



HAL
open science

Contributions à la Conception et au Test de Microsystèmes Monolithiques : Application à une boussole électronique

Norbert Dumas

► **To cite this version:**

Norbert Dumas. Contributions à la Conception et au Test de Microsystèmes Monolithiques : Application à une boussole électronique. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Université Montpellier II - Sciences et Techniques du Languedoc, 2005. Français. NNT : . tel-00011411

HAL Id: tel-00011411

<https://theses.hal.science/tel-00011411>

Submitted on 18 Jan 2006

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

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

**UNIVERSITE MONTPELLIER II
SCIENCES ET TECHNIQUES DU LANGUEDOC**

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'UNIVERSITE MONTPELLIER II

Discipline : Microélectronique
Formation Doctorale : Systèmes Automatiques et Micro-électronique (SYAM)
Ecole Doctorale : Information, Structures, Systèmes (I2S)

Présentée et soutenue publiquement

par

Norbert DUMAS

le 20 octobre 2005

Contributions à la Conception et au Test de Microsystèmes Monolithiques :

Application à une boussole électronique

Jury :

Mme. Anne Marie Gué	Directeur de recherche CNRS	Rapporteur
M. Claude Pellet	Professeur	Président, Rapporteur
M. Pascal Nouet	Professeur	Directeur de Thèse
M. Laurent Latorre	Maître de conférence	Codirecteur
Mme. Florence Azaïs	Chargé de recherche CNRS	Examineur
M. Andrew Richardson	Professeur	Examineur
M. Nicolas Delorme	Ingénieur CEA	Examineur

Avant-propos

Ce travail de thèse a été réalisé au sein du département microélectronique du Laboratoire d'Informatique, de Robotique et de Microélectronique de Montpellier (LIRMM).

Je voudrais tout d'abord remercier Pascal Nouet, Professeur à l'Université Montpellier II et directeur de cette thèse, pour m'avoir encadré tout au long de la préparation de mon doctorat et Laurent Latorre, Maître de Conférence à l'Université Montpellier II, pour toute son expérience et son aide en tant que co-encadrant.

Je tiens à exprimer toute ma gratitude à Florence Azais, Chargé de Recherche CNRS, pour ses conseils et sa participation dans ce travail.

Je voudrais aussi remercier toutes les autres personnes avec qui j'ai eu le plaisir de travailler, en particulier, Aboubacar Chaehoi, Doctorant dans l'équipe microsystème, Frédéric Mailly, Maître de Conférence à l'Université Montpellier II, Régis Lorival, Ingénieur de Recherche CNRS, et Guy Cathébras, Maître de Conférence à l'Université Montpellier II.

Je remercie Anne Marie Gué, Directeur de Recherche CNRS au LAAS, et Claude Pellet, Professeur à l'IXL, pour avoir consacré une partie de leur temps à la lecture de ce manuscrit, ainsi que Andrew Richardson, directeur du laboratoire Centre for Microsystems Engineering et professeur à University of Lancaster, et Nicolas Delorme, Chef du Laboratoire MEMS et Electronique Associée, LETI/CEA, pour avoir accepté de participer au jury de thèse.

Je tiens à exprimer toutes mes amitiés aux autres doctorants de microélectronique avec qui j'ai passé de bons moments.

Enfin, je remercie ma famille et Sophie qui m'ont toujours soutenu et apporté un équilibre nécessaire pour réussir.

TABLE DES MATIERES

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE.....	9
I. ETAT DE L'ART	15
I.1. Les interfaces intégrées de capteurs.....	17
I.1.1. Généralités.....	17
I.1.2. Les solutions génériques.....	17
I.1.3. Les FPAA	19
I.1.4. Les ASIC.....	19
I.1.5. Conclusion	20
I.2. Les technologies de fabrication de capteurs MEMS monolithiques 22	
I.2.1. Généralités.....	22
I.2.2. Les procédés d'usinage en volume.....	23
I.2.3. Les procédés d'usinage en surface.....	27
I.2.4. Conclusion	28
I.3. Les micro-boussoles	30
I.3.1. Généralités sur les boussoles magnétiques.....	30
I.3.2. Les capteurs de champ magnétique	38
I.3.3. Conclusion	48
Références bibliographiques du Chapitre I	50
II. L'ELEMENT SENSIBLE	55
II.1. Introduction.....	57
II.2. Présentation de l'élément sensible : le cantilever U-Shape.....	58
II.2.1. Principe de détection.....	58
II.2.2. Modèle mécanique.....	59
II.3. Optimisation géométrique.....	62
II.3.1. Paramètres de conception	62
II.3.2. Effet des paramètres sur la sensibilité.....	64
II.3.3. Etalonnage du modèle	66
II.3.4. Optimisation du nombre de spire	67
II.3.5. Choix des dimensions	71
II.3.6. Effets des paramètres sur le bruit	72
II.3.7. Caractéristiques de l'élément sensible retenu.....	73
II.3.8. Approfondissement : prise en compte de l'incertitude sur la localisation de l'encastrement.....	76
II.4. Etude des phénomènes parasites	77
II.4.1. Effets thermiques	77
II.4.2. Modélisation	84
II.4.3. Déséquilibre statique du pont de Wheatstone.....	92
II.4.4. Les effets de couplage capacitif	100
II.5. Modèle complet	102

II.6. Conclusion.....	105
Références bibliographiques du Chapitre II.....	107
III. L'ELECTRONIQUE.....	109
III.1. Introduction.....	111
III.2. Système.....	112
III.2.1. Vue globale.....	112
III.2.2. L'excitation du capteur.....	113
III.2.3. Le conditionnement du signal.....	116
III.2.4. Prototype d'interface classique à composants discrets.....	122
III.2.5. Le système retenu.....	124
III.3. Conception de l'électronique.....	134
III.3.1. Le circuit d'excitation.....	134
III.3.2. La chaîne d'amplification.....	137
III.3.3. Le filtre passe bande.....	142
III.3.4. Simulation de la chaîne de traitement complète.....	148
III.4. Les prototypes de validation de la boussole.....	149
III.4.1. Prototype avec électronique de traitement sur puce.....	149
III.4.2. Solution pour améliorer l'équilibre du pont de Wheatstone.....	151
III.5. Conclusion.....	157
Références bibliographiques du Chapitre III :.....	159
IV. LE TEST DE L'ELEMENT SENSIBLE.....	161
IV.1. Introduction.....	163
IV.1.1. Généralités sur le test des MEMS.....	163
IV.1.2. Les défauts de production de l'élément sensible.....	164
IV.2. Le test par stimuli électrothermique.....	167
IV.2.1. Intérêt des stimuli électrothermiques.....	167
IV.2.2. Les cas d'études.....	168
IV.2.3. Caractérisation.....	169
IV.2.4. Modèles de faute et simulation.....	178
IV.2.5. Conclusion sur le test électrothermique.....	182
IV.3. Conception en vue du test.....	182
IV.3.1. Test électrothermique orienté production.....	183
IV.3.2. Test électrothermique en ligne.....	186
IV.4. Conclusion sur le test de l'élément sensible.....	194
Références bibliographiques du Chapitre IV :.....	195
CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES.....	197
Publications.....	203

INTRODUCTION GENERALE

Introduction générale

De nos jours, les capteurs apparaissent dans de nombreuses applications grand public (interface de téléphone portable, montre, PDA, ...), pour lesquelles le coût de fabrication du système doit être très faible. Les capteurs commercialisés actuellement ont bien souvent un coût trop élevé pour ces applications alors que leurs performances ne sont pas pleinement exploitées. Il apparaît donc un besoin de développer des capteurs qui ont un coût plus faible même si certaines performances doivent être sacrifiées.

L'utilisation des procédés de fabrication de la microélectronique pour la réalisation de MEMS (« Micro Electro-Mechanical Systems »), aussi appelés microsystèmes, a permis la miniaturisation et la production collective de capteurs. Parmi les procédés de fabrication utilisés, la réalisation de microsystèmes monolithiques CMOS semble être la seule approche en mesure de répondre à des contraintes économiques fortes en visant une réduction importante du coût d'intégration des capteurs avec leur interface électronique. Les performances de tels capteurs sont bien souvent limitées par les contraintes liées à l'intégration avec la technologie CMOS (règles de dessin, propriétés des matériaux, ...) mais peuvent être suffisantes pour un certain nombre d'applications.

Même si la fabrication de systèmes monolithiques CMOS permet de réduire le coût de fabrication d'une puce intégrant le capteur avec son électronique, il reste d'autres facteurs qui sont des verrous au développement de microsystèmes complets à faible coût :

- L'interface électronique doit souvent être corrigée par des techniques d'ajustement et de calibration (« trimming ») compte tenu de l'effet des dispersions du procédé de fabrication sur la partie capteur.
- Le test des microsystèmes en production est coûteux. Le test des éléments mécaniques requiert des équipements et des méthodes spécifiques.
- La mise en boîtier est coûteuse. Les microsystèmes ne peuvent souvent pas être encapsulés de la même façon que les circuits électroniques standards.

Cette thèse apporte des éléments de réponse concernant les deux premiers points. Un ensemble de solutions est proposé à travers l'exemple d'une boussole électronique, réalisée avec une technologie faible coût (usinage en volume du substrat). Son développement sera détaillé depuis l'optimisation du capteur jusqu'à la validation sur silicium du microsystème et des techniques de test originales seront proposées. Une étude comparative montre que la

boussole électronique développée a des performances comparables aux solutions commercialisées pour un coût de fabrication beaucoup plus faible.

Dans le Chapitre I, on s'intéressera à l'état de l'art des interfaces de capteurs, en soulignant l'intérêt de bénéficier d'une interface intégrée à proximité de l'élément sensible. Ensuite, les technologies de fabrication de MEMS monolithiques seront présentées. Il en ressort deux approches dans le développement des procédés de fabrication. L'approche, qui consiste à utiliser les mêmes matériaux pour l'électronique et les éléments mécaniques, est moins coûteuse, que l'approche qui consiste à déposer des matériaux supplémentaires pour fabriquer les parties mécaniques. Enfin, l'état de l'art concernant les boussoles électroniques sera présenté pour pouvoir, par la suite, positionner le microsysteme développé dans le cadre de la thèse par rapport aux solutions existantes. Cet état de l'art permet également de justifier le choix de l'utilisation d'une structure mécanique en silicium pour développer une boussole.

Le Chapitre II présente, dans un premier temps, un capteur de champs magnétique piézorésistif, qui est l'élément sensible de la boussole. En s'appuyant sur un modèle théorique du premier ordre, les paramètres géométriques de ce capteur sont calculés afin d'optimiser la sensibilité de la structure et sa consommation. Ainsi le niveau de performance optimal intrinsèque à ce type de structure est évalué. Ensuite, une modélisation plus complète du capteur est abordée. Elle permet de prendre en compte les phénomènes parasites, tels que les effets thermiques, qui perturbent la mesure de champs magnétique, mais qui offrent d'intéressantes opportunités pour l'étalonnage de la partie électronique et le test du composant. Le modèle est décrit à l'aide d'un langage compatible avec les outils de CAO microélectronique pour servir de support à la conception de l'interface électronique.

Le Chapitre III présente une architecture pour l'interface électronique de la micro-boussole. L'électronique développée est tolérante vis-à-vis des caractéristiques incertaines de la partie mécanique. Les solutions proposées pour le capteur de champ magnétique sont génériques et peuvent être réutilisées pour d'autres capteurs résonants ou qui utilisent des techniques de modulation. L'implémentation des solutions électroniques sera détaillée. Un prototype de la boussole intégrée a été réalisé et ses performances caractérisées. Les résultats valident les solutions électroniques proposées.

Le Chapitre IV montre qu'il est possible de tester certains défauts de la partie mécanique sans utiliser de stimuli magnétiques. Le coût du test est donc réduit. Pour cela, le bénéfice des stimuli électrothermiques est mis en exergue par des caractérisations sur des structures présentant des défauts de fabrication liés à des sous gravures. Des solutions électroniques sont proposées pour permettre un test électrothermique intégré et faible coût du microsysteme. Il est aussi montré qu'il est possible d'utiliser les stimuli électrothermiques pour un test pendant le fonctionnement du capteur (test en ligne) à faible coût.

CHAPITRE I

I. ETAT DE L'ART

**Interfaces de capteur, Technologies MEMS
et Boussoles Electroniques**

I.1. Les interfaces intégrées de capteurs

I.1.1. Généralités

L'interface désigne souvent l'élément qui assure la communication de l'information mesurée par le capteur à des éléments périphériques. Cependant, l'interface désigne quelquefois plus. Dans ce chapitre, j'entends par interface toute l'électronique permettant d'utiliser le capteur. Une interface comprend alors typiquement : le conditionnement du signal, l'électronique permettant d'exciter le capteur, la conversion analogique-numérique, une interface numérique permettant de communiquer sur un bus de capteur. A ceci, peuvent s'ajouter des fonctions utiles au bon fonctionnement du capteur : test, étalonnage et réparation.

Historiquement, les interfaces de capteurs ont d'abord été réalisées à l'aide de composants électroniques discrets. Aujourd'hui, l'interface d'un capteur tend de plus en plus à être intégrée dans un seul et même boîtier, pour des raisons principalement liées à la miniaturisation et au coût. Plusieurs solutions sont envisageables en fonction des performances souhaitées pour le capteur. Parmi celles qui sont commercialisées à l'heure actuelle, on peut citer : les interfaces génériques, les FPAA (« Field Programmable Analog Array ») et les ASIC dédiés à un capteur (« Application Specific Integrated Circuit »). Dans la suite de ce chapitre, nous verrons les avantages et les inconvénients principaux de chacune des solutions. Tout particulièrement, les performances, le coût et le temps de développement seront discutés.

I.1.2. Les solutions génériques

J'entends par solution générique les composants qui peuvent interfacier des capteurs différents et dont l'application n'est pas précisément déterminée. Bien entendu, il n'existe aucune solution permettant d'interfacier tous les capteurs existants. Les solutions génériques les plus flexibles intègrent souvent un microcontrôleur. De tels composants sont aujourd'hui commercialement disponibles. Par exemple, les « MicroConverters » d'Analog Devices [URL1] (Figure I-1) proposent sur une même puce les fonctions suivantes :

- Un coeur de processeur avec : interface SPI (« Serial Peripheral Interface »), débogueur etc...
- Des Mémoires Flash, EEPROM et RAM qui sont des périphériques du microcontrôleur. Pour un capteur, ils sont par exemple très utiles pour le stockage de coefficients d'étalonnage.

