité introduite par une perle de verre d'isolation (C_3).	200
Figure A2- 5 : Variation en température de la capacité de l'échantillon de test d'un substrat de Pyrex métallisé sur les deux faces.	201
Figure A2- 6 : Dérive thermique de la capacité parasite équivalente du montage.	202
Figure A3- 1 : Macromodèle de l'amplificateur opérationnel.	203
Figure A3- 2 : Modèle symbolique des miroirs de courant NMOS et PMOS.	206
Figure A3- 3 : Modèle symbolique d'élaboration des tensions seuil.	206
Figure A3- 4 : Modèle de l'interrupteur avec sa commande.	207
Figure A3- 5 : Mesures des temps de commutation de l'interrupteur : a) Temps d'ouverture ; b) Temps de fermeture.	208

Pages

Figure A3- 6 : Architecture d'un double interrupteur qui compense le retard de commutation de sa commande. 209

Figure A3- 7 : Forme de l'onde triangulaire obtenue avec une configuration particulière de l'interrupteur. 210

Liste des tableaux

	Pages
Tableau 1- 1 : Différentes technologies de circuits possibles suivant le type de cellule sensible et suivant le signal de sortie désiré.	8
Tableau 1- 2 : Fonctions et finalités des capteurs de pression dans l'automobile.	11
Tableau 1- 3 : Cahier des charges du démonstrateur de capteur de pression pour applications automobiles.	12
Tableau 1- 4 : Choix technologiques pour la réalisation du démonstrateur.	13
Tableau 2- 1 : Principales caractéristiques du matériel utilisé.	23
Tableau 2- 2 : Evolution des caractéristiques S et \overline{NL} en fonction de l'étendue de la plage de pression considérée (E.M.).	34
Tableau 2- 3 : Précision des appareils de mesures et différentes fluctuations.	40
Tableau 2- 4 : Précision globale de la mesure de la cellule capacitive.	41
Tableau 2- 5 : Principales caractéristiques de la cellule sensible capacitive.	51
Tableau 3- 1 : Fonctionnement du système de commande de l'interrupteur au cours d'une période de $v(t)$.	61
Tableau 3- 2 : Comparaison entre les valeurs du modèle et les valeurs cibles.	64
Tableau 3- 3 : Principales caractéristiques du matériel utilisé.	78
Tableau 3- 4 : Caractéristiques du circuit convertisseur.	100
Tableau 4- 1 : Rappel des fluctuations maximales introduites par les régulations en pression et en température et du bruit de mesure sur la période.	107
Tableau 4- 2 : Comparaison entre les valeurs expérimentales et simulées de I_e et C_p à $30^\circ C$.	118
Tableau 4- 3 : Comparaison des valeurs simulées et expérimentales de la sensibilité à la pression S et de la nonlinéarité normalisée moyenne \overline{NL} .	118
Tableau 4- 4 : Principales caractéristiques du démonstrateur réalisé ainsi que d'un capteur élémentaire « idéal ».	131
Tableau 5- 1 : Caractéristiques optimales en pression du capteur ratiométrique à partir de celles de la cellule sensible.	137
Tableau 5- 2 : Comparaison des sensibilités à la pression du capteur ratiométrique dans le cas où $C_r \approx C_{io}$ et $C_r \approx 6C_{io}$.	141
Tableau 5- 3 : Tableau des caractéristiques du capteur ratiométrique.	172

	Pages
Tableau A1- 1 :Caractéristiques des systèmes de génération et de mesure de pression.	189
Tableau A1- 2 :Gammes des valeurs mesurables par l'impédancemètre.	191
Tableau A1- 3 :Précision de la mesure de la capacité de la cellule sensible en fonction de la fréquence avec $U_m = 1V$.	192
Tableau A1- 4 :Précision de la mesure de la capacité de la cellule sensible en fonction de la tension avec $f_m = 100 \text{ kHz}$.	193
Tableau A3- 1 :Caractéristiques du modèle de l'amplificateur opérationnel.	204
Tableau A3- 2 :Caractéristiques du modèle d'un comparateur.	205

Thèse de Monsieur Philippe MENINI

Faisabilité d'un capteur de pression capacatif miniature sur silicium

RESUME

Le capteur de pression étudié résulte de l'assemblage hybride d'une cellule sensible capacitive en technologie Silicium/Pyrex et d'un convertisseur capacité/fréquence basé sur le principe de la charge et de la décharge d'une capacité à courant constant. La modélisation de la réponse de chacune des deux parties permet d'établir la fonction de transfert du capteur. La détermination précise des différents paramètres s'effectue à partir d'une approche mixte fondée sur la simulation numérique et sur la caractérisation expérimentale de la cellule et du circuit. L'étude des comportements d'un montage inverseur et d'une architecture ratiométrique montre la faisabilité d'un capteur dans lequel la nonlinéarité et les dérives thermiques s'autocompensent en grande partie. Dans une plage de fréquence de l'ordre de dix pour-cent de la fréquence à pression nulle, le démonstrateur de capteur présente une nonlinéarité inférieure à 1 % et une dérive thermique de vingt parties par million et par degré Celsius. La simulation numérique indique que pour optimiser les performances du capteur ratiométrique, il faut que les deux voies de référence et de mesure soient identiques. Cet optimum peut être quasiment atteint en intégrant sur un substrat commun de silicium les deux convertisseurs. Les essais expérimentaux révèlent également des phénomènes d'interférences entre les oscillateurs véhiculés au travers des capacités de recouvrement des transistors MOS. La minimisation de ce problème peut s'obtenir en ajoutant une capacité de découplage suffisamment grande entre les oscillateurs. L'ensemble de ces résultats obtenus permet de conclure que les principes et les technologies utilisées sont adéquats pour développer une nouvelle famille de capteurs de pression miniatures relativement précis (de l'ordre de 1 % de l'étendue de mesure), peu coûteux et facilement interfaçables avec des réseaux de communication numériques.

MOTS CLES :

Capteur, Pression, Capacitif, Circuit de traitement, Convertisseur capacité/fréquence, Modélisation, Micro-électronique, Microsystems.

Feasibility of miniature capacitive pressure sensor on silicon.

ABSTRACT

The pressure sensor described here is an hybrid association of a capacitive sensing cell in Silicium/Pyrex technology, and a capacitance/frequency transducer based on the charge and the discharge of a capacitor with constant current. The modelling response of each part allows us to explicit the transfer function of the sensor. Accurate evaluation of different parameters is achieve by both numerical simulation and experimental characterisation of the sensing cell and the electronic circuit. Studies on a simple and a ratiometric architecture show the feasibility of pressure sensor which is able to mainly self-compensate nonlinearity and drifts. In the range of ten percent of the offset frequency, the demonstrator nonlinearity is less than one percent and its thermal coefficient is about twenty parts of million by Celsius degree. Numerical simulations show that to optimise ratiometric sensor performances, it is necessary to use identical ways of measuring both signals : the reference one and the measure one. These optimal performances can be obtained by integrating both converters on the same silicon substrate. Experimental results also point out several problems of interference between oscillators through grid-to-channel capacitances. One way to minimise these coupling effects is to add a decoupling capacitance.

All the results obtained allow us to conclude that measurement principles and the associated technologies used are adequate to develop a new family of miniature pressure sensor which can be relatively accurate (about 1% of the full scale), cheap and easily connected with numeric communication networks.

KEY WORDS :

Sensors, Pressure, Capacitive, Transducer, Capacitance/Frequency Converter, Modelling, Micro-electronic, Microsystems.