- Plusieurs canaux d'entrée avec amplificateurs à gains programmables et Convertisseurs Analogique/Numérique (CAN).
- Un Capteur de température (qui peut être utilisé pour les compensations en température), des sources de courants de références, un Convertisseur Numérique/Analogique (DAC) pour les capteurs asservis, etc ...

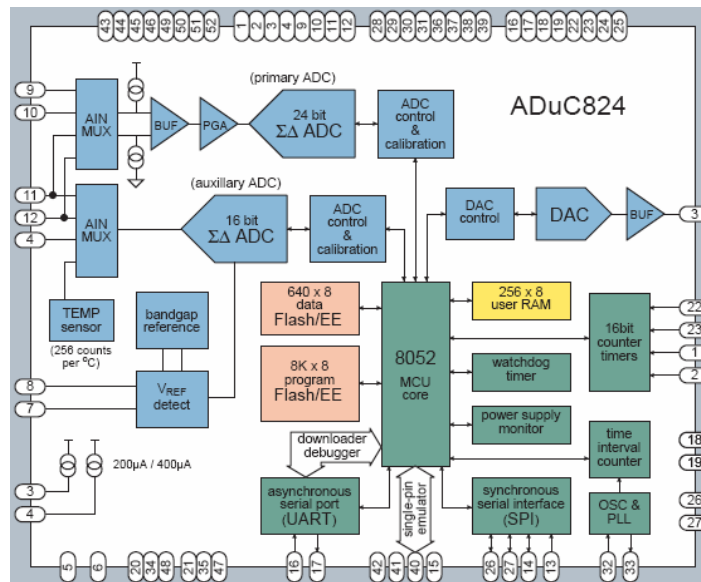


Figure I-1 Schéma du convertisseur ADuC824 d'Analog Device [1]

Ce microcontrôleur permet de mesurer la tension de sortie d'un capteur. Ce dernier est typiquement piézorésistif avec un pont de Wheatstone. Il ne permet pas d'interfacer n'importe quel type de capteur. Si le signal est de nature différente (fréquence, courant etc ...), il faut utiliser un périphérique d'instrumentation différent. Comme exemple d'interface différent, un circuit générique pour capteurs avec détection capacitive est proposé dans [1]. Il contient un intégrateur de charge, couramment utilisé pour ce type de capteur, et même la génération de signaux de test pour le capteur.

Les avantages de ce type de composant sont :

- Comparativement aux solutions dédiées, le coût de revient de ce circuit est intéressant pour des faibles volumes de production du système : capteur et électronique. Ce sont des composants standards qui peuvent être produits à grand volume.
- Le temps de développement est faible. En effet, les parties analogiques du traitement du signal, qui sont longues à concevoir, sont déjà prêtes à l'emploi. De même pour les modules d'interfaces permettant au capteur de communiquer au sein d'un réseau.

Cependant, outre qu'ils ne permettent pas d'interfacer n'importe quel type de capteur, les fonctions analogiques réalisables sont limitées. Le signal d'entrée n'étant pas filtré, ils sont

plus adaptés aux traitements des signaux large bande. Certains filtrages peuvent être réalisés numériquement mais cette solution n'est pas toujours avantageuse (en terme de consommation par exemple).

I.1.3. Les FPAA

Les FPAA sont les équivalents analogiques des solutions numériques FPGA (« Field Programmable Gate Array »). Ils sont disponibles commercialement depuis 1994. Ces circuits sont composés d'un réseau d'éléments de base interconnectés de façon programmable. Ces cellules élémentaires dépendent de la technique utilisée : temps continu, capacités commutées, convoyeur de courant ou courant commuté. Par exemple, pour la première technique, ce sont des amplificateurs opérationnels (AOP), des résistances et des capacités.

Les avantages des FPAA sont :

- Les FPAA sont configurables et donc flexibles.
- Par rapport aux solutions génériques, plus de fonctions spécifiques aux capteurs sont envisageables : filtrage du signal, élimination d'offset etc...
- Le temps de développement est plus faible que celui d'un ASIC. En effet, les fabricants proposent des logiciels de conception permettant de générer automatiquement certains blocs depuis la spécification jusqu'à la réalisation sur le composant. Par exemple, les filtres à capacités commutées se prêtent bien à la synthèse automatique.

Il faut cependant noter certaines limites. La flexibilité n'est pas totale puisque toutes les structures ne sont pas envisageables. En effet, toutes les cellules élémentaires ne peuvent pas être connectées librement entre elles parce que le nombre d'interconnexions dans le FPAA serait trop grand. De plus ils sont assez limités en fréquence et en linéarité (dû aux interrupteurs d'interconnexions) [2]. Enfin, les FPAA commercialisés ne proposent actuellement pas d'intégrer les fonctions de traitement numérique.

I.1.4. Les ASIC

La réalisation d'une interface ASIC dédiée au capteur est la plus avantageuse en terme de coût de fabrication lorsque les volumes de production sont très grands. Les autres avantages sont :

- La surface de silicium, la consommation, la résolution, la bande passante et d'autres performances peuvent être optimisées au mieux en fonction d'un cahier des charges. Notons que la surface de silicium est plus qu'un critère de coût, c'est aussi un critère de miniaturisation.

- L'électronique peut être adaptée afin de prendre en compte les spécificités des capteurs. Par exemple, les défauts d'offset ou de non linéarité du capteur peuvent être corrigés pour améliorer ses performances.

L'interface ASIC est souvent vendue avec le capteur. Le fabricant propose alors un composant qui est appelé « capteur intelligent ». L'interface peut être vu comme une valeur ajoutée au capteur. Pour des raisons de miniaturisation et de commodité, le système peut être intégré dans le même boîtier avec une technologie soit hybride (deux puces), soit monolithique (une seule puce). La première a l'avantage de pouvoir associer deux technologies différentes. Elles sont indépendantes et gardent un aspect modulaire. La seconde solution est plus miniature et permet de réduire les coûts de fabrication. Elle a aussi les avantages suivant en termes de performance du capteur intelligent :

- L'électronique peut être rapprochée du capteur pour améliorer sa résolution. En particulier l'amplification et la conversion analogique-numérique permettent, au plus tôt, de transformer le signal en un signal insensible au bruit.
- La température ou d'autres paramètres physiques extérieurs peuvent être mesurés au plus près du capteur. La mesure peut alors être compensée au mieux.
- Les capacités parasites sont moins grandes. C'est un avantage qui peut être important dans le cas d'une détection capacitive.

1.1.5. Conclusion

Pour l'utilisateur du capteur, le choix d'une solution est donc un compromis entre performances, prix, flexibilité et consommation. Dans le cadre d'une intégration du système : capteur + électronique dans le même boîtier, la conception d'une puce ASIC offre le maximum de miniaturisation, surtout si l'intégration est monolithique.

On peut noter que plusieurs fabricants de semi-conducteurs se lancent aujourd'hui dans le développement des technologies appelées « System In Package ». L'objectif est de pouvoir intégrer dans le même boîtier plusieurs puces actives mais aussi des composants passifs qui ne sont pas intégrables sur une puce de technologie standard (les capacités de découplage par exemple). Cette technologie peut donc servir à la réalisation de systèmes capteurs intelligents complets.

L'utilisation d'un capteur intelligent tend vers une mise en œuvre simplifiée puisqu'il est capable de réaliser lui-même de plus en plus de fonctions et de plus ne nécessite pas de composants extérieurs. Par exemple certains capteurs n'ont besoin que de trois connexions électriques pour fonctionner : deux pour l'alimentation et une pour communiquer ses

informations. Les fonctions ajoutées par l'électronique peuvent être : auto étalonnage [3], auto test [4] et auto réparation. Cette dernière est souvent basée sur le remplacement de parties du capteur défectueuses par des parties redondantes.

Les MEMS devraient à l'avenir permettre de continuer à intégrer de plus en plus de fonctionnalités. Une vision très futuriste est donnée par le projet « Smart Dust » (poussière intelligente) [5]. Il vise à intégrer plusieurs capteurs, une communication sans fil, de l'intelligence et une batterie dans un seul et même boîtier. Ainsi le capteur devient complètement autonome. D'autres projets de recherche ont pour but de donner une autonomie au capteur. On peut citer les systèmes qui lui permettent de se recharger par des signaux superposés aux signaux de communication ou par les mouvements et autres sources d'énergie auxquels il est soumis [6].

I.2. Les technologies de fabrication de capteurs MEMS monolithiques

I.2.1. Généralités

Le but est ici de donner une vue d'ensemble des technologies de fabrication de capteurs monolithiques qui intègrent au moins une structure micro-usinée. Il faut noter que certains capteurs intégrés peuvent ne pas nécessiter d'usinage (par exemple : les capteurs de température, les capteurs à effet Hall) et ne seront donc pas présentés ici.

On s'intéressera au coût de fabrication de la puce. Cependant il faut garder en mémoire que ce n'est pas le seul paramètre qui détermine le coût de production du composant en boîtier. En effet, le prix d'encapsulation d'un MEMS ainsi que celui du test seront parfois prépondérants.

On a vu que l'intégration monolithique d'une électronique avec le capteur a des avantages en termes de performances et de valeur ajoutée. C'est une des clefs du succès commercial de l'accéléromètre ADXL de Analog Devices [URL1]. Dans beaucoup de cas, le coût de production d'un système monolithique encapsulé est moins élevé que celui d'une solution hybride qui nécessite plusieurs technologies. Cependant, en considérant d'autres facteurs comme le rendement, la solution monolithique n'est pas toujours plus économique [7]. Par exemple, en ajoutant une partie mécanique à un dispositif électronique, le rendement global peut être fortement dégradé. La surface de silicium jetée est alors plus grande que dans le cas d'une intégration hybride. En particulier si la surface occupée par l'électronique est très grande. La solution hybride a aussi l'avantage d'avoir des temps de développement plus réduits que la solution monolithique, grâce à son aspect modulaire. De plus chaque puce peut par exemple être réalisée par des fabricants spécialisés dans leur domaine.

Dans la plupart des cas, les procédés de fabrication de capteurs monolithiques sont obtenus en ajoutant des étapes à un procédé microélectronique standard, soit avant (pré-procédé), soit après (post-procédé) soit pendant (le procédé de base est alors modifié). Dans les cas où le procédé microélectronique n'est pas modifié, il peut être réalisé par une fonderie différente de celle qui réalise la gravure du MEMS. La technologie CMOS est le plus souvent utilisée pour des raisons de coût. Il faut noter que toutes les technologies de fabrication de microstructure ne sont pas compatibles avec les procédés microélectroniques. Par exemple, si la microstructure est fabriquée après le procédé de fabrication de l'électronique, un « budget

thermique » peut être dépassé [8]. De plus, certaines technologies sont compatibles mais nécessitent de nombreuses étapes supplémentaires par rapport au procédé microélectronique. Le coût de fabrication peut alors être trop élevé pour que l'intégration monolithique soit avantageuse par rapport à une solution hybride. Il est plus bas quand les matériaux utilisés pour fabriquer la structure sont les mêmes que ceux utilisés pour les parties électroniques, l'approche monolithique s'avère alors avantageuse.

Dans ce sous-chapitre, quelques procédés MEMS monolithiques couramment utilisés sont présentés. On peut les classer en deux grandes familles : l'usinage en volume (gravure du substrat) et en surface (gravure de couches sacrificielles). Les deux procédés sont quelquefois combinés pour certaines applications. L'usinage en volume a l'avantage de nécessiter moins d'étapes technologiques mais les structures réalisées sont souvent moins complexes.

1.2.2. Les procédés d'usinage en volume

1.2.2.1. Principe

Les procédés d'usinage en volume consistent à graver le substrat, très souvent en profondeur (quelques dizaines de micromètres). Ainsi des structures suspendues (ponts, poutres et membranes), souvent composées de matériaux déposés sur le substrat par procédé microélectronique, peuvent être libérées (Figure I-2).

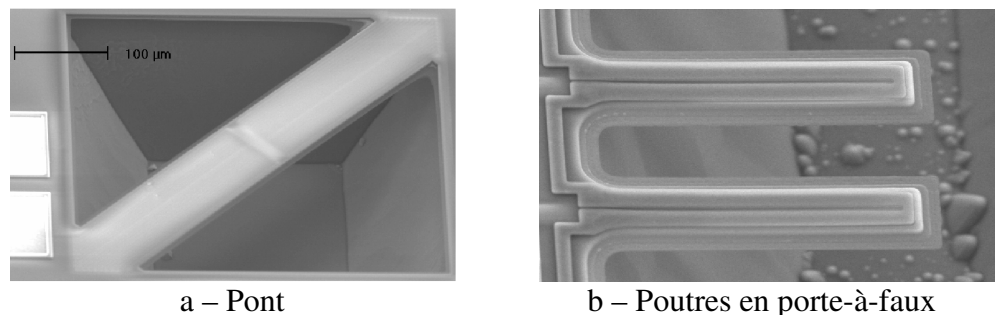


Figure I-2 Exemples de réalisations de structures usinées en volume ([9], thèse de Benoît Charlot)

La gravure peut se faire de deux façons :

- La gravure par la face avant (FSBM : « Front Side Bulk Micromachining »). Un de ses avantages est de pouvoir réutiliser les couches microélectroniques pour définir les zones de gravure (« auto-alignement »). Aucun niveau de masque n'est alors requis.
- La gravure par la face arrière (BSBM : « Back Side Bulk Micromachining »). Un niveau de masque sur la face arrière est alors nécessaire.

La gravure des zones du substrat non masquées peut être soit humide, soit sèche. On parle de gravure humide lorsque le substrat est gravé par une solution chimique et de gravure sèche dans le cas contraire. On parle de gravure anisotrope, lorsque les vitesses de gravure dépendent des directions cristallographiques. La cavité créée est alors délimitée naturellement par les plans cristallins du substrat. Dans le cas contraire la gravure est isotrope. On parle de gravure sélective lorsqu'elle attaque certains matériaux plus que d'autres. Un matériau qui n'est pas attaqué par la gravure peut servir de matériau structurel, ou de protection pour l'électronique. Pour ne pas usiner tout le substrat sur lequel repose l'électronique, la gravure est limitée en profondeur et latéralement. Plusieurs méthodes peuvent être utilisées :

- Gravure humide temporisée : le substrat est plongé dans une solution pendant un certain temps qui est calculé auparavant.
- Gravure humide arrêtée par un oxyde. Par exemple, un substrat SOI (« Silicon On Insulator ») peut être utilisé.
- Gravure humide avec arrêt électrochimique : les diffusions implantés dans le silicium sont polarisés au cours d'une gravure par la face arrière. La gravure est limitée par les puits pour ainsi réaliser des membranes dont l'épaisseur est bien contrôlée.
- Gravure sèche « RIE » (Reactive Ion Etching). La gravure se fait par bombardement ionique et réaction chimique d'un plasma sur la cible. Les flancs de gravure sont alors verticaux.

Les structures usinées en volume étant constituées des matériaux de la microélectronique, le polysilicium est souvent disponible pour réaliser des jauges placées sur la structure mécanique. Grâce à ses propriétés physiques, il peut servir comme jauge piézorésistive, pour mesurer le déplacement de la structure, ou comme thermistance, pour mesurer sa température. D'autres moyens de détection, comme les thermocouples [10], peuvent être utilisés.

1.2.2.2. L'usinage par la face avant (FSBM)

Le procédé le plus simple se fait en deux parties. Premièrement, les puces sont fabriquées en technologie CMOS standard. A la fin du procédé, des zones de substrat sont laissées à nu grâce à la superposition des ouvertures de couche d'oxyde : ouvertures des zones actives, de l'oxyde de contact, de l'oxyde de via et de l'oxyde de passivation (Figure I-3). Ensuite, les structures mécaniques sont libérées par simple immersion de la puce dans une solution adéquate qui permet la gravure humide anisotrope du silicium.

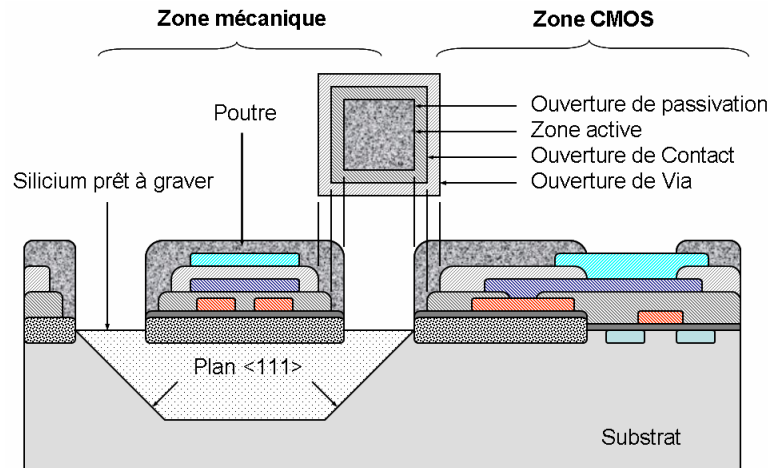


Figure I-3 Vue en coupe schématique du procédé FSBM

En France, cette technologie a été accessible grâce au CMP de 1995 à 2004 [URL2]. Après une phase de développement décrite dans [11], les rendements de fabrication sont satisfaisants. Les atouts de cette technologie sont les suivants :

- Le coût de fabrication de la puce est faible. Il est important de noter que le procédé de post-gravure ne demande ni masques supplémentaires et ni alignement.
- Elle utilise des procédés industrialisés et maîtrisés pour les parties électronique et mécanique.
- La fiabilité des structures a été démontrée, en particulier, pour la fatigue et les chocs [12].

Les applications de cette technologie sont variées : capteur infrarouge [13], capteur d'empreintes digitales [14], etc... Elle est très adaptée à la fabrication en grand volume de capteur bon marché. Par exemple, un capteur d'accélération faible coût, basé sur un principe thermique, est commercialisé par MEMSIC [URL3]. C'est la technologie utilisée au LIRMM depuis 1995.

Une des limites de cette technologie est liée aux dimensions minimales des structures et des espaces entre les structures (quelques dizaines de micromètres). D'une part, le niveau d'intégration et de miniaturisation est trop faible pour certaines applications. D'autre part, certaines structures sont irréalisables. Par exemple, les structures de peignes interdigités utilisées pour la détection capacitive nécessitent des distances entre les structures de l'ordre du micromètre. Les mouvements dans cette technologie sont alors souvent mesurés par des jauges en polysilicium qui ont pour principal défaut d'être sensibles à la température. A l'inverse la détection capacitive est insensible à la température.

Il est cependant possible de fabriquer des structures de plus petite dimension, par un procédé de gravure par la face avant un peu plus complexe : le procédé ASIMPS (Specific Integrated-MEMS Process Service). Développé initialement par l'université CMU (« Carnegie Mellon University ») [15], il est maintenant accessible aux laboratoires universitaires et industriels [URL4].

Les structures sont fabriquées par un post-procédé qui ne nécessite pas de niveau de masquage supplémentaire au procédé microélectronique standard (Figure I-4.a). Une gravure RIE enlève les oxydes qui recouvrent le substrat dans un premier temps (Figure I-4.b). Les parties électroniques sont protégées par le dernier niveau de métal des interconnexions. Dans le procédé décrit par [15], la structure finale est finalement libérée par une gravure humide isotrope (Figure I-4.c). Les dimensions minimales sont de l'ordre du micromètre. Par ce procédé, des accéléromètres, gyroscopes et résonateurs avec détection capacitive ont été fabriqués.

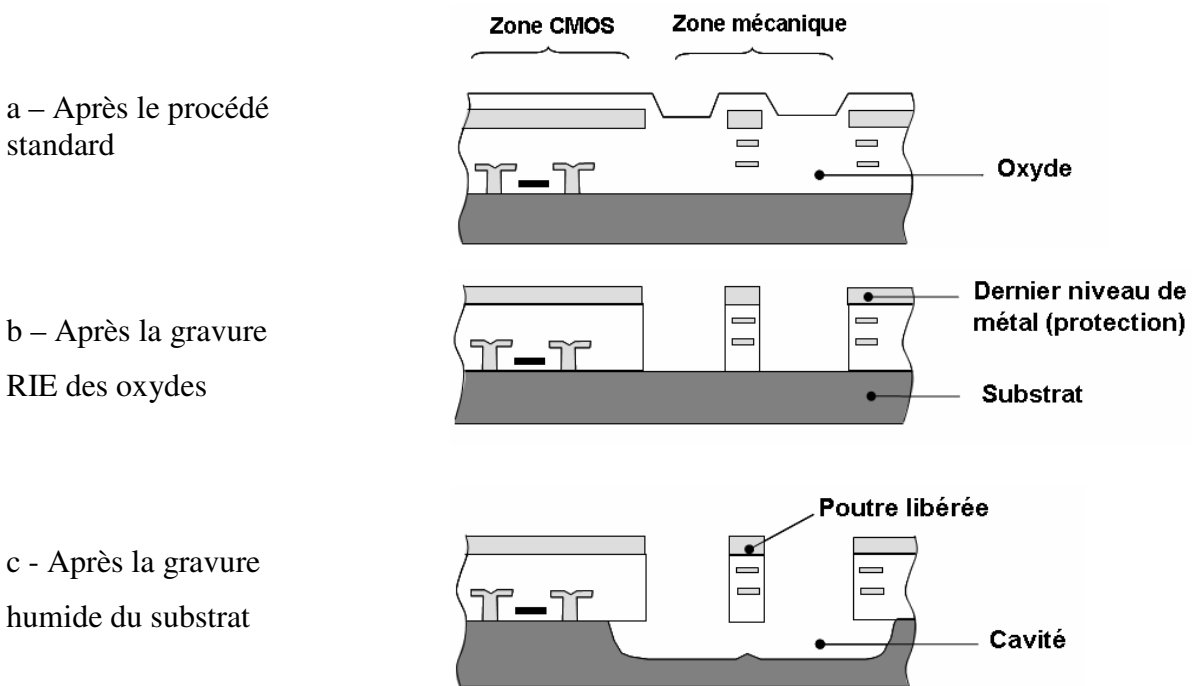


Figure I-4 Etapes du post-procédé développé par l'université CMU [15]

1.2.2.3. L'usinage par la face arrière (BSBM)

Comme pour le FSBM, la structure est généralement fabriquée lors d'un post-procédé. Par contre un masquage de la face arrière doit être rajouté pour définir la zone à graver. L'avantage principal de graver le substrat par la face arrière est de pouvoir réaliser des membranes. Ces structures peuvent être utilisées pour la fabrication de capteurs de pression

différentielle [16] (Figure I-5). Ce type de gravure peut aussi être utilisé en complément d'autres procédés pour réaliser des cantilevers [17], ou des cavités closes par collage de wafer [7].

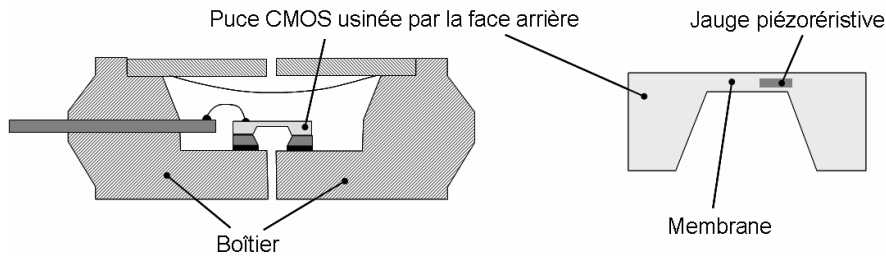


Figure I-5 Schéma capteur de pression MPX2010, usiné par la face arrière [16]

I.2.3. Les procédés d'usinage en surface

Le principe repose sur la gravure humide isotrope d'une couche sacrificielle. La structure suspendue est en général composée d'un seul matériau qui est conducteur électrique. Elle peut servir d'électrode pour faire une détection capacitive de mouvement ou pour actionner des structures par force électrostatique. Le capteur peut donc être utilisé en contre-réaction (système bouclé) pour augmenter ses performances, surtout au niveau linéarité. Beaucoup de capteurs usinés en surface ont montré de bonnes performances dans leur application : accéléromètre, gyroscope, résonateur, micro-miroir, etc...

Dans le cadre d'une intégration monolithique, le matériau sacrificiel peut être rajouté avant, après ou pendant le procédé microélectronique. Il peut aussi être un des matériaux structurels d'un procédé standard (oxydes ou aluminium). Suivant le choix du matériau sacrificiel les matériaux structurels peuvent être du métal, du polysilicium ou un matériau diélectrique.

Dans le cas où la couche sacrificielle est déposée après le procédé électronique, le principal problème vient de la température de dépôt (dépassement du budget thermique ou fusion du métal d'interconnexion). Pour résoudre ces problèmes, le procédé microélectronique est quelquefois modifié. Par exemple, les niveaux d'interconnexion en aluminium sont remplacés par du tungstène. Néanmoins, l'utilisation d'un post-procédé peut permettre de superposer les parties mécaniques sur les parties électroniques [8]. On parle alors de procédé « above IC ».

Beaucoup de procédés permettant l'intégration monolithique de capteurs usinés en surface avec de l'électronique ont été développés. Un seul exemple sera détaillé. C'est un pré-procédé développé par les laboratoires « SANDIA National Laboratories » [18]. Sur la vue en coupe

du wafer (Figure I-6), on voit les transistors d'un procédé CMOS, à gauche, et les structures mécaniques enterrées en poly silicium (avant libération) à droite.

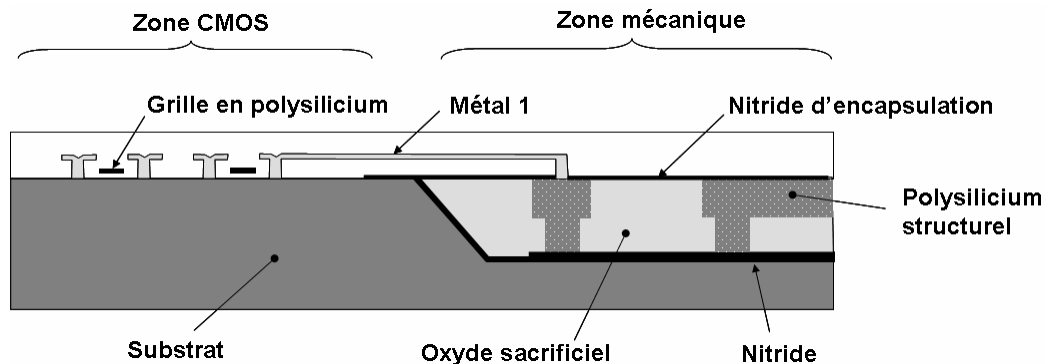


Figure I-6 Vue en coupe schématique du procédé d'usinage en surface développé par les laboratoires « SANDIA National Laboratories » [18]

En résumé, le procédé se décompose comme suit :

- Une cavité d'environ $6 \mu m$ de profondeur est gravée sur le wafer par attaque KOH. Une couche de nitride est déposée dans cette cavité pour isoler le substrat.
- Les couches d'oxyde sacrificiel et de polysilicium structural sont déposées pour réaliser les structures.
- Le wafer est planarisé par polissage mécanique-chimique (CMP) et une couche de nitride encapsule la cavité.
- Le procédé CMOS non modifié est réalisé sur le même wafer.
- La couche de nitride est ouverte et l'oxyde sacrificiel peut alors être gravé.

Par ce procédé, des accéléromètres à détection capacitive ont pu être fabriqués. Cette technologie d'usinage en surface nécessite plus d'étapes de réalisation que la technologie d'usinage en volume présentée précédemment. Néanmoins plusieurs niveaux de matériau structural peuvent être superposé pour fabriquer des structures plus complexes.

I.2.4. Conclusion

On a vu que les approches utilisées pour l'usinage en volume et en surface sont différentes :

- Pour l'usinage en volume, les structures sont le plus souvent obtenues par empilement des matériaux microélectroniques. Les moyens de détection sont alors basés sur la mesure de contraintes (capteurs piézorésistifs) ou la mesure de température. Les dimensions minimales des structures peuvent cependant limiter les performances du capteur. Son principal avantage est le prix. Ses performances sont suffisantes pour

certaines applications. Cette technologie sera donc particulièrement adaptée a des applications : performances modestes / faible coût.

- Pour l'usinage en surface, les matériaux servant à l'électronique sont très rarement utilisés comme matériaux structurels. L'approche utilisée est alors de réaliser sur un même wafer deux procédés qui sont le plus possible indépendants : un procédé MEMS et un procédé microélectronique standard. Ils peuvent dans certains cas être réalisés par des fondeurs différents spécialisés dans leur domaine. Comme pour les technologies d'intégration hybride, les procédés sont modulaires. Ainsi pour chaque évolution d'un des procédés, l'autre n'est pas modifié. Les possibilités offertes sont alors très grandes : petites tailles des structures, empilement de plusieurs matériaux structurels, empilement des parties mécaniques sur les parties électroniques, détection capacitive et actionnement électrostatique. La technologie d'usinage en surface permet une plus grande diversité de capteurs avec de meilleures performances intrinsèques. Elle est cependant plus coûteuse.

D'un point de vue conception, pour la première approche les paramètres des matériaux structurels (épaisseur, dopage des couches, modules d'Young...) sont ceux du procédé microélectronique. Si le fondeur est indépendant, ils ne sont pas ou très peu contrôlés pendant le procédé et les incertitudes sur ces paramètres sont alors grandes. Par exemple, les variations d'épaisseur peuvent être de l'ordre de 15% sur certaines couches. Dans la seconde approche, ces paramètres peuvent être contrôlés ou même modifiés pour l'application et donc les incertitudes sont moins grandes.

La technologie d'usinage du substrat par la face avant, utilisée pour la réalisation de la micro boussole qui illustre cette thèse, est basée sur la première approche. La contrainte « design » que pose la réalisation d'une interface est alors de concevoir l'électronique de telle façon que le système complet soit tolérant aux incertitudes des paramètres technologiques de la structure.

I.3. Les micro-boussoles

Cette thèse étant illustrée par la conception d'une micro-boussole MEMS en technologie CMOS, il convient de présenter les solutions concurrentes commercialisées ou potentiellement commercialisables. L'état de l'art concerne plus particulièrement les boussoles électroniques intégrées avec un coût de fabrication relativement faible. En effet, comme la technologie servant à fabriquer la micro-boussole présentée dans cette thèse est standard, il faut comparer cette solution à des solutions équivalentes sur le marché.

Seules les boussoles qui utilisent des capteurs de champ magnétique seront abordées. Parmi les autres possibilités pour réaliser des boussoles, le système GPS (« Global Positioning System ») peut être utilisé (par exemple la boussole SC-110 de Furuno [URL8]). Ces boussoles ont besoin de deux ou trois récepteurs GPS espacés pour calculer la position du Nord. Par conséquent elles ne sont pas intégrables au niveau de la taille d'une puce et, de plus, la boussole n'est pas autonome.

On s'intéressera tout d'abord aux généralités sur le fonctionnement des boussoles. Ensuite les réalisations existantes seront présentées en fonction du capteur de champ magnétique utilisé comme élément sensible.

I.3.1. Généralités sur les boussoles magnétiques

Avant d'expliquer le fonctionnement des boussoles, leurs applications et quelques données concernant le champ magnétique terrestre seront d'abord détaillées. Ensuite les conséquences de leurs imperfections seront analysées et quelques méthodes de compensation seront listées.

I.3.1.1. Applications

Les boussoles servent à mesurer un angle entre la direction du Nord magnétique terrestre et un axe de référence. Ce dernier est appelé azimut. Les applications des boussoles intégrées faible coût sont nombreuses. On peut citer :

- L'indication du Nord terrestre sur un appareil portable, une montre électronique ou un tableau de bord de véhicule.
- Le capteur de position angulaire dans le plan horizontal. Dans cette application, la valeur absolue de l'azimut n'a pas d'importance. L'objectif est de connaître le lacet. C'est l'angle entre une direction de référence du capteur et une direction de référence, dans le plan horizontal. Si la boussole est associée à deux capteurs d'inclinaison qui

mesurent le tangage et roulis, les trois positions angulaires du capteur dans l'espace peuvent être mesurées.

- Le positionnement d'antennes satellites paraboliques. Elles doivent pointer dans la direction (appelé azimut) du satellite qui est mesurée à l'aide une boussole.
- La navigation de robot ou complément de navigation GPS. Lorsque un système GPS ne reçoit plus ou pas assez de signal satellite, un système sensoriel peut prendre le relais pour le calcul de positionnement. Il est composé de capteurs inertiels et d'une boussole électronique. Le positionnement calculé est alors relatif (c'est-à-dire par rapport à un point de départ). Il est alors qualifié de « dead reckoning ».

Suivant l'application, les performances requises pour la boussole varient. Les systèmes embarqués doivent avoir une faible consommation. Les systèmes de navigation peuvent nécessiter une grande précision.

Notons que les feuilles de routes (« roadmap ») prévoient que les téléphones portables seront équipés d'une boussole électronique faible coût. Elles seront utilisées : soit pour indiquer le nord, soit pour déterminer la position du téléphone dans l'espace et ainsi pouvoir créer une interface intuitive entre l'utilisateur et l'appareil, soit en complément d'un système GPS. A ce jour, le téléphone portable SCH-S310 de Samsung utilise des capteurs dont une boussole pour ajouter des fonctionnalités à l'appareil.

I.3.1.2. Le champ magnétique terrestre

Le champ magnétique terrestre est la grandeur physique à mesurer dans une boussole électronique. Les lignes de champ magnétique terrestre sont orientées vers le nord magnétique qui est différent du nord géographique (Figure I-7.a). Celui-ci est défini par l'axe de rotation de la terre. Le champ magnétique est défini par un vecteur \vec{H}_t (Figure I-7.b). Sa valeur et l'angle d'orientation varient en fonction de l'emplacement géographique sur le globe. Dans l'air, ce vecteur est proportionnel au vecteur induction magnétique \vec{B}_t , qui est défini par :

$$\text{(éq. 1)} \quad \vec{B}_t = \mu_0 \times \vec{H}_t.$$

μ_0 est la perméabilité de l'air ou du vide. C'est une constante de valeur $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$. En France, à Montpellier, les composantes du champ et de l'induction magnétique sont d'environ :

- Amplitude : $H_t = 36 \text{ A/m} / B_t = 46 \mu\text{T}$
- Composante horizontale $H_{txy} = 18,5 \text{ A/m} / B_{txy} = 23 \mu\text{T}$
- Composante verticale $H_{tz} = 31,5 \text{ A/m} / B_{tz} = 40 \mu\text{T}$

Pour une boussole, l'information utile est donnée par la direction du vecteur \vec{H}_{txz} de composantes \vec{H}_{tx} et \vec{H}_{ty} .

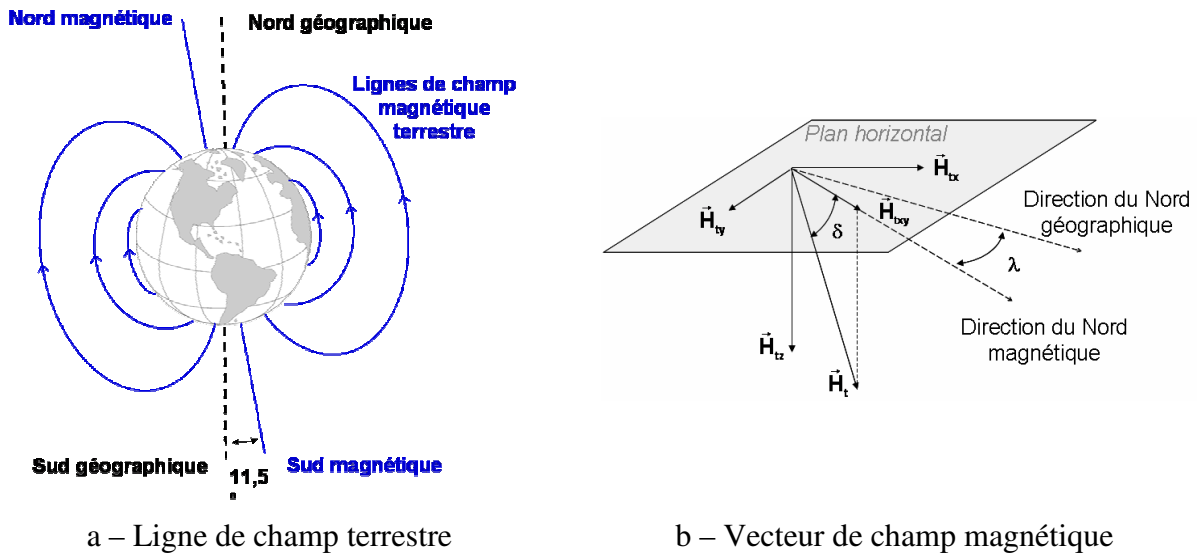


Figure I-7 Le champ magnétique terrestre

La direction du nord magnétique, donnée par une boussole, est décalée d'un angle λ (Figure I-7.b), appelé déclinaison. Sa valeur varie de $\pm 25^\circ$ en fonction de la position sur le globe. De plus, cette valeur change lentement chaque année. Pour qu'une boussole indique la direction du nord géographique, il faut corriger cette erreur à partir de la position sur le globe (donnée par un système de positionnement GPS par exemple).

I.3.1.3. Principe de la boussole à deux axes

La réalisation d'une boussole électronique simple et de faible coût nécessite deux capteurs de champ magnétique directionnels. Ils sont positionnés orthogonalement dans un plan horizontal (Figure I-8.a). Les capteurs X et Y mesurent les composantes horizontales du champ magnétique terrestre. La courbe de Lissajous de la Figure I-8.b est obtenue par une rotation de la boussole de 360° autour de l'axe vertical. La valeur H_y est reportée en fonction de H_x . L'azimut θ , par rapport à la direction du capteur X, est alors donné par :

$$(éq. 2) \quad \theta = \arctan(H_y/H_x)$$

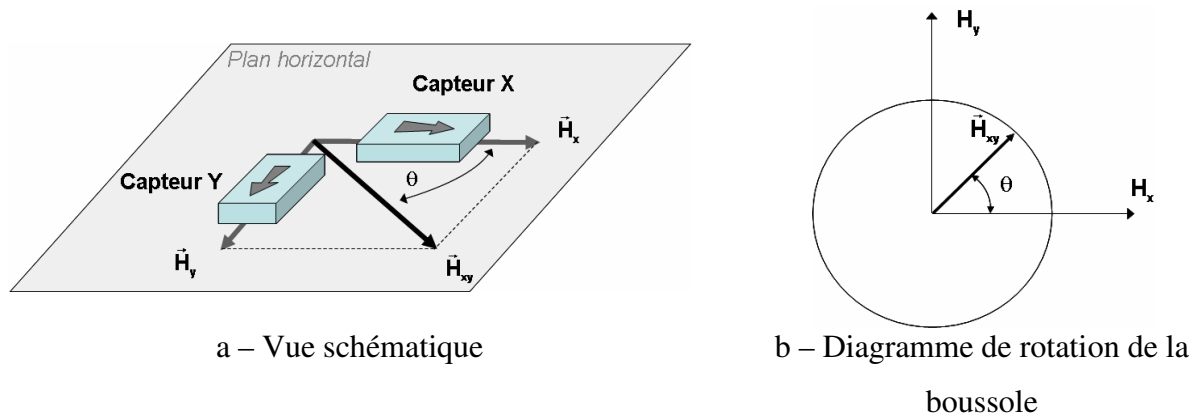


Figure I-8 Principe d'une boussole électronique 2 axes

En conclusion, une boussole à faible coût requiert au minimum la mesure du champ magnétique dans deux directions et le calcul d'une fonction arctangente. Ce dernier peut être réalisé par un circuit digital.

1.3.1.4. Influence des paramètres intrinsèques de la boussole et de l'environnement

Plusieurs paramètres influencent la mesure de l'azimut. On peut les classer en deux catégories : les non idéalités (offset, différence de sensibilité ...) des capteurs et l'environnement externe. Presque tous ont pour conséquence la déformation du diagramme de rotation de la boussole (Figure I-8.b) et sont les causes d'une erreur constante et de non-linéarité de la boussole. Les paramètres les plus importants seront détaillés par la suite.

1.3.1.4.1. Paramètres intrinsèques de la boussole

Pour de faibles déformations du diagramme de rotation de la boussole, il est possible de quantifier l'influence de chaque paramètre propre à la boussole (on considère ici la boussole avec son boîtier) :

- **Bruit** : On peut démontrer que, si les deux capteurs ont la même résolution ($H_{res,rms}$), la résolution angulaire en degré (θ_{res}) est alors, dans le pire des cas :

$$(éq. 3) \quad \theta_{res} = \frac{H_{res,rms}}{H_{xy} \times \sqrt{2}} \times \frac{360}{2 \cdot \Pi}$$

Cette relation est valable si $H_{res,rms}$ est très inférieur à l'intensité du champ horizontal (H_{xy}). En France, pour avoir une résolution de 3° , il faut que la résolution soit d'environ $1 \mu T$.

- **Offset :** Si un des capteurs a un offset (ΔH) en sortie, l'erreur d'azimut maximale en degré est :

$$(éq. 4) \quad \theta_{offset} = \frac{\Delta H}{H_{xy}} \times \frac{360}{2 \cdot \Pi}$$

- **Alignement :** Le capteur qui est l'axe de référence de la boussole peut ne pas être bien aligné avec l'axe de référence qui est indiqué sur le boîtier pour la mesure de l'azimut. Il en résulte une erreur d'angle systématique sur l'azimut.
- **Non-orthogonalité :** Si les deux capteurs ne sont pas exactement orthogonaux, l'erreur angulaire maximale est alors égale à l'angle de déviation par rapport à la non orthogonalité.
- **Différence de sensibilité :** La sensibilité absolue des capteurs n'influence pas la mesure de l'azimut puisque l'angle se calcule à partir du rapport des intensités de champ magnétique mesurées. Par contre la différence de sensibilité entre l'axe X et Y est cause d'erreur. En considérant la différence relative de sensibilité $(\Delta S)_{rel}$, on peut exprimer l'erreur maximale résultante :

$$(éq. 5) \quad \theta_{\Delta S} = \frac{1}{2} \cdot (\Delta S)_{rel} \times \frac{360}{2 \cdot \Pi}$$

- **Sensibilité transversale :** La sensibilité transversale (S_{trans}) d'un capteur est définie comme le rapport entre la sensibilité du capteur à un champ magnétique qui est orthogonal à l'axe sensible (S_{\perp}) et sa sensibilité maximale (S) :

$$(éq. 6) \quad S_{trans} = \frac{S_{\perp}}{S}$$

On en déduit que l'erreur maximale en degré d'azimut est alors :

$$(éq. 7) \quad \theta_{transversal} = S_{trans} \times \frac{360}{2 \cdot \Pi}$$

La quantification des erreurs de la boussole, induite par ses imperfections, permet de voir quels paramètres de la boussole sont à optimiser. Elle met en lumière quels sont les effets à compenser, en fonction de la précision souhaitée.

1.3.1.4.2. Environnement

Des paramètres qui ne sont pas intrinsèques à la boussole sont aussi des sources d'erreur de mesure : l'inclinaison de la boussole et l'environnement magnétique.

- **L'inclinaison.** Dans la plupart des cas le système dans lequel la boussole est intégrée (montre, téléphone portable, véhicule...) est incliné par rapport au plan horizontal. Les capteurs sont alors sensibles à la composante verticale du champ magnétique terrestre

(H_{tz} sur la Figure I-7.b). L'erreur maximale d'azimut peut alors s'exprimer en fonction de l'angle d'inclinaison de la boussole (ϕ) et de l'angle d'inclinaison du champ magnétique terrestre (δ).

$$\text{(éq. 8)} \quad \theta_{\text{inclinaison}} = \arctan(\tan(\delta) \cdot \sin(\phi))$$

En France, nous avons $\delta = 60^\circ$. Pour une faible inclinaison de la boussole ($\phi \ll 90^\circ$), l'erreur maximale est alors de $1,73^\circ$. Cette erreur limite donc les performances de la boussole et doit être compensée dans beaucoup d'applications. Comme il est présenté plus loin, un troisième axe de sensibilité et un inclinomètre sont souvent utilisés pour corriger l'inclinaison.

- **L'environnement magnétique.** Les matériaux ferromagnétiques qui sont à proximité de la boussole induisent aussi une erreur sur la mesure de l'azimut. Si ces matériaux sont fixes par rapport à la boussole, leurs effets sur le diagramme de rotation de la boussole sont présentés sur la Figure I-9. Ils peuvent être de deux types : dur ou doux. Lorsqu'un matériau dur est magnétisé, il se comporte comme un aimant permanent. Il crée un champ magnétique (\vec{H}_{offset} sur la Figure I-9.a) dans la boussole qui s'additionne au champ magnétique terrestre. Un offset est alors mesuré par les deux capteurs. Comme on l'a vu précédemment, un offset entraîne une erreur d'azimut. Les matériaux doux modifient la topologie des lignes de champ magnétique terrestre. Leur effet dépend de l'orientation de la boussole. Le cercle du diagramme de rotation de la boussole est déformé comme montré sur la Figure I-9.b. Par leur capacité à canaliser les lignes de champ, ils peuvent augmenter localement le flux d'induction magnétique et donc augmenter artificiellement la sensibilité d'un des capteurs par rapport à l'autre. Il apparaît alors une différence de sensibilité entre les deux axes. Cependant ce n'est pas la seule conséquence d'un matériau doux. Ces effets peuvent être compensés seulement s'ils sont constants, c'est-à-dire que l'emplacement des matériaux ferromagnétiques et leurs propriétés sont fixes dans le temps. Un étalonnage de la boussole est alors nécessaire dans son environnement (carte électronique etc...). Bien évidemment une boussole ne peut pas corriger l'erreur qui est causée par un aimant ou un objet métallique approché temporairement près de la boussole. Un problème se pose lorsque la boussole est embarquée dans un système muni d'une batterie. En effet, lorsque celle-ci est changée, l'environnement magnétique dépend de la nouvelle batterie. La compensation initiale de la boussole est alors fautive. Un blindage est souvent introduit entre la batterie et la boussole pour

limiter ce problème. Beaucoup d'autres précautions sont à prendre pour atténuer l'influence des matériaux ferromagnétiques sur la boussole. Suivant la précision souhaitée, les contraintes imposées à son environnement sont plus ou moins sévères.

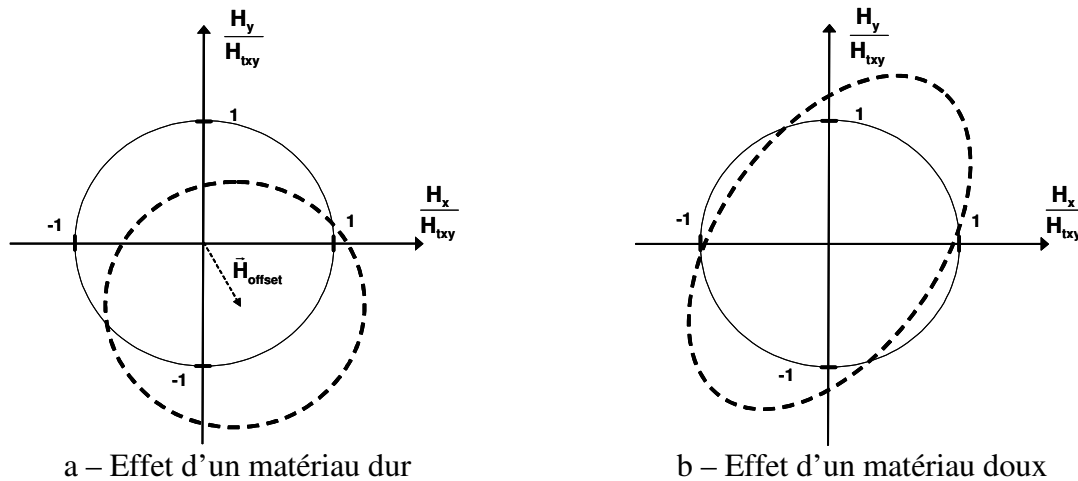


Figure I-9 Diagramme de rotation de la boussole en présence d'un matériau ferromagnétique

1.3.1.5. Correction des erreurs

Toutes les causes d'erreur d'une boussole, dues à ses imperfections ou à son environnement, peuvent être compensées par un étalonnage. Cependant, certaines corrections peuvent être très coûteuses. Par exemple, l'effet d'un matériau ferromagnétique doux n'est pas corrigé pour une boussole faible coût parce que celui-ci est trop complexe. Deux corrections majeures sont décrites ci-dessous :

- La correction des offsets et de la différence de sensibilité. La méthode décrite consiste à corriger numériquement la mesure des capteurs par des coefficients de correction calculés grâce à une rotation de la boussole.
- La correction de l'erreur causée par l'inclinaison de la boussole par l'ajout d'un inclinomètre.

Il existe d'autres méthodes pour compenser les erreurs de la boussole. Celles que j'ai choisi de présenter corrigent les causes d'erreurs les plus importantes. Le lecteur peut trouver de plus amples informations sur d'autres méthodes de correction dans les notes d'application des capteurs KMZ de Philips [URL6].

1.3.1.5.1. Correction des offsets et de la différence de sensibilité

La méthode consiste en une correction numérique de la mesure faite par les deux capteurs. Elle est décrite dans une note d'application de Honeywell [URL5] pour la réalisation d'une

boussole à faible coût. Pour calculer les coefficients de correction une rotation de la boussole sur 360° dans le plan horizontal en présence d'un champ magnétique est réalisée. Il faut que la boussole soit placée dans l'environnement magnétique fixe dans lequel elle est destinée à fonctionner. Si par exemple elle est installée dans une montre ou un téléphone portable, cet étalonnage est de préférence réalisé en usine par le fabricant du produit. Pendant la rotation, les capteurs mesurent les valeurs de champ magnétique minimales ($H_{x(min)}$ et $H_{y(min)}$) et maximales ($H_{x(max)}$ et $H_{y(max)}$) qui sont mises en mémoire. Ensuite les coefficients de corrections sont calculés comme suit :

- Facteurs d'échelle (correction de la sensibilité) :

$$(éq. 9) \quad X_{fe} = \max \left(1; \frac{H_{ymax} - H_{ymin}}{H_{xmax} - H_{xmin}} \right)$$

$$(éq. 10) \quad Y_{fe} = \max \left(1; \frac{H_{xmax} - H_{xmin}}{H_{ymax} - H_{ymin}} \right)$$

- Offsets

$$(éq. 11) \quad X_{offset} = \frac{H_{xmax} + H_{xmin}}{2}$$

$$(éq. 12) \quad Y_{offset} = \frac{H_{ymax} + H_{ymin}}{2}$$

Ces coefficients peuvent être gardés en mémoire et utilisés en temps réel pour corriger les valeurs mesurées (H_x et H_y) :

$$(éq. 13) \quad H_{x(cor)} = X_{fe} \times H_x - X_{offset}$$

$$(éq. 14) \quad H_{y(cor)} = Y_{fe} \times H_y - Y_{offset}$$

L'azimut corrigé est alors calculé par la fonction arctangente avec ces nouvelles valeurs.

1.3.1.5.2. Correction de l'inclinaison de la boussole

Cette erreur est due à l'inclinaison du champ magnétique terrestre hors du plan horizontal. La méthode, décrite dans la note d'application du capteur HMC1055 de Honeywell [URL5], consiste à ajouter un capteur sensible au champ magnétique vertical par rapport à la boussole (axe Z). Il sert à mesurer le champ magnétique terrestre vertical qui est la cause d'erreur. Un inclinomètre permet de calculer les angles de tangage (ψ : angle de rotation selon l'axe y du capteur) et de roulis (φ : angle de rotation selon l'axe x du capteur). La correction est faite par un calcul numérique en temps réel. Notons que les coefficients correctifs pour compenser les offsets et la différence de sensibilité des capteurs X et Y doivent être appliqués au préalable.

(éq. 15) $H_{x(cor)} = H_x \cdot \cos(\varphi) + H_y \cdot \sin(\varphi) \cdot \sin(\theta) - H_z \cdot \cos(\varphi) \cdot \sin(\theta)$

(éq. 16) $H_{y(cor)} = H_y \cdot \cos(\varphi) + H_z \cdot \sin(\varphi)$

L'inclinomètre peut être réalisé à partir de deux accéléromètres dans le plan (x , y) de la boussole. Cependant, les systèmes permettant de mesurer très précisément l'orientation du champ magnétique (précision inférieure au degré) quelle que soit l'orientation de la boussole comportent 3 axes sensibles au champ magnétique et 3 axes sensibles au champ gravitationnel.

I.3.2. Les capteurs de champ magnétique

I.3.2.1. Introduction

Plusieurs technologies de capteur de champ magnétique permettent la mesure du champ magnétique terrestre. Sur la Figure I-10, inspirée de [19], les plages de mesure des principaux types de capteur de champ magnétique sont résumées en comparaison à la valeur du champ magnétique terrestre.

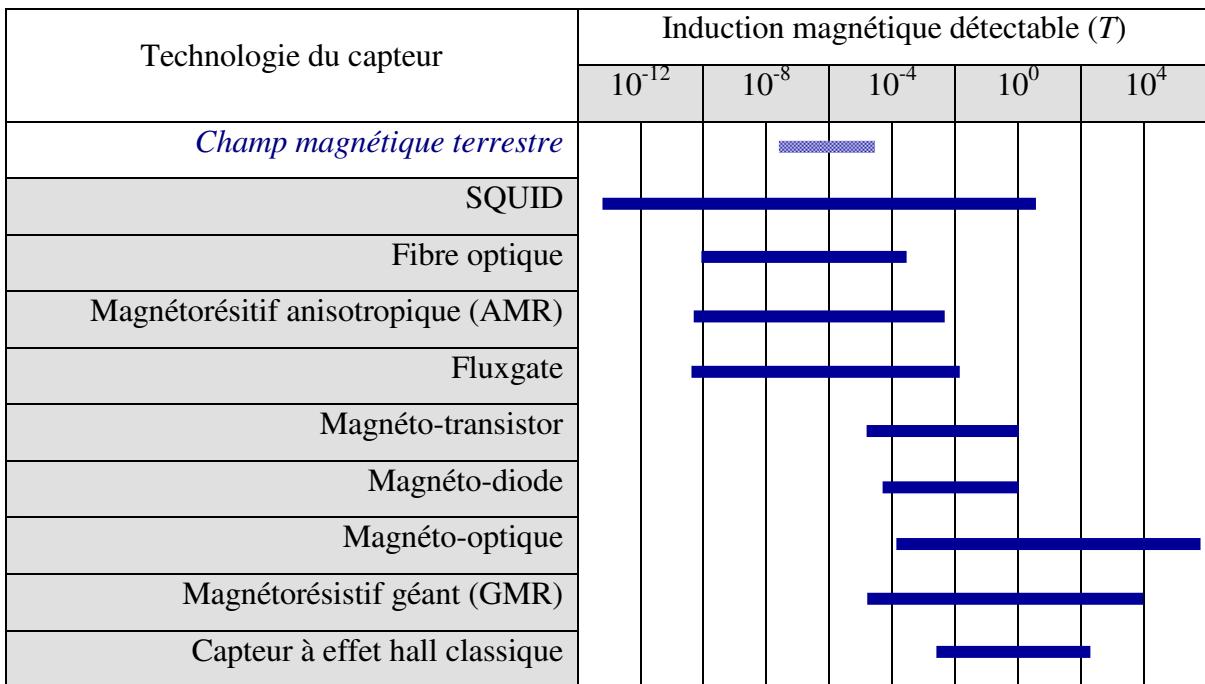


Figure I-10 Plage de mesure de différents capteurs de champ magnétique d'après [19]

Comme il a déjà été dit, seuls les capteurs de champ magnétique concurrents (intégrés, faible coût) à la solution proposée dans cette thèse sont présentés. Par exemple, les capteurs SQUID qui utilisent la supraconductivité ne seront pas abordés.

Les capteurs MEMS n'apparaissent pas sur la Figure I-10 parce que les recherches dans ce domaine sont plus récentes. Par contre ils seront présentés parce que cette technologie est celle utilisée pour la boussole qui illustre cette thèse.

Bien que la plupart des capteurs à effet Hall conventionnels en technologie CMOS faible coût ne puissent pas mesurer le champ magnétique terrestre, le principe sera présenté pour deux raisons. D'une part, les efforts de recherche dans le domaine de la mesure du champ magnétique par effet Hall permettent de penser que des améliorations pourraient permettre d'atteindre des performances suffisantes dans le futur. D'autre part, lorsque le champ magnétique terrestre est amplifié (e.g. : par des concentrateurs de flux), les capteurs à effet Hall CMOS peuvent être utilisés et sont les plus économiques si on fait abstraction du coût lié aux concentrateurs de flux.

Pour chaque capteur présenté, après une description du principe physique, la compatibilité avec les technologies microélectroniques standard et la résolution sont discutées. Il faut noter que la plupart des capteurs de champ magnétique utilisent des matériaux ferromagnétiques. Certains de ces matériaux sont compatibles avec la technologie CMOS. Par exemple, l'alliage doux Nickel (80 %) - Fer (20 %), appelé « Permalloy », est le plus courant. Cependant, l'ajout d'un matériau non standard a un coût qui peut varier en fonction du type de dépôt et de facteurs technologiques.

I.3.2.2. Les capteurs à effet Hall

Dans ce paragraphe, les capteurs à effet Hall sont définis comme tous les capteurs qui utilisent l'effet Hall à l'exception des capteurs Hall planaires. Ces derniers sont basés sur un principe différent (mesure de résistance plutôt que d'une tension) et les matériaux utilisés ne sont pas les mêmes. Par contre les capteurs à effet Hall incluent les magnéto-transistors et les magnéto-diodes. L'effet Hall est très utilisé pour la mesure et la détection de champ magnétique. Le principe physique est facilement intégrable. La Figure I-11 présente la vue schématique d'un capteur intégré horizontal (a - pour capter le champ orthogonal à la puce), et d'un capteur vertical (b - pour capter le champ dans le plan de la puce). Un courant de polarisation est induit par une tension de polarisation (V_{bias}). Le principe est basé sur la déviation de la trajectoire des porteurs de charges par la force de Lorentz. Une différence de potentiel (V_{out}) est alors créée sur les contacts de mesure.

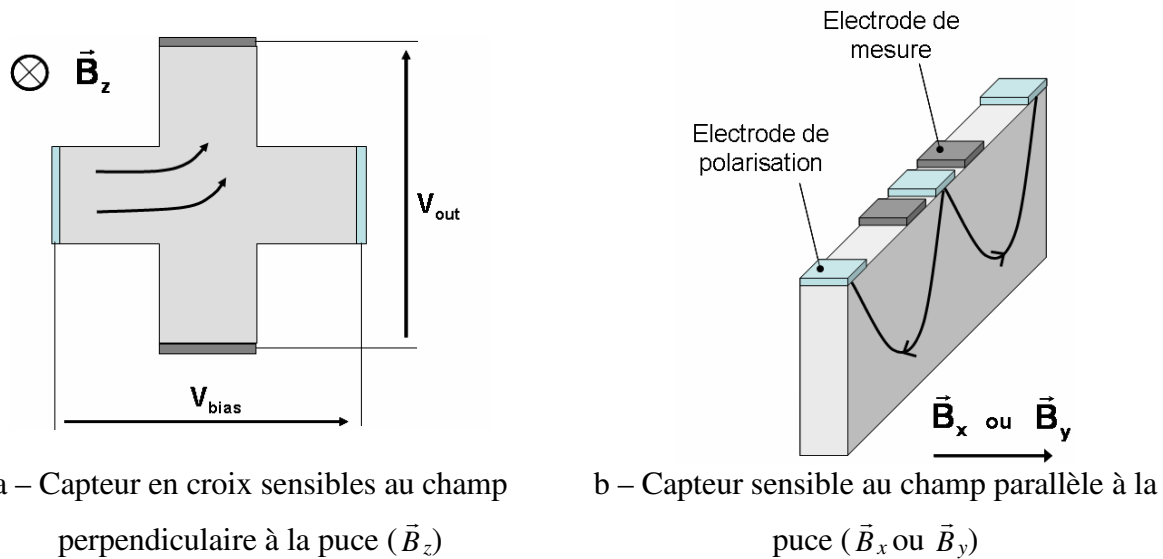


Figure I-11 Schémas de principe des capteurs à effets hall

Les capteurs à effet hall standards sont compatibles avec beaucoup de technologies Ils sont naturellement intégrés dans les technologies bipolaires et peuvent aussi être intégrés en technologie CMOS [3]. Aucune étape supplémentaire n'est requise. Grâce à leur capacité d'intégration et de production de masse, les capteurs à effet Hall sont les moins chers. Ils détiennent la plus grande part du marché des capteurs de champ magnétique. Cependant ils sont limités en sensibilité et surtout en résolution. Ils sont très souvent utilisés pour donner une information binaire sur la présence d'un champ magnétique. Les meilleures performances sont obtenues pour capter le champ dans la direction perpendiculaire à la puce. Cependant, pour servir à la réalisation d'une boussole, le champ magnétique doit être mesuré dans le plan de la puce. Les résolutions obtenues, avec une technologie CMOS, sont de quelques centaines de microTesla (pour une bande passante de l'ordre de 1 Hz) [20]. Si le procédé standard n'est pas modifié, ces capteurs ne permettent pas de mesurer le champ magnétique terrestre. Ils ne peuvent donc pas servir à réaliser une boussole intégrée en technologie standard sauf si des artifices sont utilisés. Par exemple des concentrateurs de flux peuvent être utilisés pour augmenter la sensibilité [21]. Cette solution nécessite un dépôt de matériau ferromagnétique. Notons que les capteurs à effet Hall souffrent d'autres défauts tels que l'offset de sortie et surtout la dérive de cet offset sous l'effet de la température.

A ma connaissance, il n'existe pas de réalisation de boussole monolithique avec des capteurs à effet hall en technologie CMOS qui soit commercialisée ou publiée. Par contre, en technologie compatible CMOS, Xensor [URL7] vend une boussole à deux axes monolithique (référence : EMF-03). Son prix, sa taille et sa précision concurrencent les boussoles existantes

en technologie magnéto-résistive AMR ou magnéto-impédance mais la consommation (23,5 mW) est trois à quatre fois supérieure.

I.3.2.3. Les capteurs à magnéto-résistances

Ces capteurs sont basés sur le changement de résistance d'un matériau sous l'action d'un champ magnétique. Ils exploitent les propriétés anisotropiques des matériaux ferromagnétiques et sont donc appelés « Anisotropic Magneto-Resistance » (AMR). D'autres phénomènes physiques, comme l'effet hall, peuvent être à l'origine d'un changement de résistivité dans la matière (effet Hall planaire) mais ne sont pas exploités par ces capteurs.

L'effet magnéto-résistif est exploité dans les capteurs intégrés commercialisés par Honeywell (la série HMC [URL5]) et par Philips (la série KMZ [URL6]). Une des applications est la réalisation de boussole. Le matériau utilisé pour ces capteurs est le permalloy.

Pendant le dépôt du matériau en couche mince, un fort champ magnétique est présent dans une direction préférentielle parallèle au plan du dépôt. En l'absence de champ magnétique le vecteur de magnétisation pointe dans cette direction. Sur la Figure I-12, un courant circule suivant cette direction. Le mécanisme complexe de changement de résistance en fonction du champ magnétique peut se décomposer en deux parties :

- Il existe une relation entre le champ magnétique H_L et la direction du vecteur de magnétisation \vec{M} qui est représentée par l'angle θ .
- Il existe une relation entre la direction de magnétisation \vec{M} et la résistivité ρ du matériau dans la direction de la densité de courant \vec{J} . Elle est décrite, à partir de l'angle θ par la relation suivante :

$$\text{(éq. 17) } \frac{\Delta\rho(\theta)}{\rho_0} = 1 + \frac{\Delta\rho}{\rho_0} \cdot \cos^2(\theta)$$

Le rapport $\Delta\rho/\rho_0$ est le coefficient magnétorésistif. La résistivité est donc maximale quand la magnétisation est parallèle au vecteur de densité de courant.

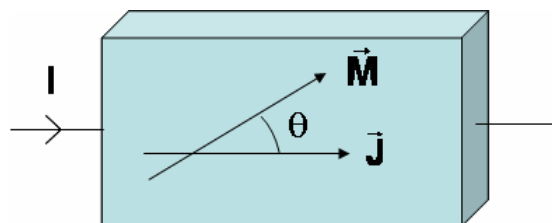


Figure I-12 Densité de courant (\vec{J}) et magnétisation (\vec{M}) dans un matériau en couche mince

La relation entre le champ magnétique H_{\perp} et la résistance du matériau est représentée par la courbe « classique » de la Figure I-13. La valeur de référence H_0 du champ magnétique dépend des propriétés du permalloy et de sa géométrie. On voit qu'autour d'un champ magnétique nul, elle n'est pas linéaire et ne permet pas de distinguer le sens du champ magnétique. Pour améliorer ces performances, des bandes d'aluminium (appelés barber poles), orientées à 45°, sont déposées sur le permalloy (Figure I-14). La relation entre le champ magnétique et la résistance est alors celle qui est représentée par la courbe « Barber pole » de la Figure I-13. On voit que la linéarité et la sensibilité autour de zéro sont améliorées.

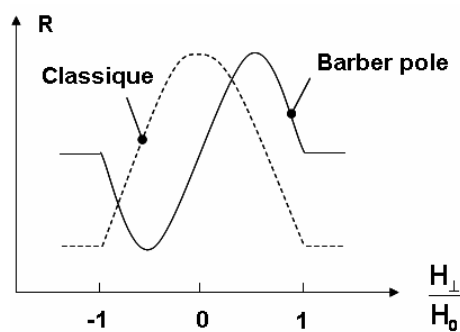


Figure I-13 Relation entre le champ magnétique (H_{\perp}) et la résistance (R)

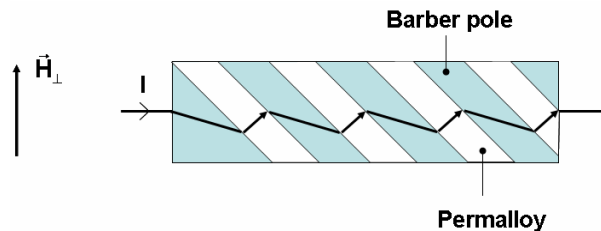


Figure I-14 Linéarisation de l'effet magnéto-résistif par la structure barber pole

Pour améliorer les performances et ainsi pouvoir utiliser les magnéto-résistances pour réaliser une boussole, une bobine intégrée enroule la magnéto-résistance de façon à pouvoir créer un champ magnétique dans la direction préférentielle. Ce champ doit être appliqué périodiquement pour assurer que la magnétisation sans champ magnétique soit orientée dans la direction préférentielle. Ceci assure une stabilité de la sensibilité dans le temps. La bobine peut aussi être utilisée pour réduire l'offset du capteur et de l'électronique en inversant périodiquement le sens de la magnétisation sans champ magnétique.

Plusieurs versions des capteurs de Honeywell et Philips sont vendues seules, sans électronique, dans des boîtiers intégrant un à plusieurs axes. Des notes d'applications sont

fournies pour concevoir l'électronique qui permet la réalisation de boussoles. Honeywell commercialise également une boussole à deux axes dont les caractéristiques principales sont :

- L'intégration des deux capteurs de champ magnétiques magnétorésistifs sensibles suivant deux directions, le conditionnement analogique et l'électronique digitale.
- L'interface I2C (« Inter Integrated Circuit bus ») pour communiquer l'azimut mais aussi pour accéder à des fonctions telles que l'étalonnage pour correction de l'offset et la différence de sensibilité (cf. § I.3.1.5.1.).
- Consommation : 2 mA sous 5 V / Résolution : 0,3° / Précision : 3°.
- Dimensions du boîtier : 6,5 × 6,5 × 1,4 mm.

Ces performances offrent la possibilité de l'intégrer dans des systèmes embarqués. Honeywell propose également une solution hybride pour la réalisation de boussole compensée en inclinaison. Le boîtier contient 3 puces :

- Un capteur AMR sensible suivant deux axes (X et Y)
- Un capteur AMR sensible suivant l'axe Z
- Un inclinomètre réalisé par deux capteurs d'accélération (fabriquant : MEMSIC).

L'électronique de conditionnement des capteurs AMR et le calcul de l'angle ne sont pas intégrés. Cependant ce composant est une des solutions les plus miniatures parmi les capteurs commercialisés à faible coût.

Notons qu'il existe aussi des capteurs qui sont basés sur l'effet Giant Magneto-Resistive (GMR). Ils utilisent au minimum deux couches de matériaux magnétiques séparées par un matériau non magnétique. Une des couches a une magnétisation constante alors que l'autre a une magnétisation qui dépend du champ magnétique. Si les magnétisations sont parallèles la résistance de l'empilement est minimale alors que si les magnétisations sont anti-parallèles la résistance est maximale. Ces capteurs ont des avantages par rapport aux capteurs AMR en terme, entre autres, de densité d'intégration et de consommation. Par contre, ces capteurs ne sont pas suffisamment sensibles pour détecter le champ magnétique terrestre si aucune technique pour l'amplifier n'est utilisée (concentrateur de flux par exemple).

I.3.2.4. Les capteurs à magnéto-impédances

Ces capteurs utilisent l'effet de magnéto-impédance qui se manifeste par la variation d'impédance d'un matériau ferromagnétique spécifique amorphe parcouru par un courant alternatif à haute fréquence (autour de 1 MHz). La Figure I-15 illustre le principe de fonctionnement. Le diamètre du fil entre les bornes *a* et *b* est de quelques micromètres alors que la longueur est de quelques millimètres. Le phénomène physique de variation de

l'impédance Z_{ab} s'explique par la variation de l'épaisseur de l'effet de peau et par la variation de perméabilité du matériau (μ) en fonction du champ magnétique coaxial (H_t). Elle peut être mesurée par une bobine qui entoure le matériau. Suite à la variation d'impédance, l'effet magnéto-inductif crée une tension entre les bornes A et B qui est proportionnelle à la partie imaginaire de Z_{AB} .

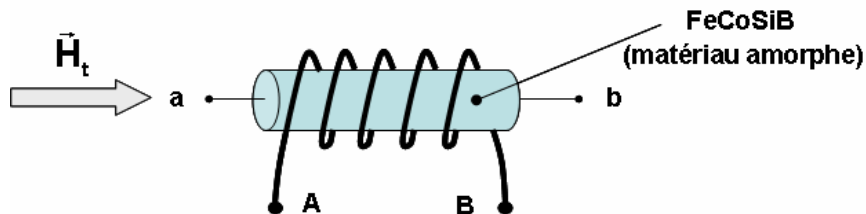


Figure I-15 Schéma d'un capteur à magnéto-impédance

D'après [22] et [23], ces capteurs permettent d'obtenir une sensibilité au champ magnétique bien supérieure au capteur à effet Hall ou aux capteurs AMR et GMR. La mesure du champ magnétique est effectuée par la mise en auto oscillation de l'élément décrit au dessus. La boussole intégrée AMI201 de Aichi Steel Corporation [URL9] est basée sur ce principe. Dans le même boîtier deux axes sensibles et un circuit CMOS qui réalise l'interface sont intégrés. Les caractéristiques de ce circuit sont :

- Consommation : 6 *mW* / Résolution : 1° / Temps de réponse : 0,1 s.
- Dimensions : 3,4 × 3,1 × 0,8 *mm*

Ces performances offrent la possibilité de l'intégrer dans des systèmes embarqués.

1.3.2.5. Les capteurs fluxgates

Les capteurs fluxgates offrent de très bonnes performances en terme de résolution. Les meilleures résolutions obtenues sont de l'ordre du picoTesla. Il en existe de deux types : les fluxgates qualifiés de « seconde harmonique » qui sont basés sur la mesure d'une tension et les fluxgates qui utilisent la mesure de temps.

Historiquement, la technologie utilisée pour ces capteurs est le PCB (« Printed Circuit Board »). Les performances permettent de réaliser des boussoles très précises (précision inférieure à 1°). Aujourd'hui, plusieurs solutions intégrées ont été proposées. Une boussole deux axes a été réalisée en technologie microélectronique [24]. Dans [25], une technologie compatible CMOS est utilisée pour faire un capteur fluxgate à deux axes qui exploite le principe « seconde harmonique ». La résolution obtenue (67 *nT* pour une bande passante de 30 *Hz*) est très largement suffisante pour réaliser une boussole. La Figure I-16 explique le fonctionnement du capteur. Il est composé de deux noyaux ferromagnétique en permalloy.

Autour de chaque noyau, deux bobines d'excitation et une bobine de mesure sont disposées. Le champ magnétique, créé par les bobines d'excitation, fait saturer le flux magnétique (Φ) à l'intérieur des noyaux. Lorsque aucun champ magnétique n'est appliqué ($H_0 = 0$), le signal différentiel de sortie (V_{out}) est nul. Lorsque un champ magnétique externe H_0 est appliqué, il s'additionne au champ magnétique créé par les bobines d'excitation. Les instants de mise en saturation sont différents pour chaque noyau. Il se crée un signal de sortie (V_{out}) dont la fréquence est le double de la fréquence d'excitation.

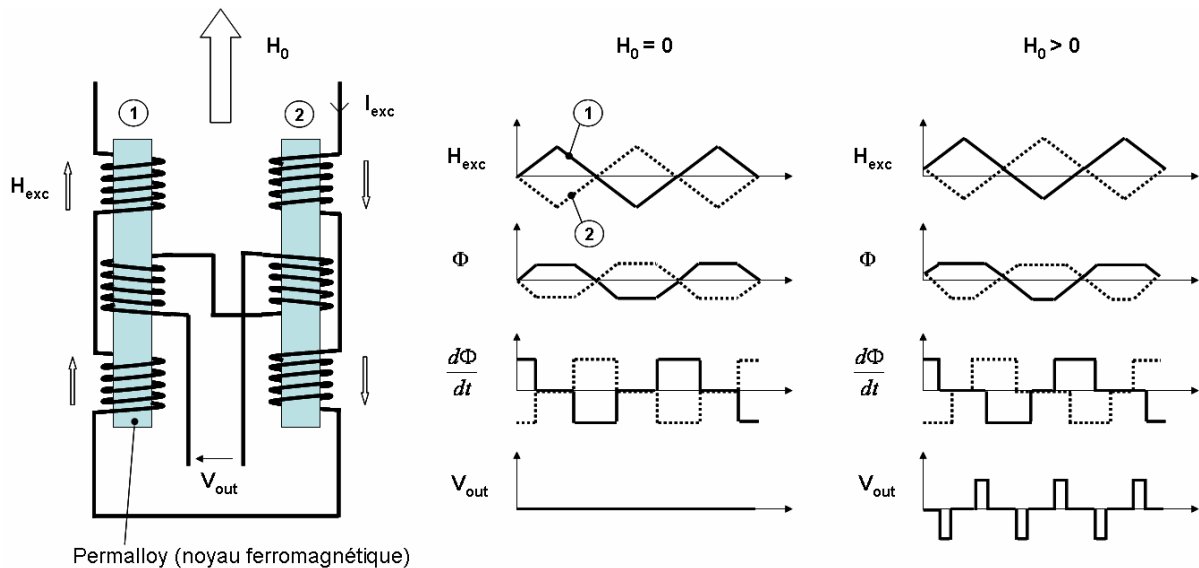


Figure I-16 Principe d'un capteur fluxgate (recopié sur [25])

Un inconvénient du capteur décrit ci-dessus est de nécessiter un matériau ferromagnétique qui est déposé entre deux niveaux de métaux. L'étape de dépôt a lieu entre deux étapes du procédé CMOS. Dans [26] et [27] ce matériau est déposé au-dessus d'une puce standard lors d'un post-procédé. Ainsi le procédé CMOS n'est pas modifié. Le LIRMM est impliqué dans le développement des capteurs fluxgate depuis 3 ans à travers les travaux de Vincenzo Sacco, doctorant en cotutelle franco-italienne.

I.3.2.6. Les capteurs MEMS

Les capteurs MEMS utilisent une structure actionnée par une force générée par le champ magnétique. La force peut être générée de deux façons : un matériau aimanté ([28], [29], [30]) ou la force de Lorentz ([31], [32], [33], [34], [35]).

Contrairement à la deuxième catégorie, la première nécessite le dépôt d'un matériau ferromagnétique sur la structure mécanique. La force créée par le champ magnétique sur l'aimant déposé actionne la structure. Bien que compatible avec les technologies microélectroniques, le coût de fabrication de ces capteurs est plus élevé. Le principal avantage

de ces capteurs est sa faible consommation puisque aucun courant n'est consommé pour actionner la structure. Le capteur de [30], développé au LIRMM, est sensible (200 mV/T) lorsque le champ magnétique est supérieur à 20 mT mais très peu sensible lorsque le champ magnétique est inférieur. Ceci est dû au cycle d'hystérésis du matériau ferromagnétique (permalloy). Pour mesurer le champ magnétique terrestre il faudrait donc polariser le capteur avec un champ magnétique. Ce qui est difficile à faire de façon intégrée et donc pénalisant pour le coût. Dans [28] et [29] les performances en terme de résolution sont jugées suffisantes pour la réalisation d'une boussole avec de faible performance (précise à 45°). Le principe est basé sur la variation de la fréquence de résonance de la structure lorsque un champ magnétique augmente ou diminue les contraintes dans les matériaux.

Dans les capteurs MEMS utilisant la force de Lorentz, un courant circule dans la structure. Plusieurs formes de structures ont été réalisées avec différents principes de détection du mouvement. Par exemple, dans [31], un cantilever est utilisé (Figure I-17) avec une détection par des jauges piézorésistives diffusées et intégrées à la structure. Les contraintes créées par la flexion de la structure sont détectées et permettent de mesurer son mouvement. Le système est contre réactionné par une bobine intégrée (non représentée) qui crée une induction magnétique opposée à l'induction externe B . La mesure du champ magnétique est donnée par la valeur du courant de contre réaction qui est fourni à la bobine. Notons que le courant I est alternatif à la fréquence de résonance de la structure. La sensibilité du capteur est proportionnelle au coefficient de qualité de la structure. Elle est donc maximale lorsque le capteur est encapsulé dans du vide. La résolution obtenue dans l'air est de 10 nT pour une bande passante de 10 Hz .

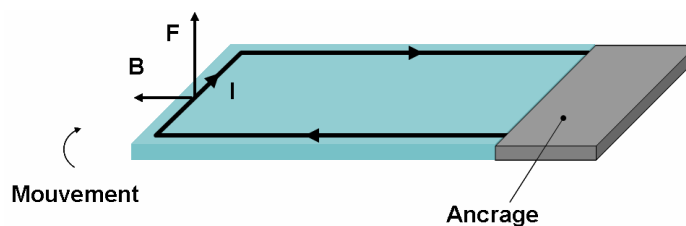


Figure I-17 Structure mécanique pour la mesure du champ magnétique : Cantilever en flexion

Dans [32], le plateau de la Figure I-18 est mis en résonance par la force de Lorentz qui agit de façon opposée à ses deux extrémités. Des jauges en polysilicium mesurent la flexion des bras qui tiennent le plateau. Cette structure a été réalisée par gravure d'une puce CMOS. Sa résolution théorique est de $25 \text{ nT}/\sqrt{\text{Hz}}$.

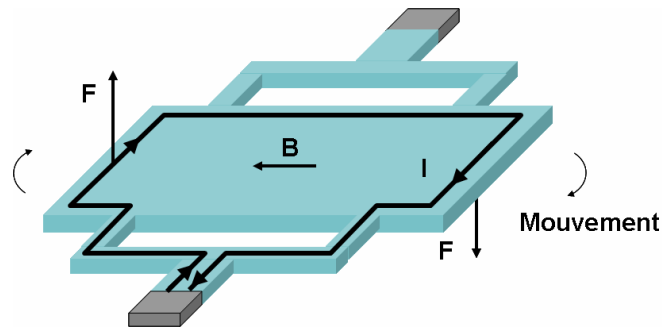


Figure I-18 Structure mécanique pour la mesure du champ magnétique : Plateau avec bras en flexion

La structure publiée dans [33] (Figure I-19) est aussi un plateau actionné en résonance. Cependant les bras qui tiennent cette structure sont sollicités en torsion. La détection du mouvement est capacitive. Les électrodes fixes des capacités de mesure et de contre-réaction sont placées sur un couvercle au dessus du plateau. La limite de détection est 1 nT si le capteur est placé dans le vide.

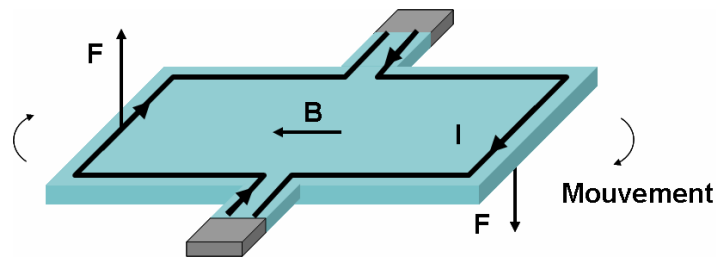


Figure I-19 Structure mécanique pour la mesure du champ magnétique : Plateau avec bras en torsion

D'autres structures ont été publiées comme un xylophone [35] qui a un fort coefficient de qualité. Bien évidemment les performances de ces structures dépendent aussi de paramètres technologiques. La structure utilisée pour la boussole qui illustre cette thèse est un cantilever FSBM (Figure I-17) troué en son centre. Sa forme affinée facilite sa production et en particulier la gravure du substrat.

Le principal avantage des capteurs MEMS utilisant la force de Lorentz est de ne pas nécessiter de matériau ferromagnétique. Le coût de fabrication est donc intéressant. Surtout si la technologie est CMOS. La plupart offrent une résolution bien supérieure (de l'ordre du microTesla ou inférieure) à celle des capteurs à effet Hall en terme de résolution et peuvent être utilisés pour réaliser une boussole. Un autre avantage est de pouvoir intégrer d'autres capteurs (accéléromètre, gyroscope etc ...) sur la même puce. La technologie MEMS est la seule à offrir cette possibilité.

I.3.3. Conclusion

Beaucoup de technologies concurrentes sont présentes sur le marché des boussoles électroniques à faible coût. Cependant, à ma connaissance il n'existe aucune boussole en technologie standard CMOS autre que celle développée au cours de ma thèse. Ses performances sont proches des produits commercialisés (Tableau I-1).

Son avantage est donc le coût de fabrication qui est lié au coût de la technologie utilisée mais aussi l'intégration monolithique de l'électronique avec le capteur. Les solutions hybrides ne peuvent pas permettre d'avoir un coût de production aussi faible que celui d'une intégration monolithique.

La boussole présentée dans cette thèse a aussi un autre atout qui est celui de pouvoir intégrer sur la même puce des accéléromètres ou d'autres capteurs. L'accéléromètre thermique développé au LIRMM ou celui de MEMSIC [URL3] sont aussi fabriqués en technologie CMOS FSBM et montrent d'assez bonnes performances pour réaliser un inclinomètre. D'une part ce capteur peut permettre de réaliser une boussole monolithique corrigée en inclinaison. D'autre part, le développement des capteurs monolithiques à faible coût permettant de mesurer dans trois directions le champ magnétique terrestre et l'accélération de l'apesanteur ouvrent la voie à beaucoup d'applications (interface de téléphone portable, système GPS ...). On peut envisager que le troisième axe sensible du capteur proposé dans cette thèse soit un capteur CMOS à effet Hall. En effet la résolution de ces capteurs est suffisante pour mesurer le champ magnétique terrestre perpendiculaire au plan de la puce [36], [37].

	Anisotropic Magnétoresistive Resistance (AMR) HMC6352E	Magnéto-Inductif (MI) AMI201	Capteurs à effet Hall (compatible CMOS) EMF-03	Prototype LIRMM: CMOS MEMS FSBM
Résolution	0,3°	0,1°	0,8° ⁽¹⁾	4° ⁽²⁾ (en France)
Précision	3°	nc	1°	≤ 5°
Dimension	6,5 × 6,5 × 1,4 mm	3,4 × 3,1 × 0,8 mm	3,8 × 3,8 mm (boîtier LCC-06)	3,3 × 3,3 mm sans le boîtier
Temps de réponse	nc	0,1 s	1 s ⁽¹⁾	20 ms ⁽³⁾
Consommation	10 mW ou 3 mW	6 mW	23,5 mW	56 mW ⁽³⁾
Sortie	Angle numérique (étalonnage inclu)	Champ magnétique analogique	Champ magnétique numérique	Champ magnétique numérique
Possibilité d'intégrer des accéléromètres	non	non	non	oui

⁽¹⁾ Dédite des données du fabricant sur la densité spectrale de bruit : 0,8°/√Hz

⁽²⁾ Peut être améliorée par traitement numérique jusqu'à 0,2° sans dégrader le temps de réponse

⁽³⁾ En diminuant le temps de réponse à 1 s, des stratégies faible consommation peuvent être envisagées pour la réduire jusqu'à la diviser par 50

Tableau I-1 Tableau de comparaison des boussoles commercialisées avec le prototype développé dans cette thèse.

Références bibliographiques du Chapitre I

- [1] N. Yazdi, A. Mason, K. Najafi, K. Wise Navid, "A low-power generic interface circuit for capacitive sensors", Digest, Solid-State Sensor and Actuator Workshop, Hilton Head Island SC, Juin 1996, p. 215-218.
- [2] E. Schüler, L. Carro, "A Low Power FPAA for Wide Band Applications", FPL'04, 2004, p. 970-974.
- [3] M. Demierre, S. Pesenti, J. Frounchi, P.-A. Besse, R. S. Popovic "Reference magnetic actuator for self-calibration of a very small Hall sensor array", Sensors and Actuators A 97-98, 2002, p. 39-46.
- [4] L. Zimmermann, J. Ph. Ebersohl, F. Le Hung, J. P. Berry, F. Baillieu, P. Rey, B. Diem, S. Renard and P. Caillat, "Airbag application: A microsystem including a silicon capacitive accelerometer, CMOS switched capacitor electronics and true self-test capability", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 46, Issues 1-3, Janvier-Février 1995, p. 190-195.
- [5] B. Atwood, B. Warneke, K. SJ Pister, "Preliminary circuits for smart dust", The 2000 Southwest Symposium on Mixed-Signal, 2000.
- [6] Y.B. Jeona, R. Soodb, J.-h. Jeongc, S.-G. Kimd, "MEMS power generator with transverse mode thin film PZT", Sensors and Actuators A: Physical, In Press, Corrected Proof, 26 Février 2005.
- [7] R. Aigner, "From microelectronics to microtechnologies", Nano et Micro Technologies (NMT), MIGAS'02 (Microsystem Technologie), Lavoisier 2002, ISBN 2-7462-0616-1, 2002.
- [8] Tsu-Jae King, Roger T. Howe, Marie-Ange Eyoum, and Sunil A. Bhave, "Interconnect issues for integrated MEMS technologies", (invited) Advanced Metallization Conference, San Diego, California, Octobre 2002.
- [9] B. Charlot, "Modélisation de fautes et conception en vue du test structurel des microsystèmes", Thèse de Doctorat, INPG, 12 Mars 2001.
- [10] V. Milanovi, E. Bowen, N. Tea, J. Suehle, B. Payne, M. Zaghoul, and M. Gaitan "Convection-based accelerometer and tilt sensor implemented in standard CMOS",

- International Mechanical Engineering Conference and Exposition, MEMS Symposia, Anaheim, CA, Nov. 18th, 1998.
- [11] Laurent Latorre, "Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystèmes : application à la mesure de champs magnétiques", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 25 Juin 1999.
- [12] Muriel Dardalhon, "Contribution a l'analyse de la fiabilité de microsystèmes : prise en compte des contraintes liées à l'environnement spatial", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 17 Décembre 2003.
- [13] B. Charlot, F. Parrain, S. Mir, B. Courtois "A self-testable CMOS thermopile-based infrared imager", Symposium on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'2001), Cannes - Mandelieu, France, 25-27 Avril, 2001.
- [14] F. Parrain, B. Charlot., N. Galy, B. Courtois "A CMOS compatible micromachined tactile fingerprint sensor", Design, Test, Integration, and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'02), Cannes-Mandelieu, France, 6-8 Mai 2002.
- [15] G.K. Fedder, S. Santhanam, M.L. Reed, S.C. Eagle, D.F. Guillou, M.S.-C. Lu, L.R. Carley, "Laminated high-aspect-ratio microstructures in a conventional CMOS process", Sensors and Actuators A 57, 1996, p. 103-110.
- [16] Gordon Bitko, Andrew McNeil, Randy Frank, "Improving the MEMS Pressure Sensor", Sensor magazine, n°7, Volume 17, Juillet 2000.
- [17] C. Hagleitner, D. Lange, N. Kerness, A. Kummer, W.H. Song, A. Hierlemann, O. Brand, H. Baltes, "CMOS Single-Chip Multisensor Gas Detection System", 15th IEEE International Microelectro-Mechanical Systems Conference (MEMS 2002), Las Vegas, Nevada, USA, 20-24 Janvier 2002, p. 244-247.
- [18] J. H. Smith, S. Montague, J. J. Sniegowski, J. R. Murray, R. P. Manginell, and P. J. McWhorter, "Characterization of the embedded micromechanical device approach to the monolithic integration of MEMS with CMOS", SPIE Micromachining and Microfabrication '96, vol. 2879, Octobre 1996.
- [19] M. J. Caruso, T. Bratland, C. H. Smith, R. Schneider, "A new perspective on magnetic field sensing", Sensors, Décembre 1998.
- [20] Pavel Ripka, "Magnetic Sensors and Magnetometers", Artech House 2001, ISBN 1-58053-057-5.

- [21] H. Blanchard, F. De Montmollin, J. Hubin, R.S. Popovic, "Highly sensitive Hall sensor in CMOS technology", *Sensors and Actuators A* 82, 2000, p. 144–148.
- [22] K. Mohri, T. Uchiyama, L. P. Shen, C. M. Cai, L. V. Panina, Y. Honkura, and M. Yamamoto, "Amorphous Wire and CMOS IC-Based Sensitive Micromagnetic Sensors Utilizing Magnetoimpedance (MI) and Stress-Impedance (SI) Effects", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 38, n° 5, Septembre 2002.
- [23] K. Mohri, T. Uchiyama, L. V. Panina, "Recent advances of micro magnetic sensors and sensing application", *Sensors and Actuator A* 59, 1997, p. 1-8.
- [24] R. Tangelder, G. Diemel and H. Kerkhoff, "Smart Sensor System Application: An Integrated Compass", *European Design and Test Conference*, Paris, France, Mars 1997, p. 195–199.
- [25] H. Grüger, R. Gottfried-Gottfried "Performance and applications of a two axes fluxgate magnetic field sensor fabricated by a CMOS process", *Sensor and Actuators A* 91, 2001, p. 61-64.
- [26] M. Schneider, S. Kawahito, Y. Tadokoro and H. Baltes, "High Sensitivity CMOS MicroFluxgate Sensor", *Electron Devices Meeting*, ISBN: 0-7803-4100-7, Décembre 1997, p. 907-910.
- [27] P.M. Drljaca, P. Kejik, F. Vincent, D. Piguët, F. Gueissaz, R.S. Popovic, "Single Core Fully Integrated CMOS Micro-fluxgate magnetometer", *The 16th European Conference on Solid-State Transducers (EUROSENSORS'02I)*, Prague, Czech Republic, 15-18 Septembre 2002, p. 570-572.
- [28] T.C. Leichle, M. von Arx, M.G. Allen, "A micromachined resonant magnetic field sensor", *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'01)*, ISBN 0-7803-5998-4, 2001.
- [29] T.C. Leichle, M. von Arx, M.G. Allen, "A sub-/spl mu/W Micromachined Magnetic Compass", *Micro Electro Mechanical Systems (MEMS'03)*, Kyoto, Japon, ISBN 0-7803-7744-3, 19-23 Janvier 2003.
- [30] V. Berouille, Y. Bertrand, L. Latorre, P. Nouët, "Monolithic piezoresistive CMOS magnetic field sensors", *Sensors and actuators A* 103, 2003, p. 23-32.
- [31] E. Donzier, O. Lefort, S. Spirkovitch, F. Bailleu, "Integrated Magnetic Field Sensor", *Sensors and Actuators A*, Vol. 25-27, 1991, p. 357-361.

- [32] B. Eyre and K. S. Pister, "Micromechanical Resonant Magnetic Sensor in Standard CMOS", Transducers'97, Chicago, 16-19 Juin 1997.
- [33] Z. Kádár, A. Bossche, P. M. Sarro, J. M. Mollinger, "Magnetic-field measurements using an integrated resonant magnetic-field sensor", Sensors and Actuators A, Vol. 70, 1998, p. 225-232.
- [34] D. Lange, C. Hagleitner, C. Herzog, O. Brand, H. Baltes, "Magnetic Actuation and MOS-Transistor Sensing for CMOS-integrated resonators", 15th IEEE International Microelectro-Mechanical Systems Conference (MEMS'02), Las Vegas, Nevada, USA, 20-24 Janvier 2002, p. 304-307,.
- [35] D.K. Wickenden, J.L. Champion, R. Osiander, R.B. Givens, J.L. Lamb, J.A. Miragliotta, D.A. Oursler, T.J. Kistenmacher, "Micromachined polysilicon resonating xylophone bar magnetometer", Acta Astronautica 52, 2003, p. 421-425.
- [36] V. Frick, L. Hebrard, P. Poure, F. Braun, "Design, Characterisation, Modelling and Performances of Magnetic Sensors in Standard CMOS Technology", XVth Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS'00), Montpellier, France, 21-24 Novembre 2000, p. 700-704.
- [37] Paul C. de Jong, Frank R. Riedijk, Jeroen van der Meer, "Smart Silicon Sensors – Examples of Hall-effect Sensors", IEEE Sensors, 11-14 Juin 2002, Orlando, USA.

Adresses électroniques :

- [URL1] Analog Devices. <http://www.analog.com/>
- [URL2] Circuits Multi-projets. <http://cmp.imag.fr/>
- [URL3] MEMSIC. <http://www.memsic.com/memsic/>
- [URL4] Procédé ASIMPS.
<http://www.ece.cmu.edu/~mems/projects/asimps/index.shtml>
- [URL5] Honeywell Inc. <http://www.magneticsensors.com/>
- [URL6] Philips. <http://www.semiconductors.philips.com/>
Produit KMZ51. <http://www.semiconductors.philips.com/pip/KMZ51.html>
- [URL7] Xensor. <http://www.xensor.nl/>
- [URL8] Furuno. <http://www.furuno.co.jp/english/>
- [URL9] Aichi Steel Corporation. <http://www.aichi-mi.com/index.html>

CHAPITRE II

II. L'ELEMENT SENSIBLE

**Optimisation, Caractérisation et
Modélisation**

II.1. Introduction

Ce chapitre introduit l'élément sensible de la micro-boussole en technologie MEMS CMOS qui illustre cette thèse. Il contient aussi la construction du modèle complet de ce capteur de champ magnétique qui permettra de simuler de manière conjointe le capteur et son électronique dédiée.

Dans le chapitre sur l'Etat de l'art, on a vu que la conception d'un système monolithique nécessite une connaissance approfondie du capteur pour en tirer les meilleures performances. La conception conjointe (« co-design ») se fait par la construction d'un modèle complet du capteur. Ce dernier doit inclure les non idéalités du capteur pour pouvoir simuler le comportement de l'ensemble du système qui peut inclure des techniques de réjection des non idéalités. Il faut aussi noter que les phénomènes parasites du capteur seront exploités pour étalonner l'électronique (Chapitre III) ou tester l'intégrité de la micro-boussole (Chapitre IV).

Le chapitre est organisé comme suit :

- Le cantilever U-Shape qui est l'élément sensible au champ magnétique, est d'abord présenté avec son modèle mécanique. Il a été développé au LIRMM précédemment au cours de deux thèses ([1] et [2]).
- Le choix de la géométrie du cantilever est détaillé. Elle est optimisée pour que le cantilever ait de bonnes performances dans son application : la micro-boussole.
- Les parasites qui affectent la mesure sont caractérisés et modélisés. Le circuit utilisé pour la caractérisation est un prototype du cantilever U-Shape optimisé. Les modèles proposés peuvent être intégrés dans un environnement de conception microélectronique grâce à des langages du type VHDL-AMS, ou dans des outils de simulation comme Matlab/Simulink.
- Enfin, tous les éléments de modélisation sont rassemblés dans un modèle complet.

II.2. Présentation de l'élément sensible : le cantilever U-Shape

II.2.1. Principe de détection

La mesure du champ magnétique est réalisée au moyen d'une poutre en forme de U (cantilever U-Shape) qui est représentée sur la Figure II-1. Un courant I circule dans la structure à travers une bobine réalisée à partir des deux couches de métaux disponibles sur la technologie CMOS utilisée. Le courant interagit avec le champ magnétique B et crée une force de Lorentz F qui déforme la poutre.

$$(éq. 18) \quad F = I \times W_c \times B$$

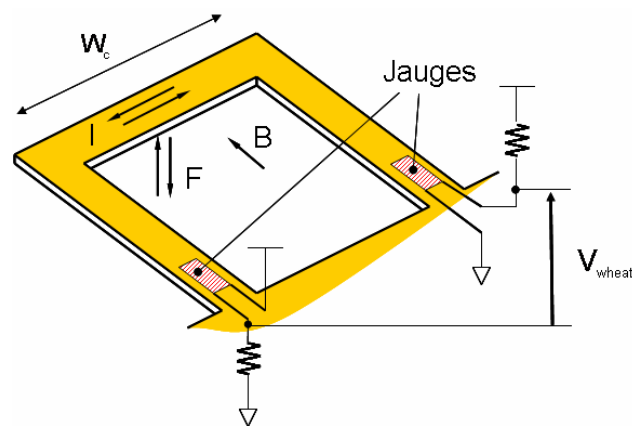


Figure II-1 Schéma du cantilever U-Shape

Les contraintes créées par la déformation de la structure sont mesurées par des jauges piezorésistives en polysilicium placées près de l'encastrement du cantilever, là où les contraintes sont maximales. La sensibilité du capteur est maximale lorsque la structure est excitée à la résonance. Pour l'application boussole il est indispensable de bénéficier de la meilleure sensibilité disponible parce que le champ magnétique terrestre est faible (quelques micro-Tesla). Le courant I est donc alternatif (de forme sinusoïdale, carré ou autre) et calibré à la fréquence de résonance de la poutre. Ainsi, la force F résultante entraîne le cantilever à la résonance. La mesure du champ magnétique est donnée par l'amplitude de la tension V_{wheat} . Ce signal étant à la fréquence de résonance (quelques kHz), il n'est pas confondu avec le bruit basse fréquence qui est très grand dans les amplificateurs de mesure. Le travail développé dans [2] montre que, dans ces conditions, la résolution du capteur permet la mesure du champ magnétique terrestre.

La Figure II-2 représente une image MEB (Microscope à Balayage Electronique) de la structure U-Shape obtenue par usinage par la face avant d'une puce CMOS (procédé décrit dans le Chapitre I.2.).

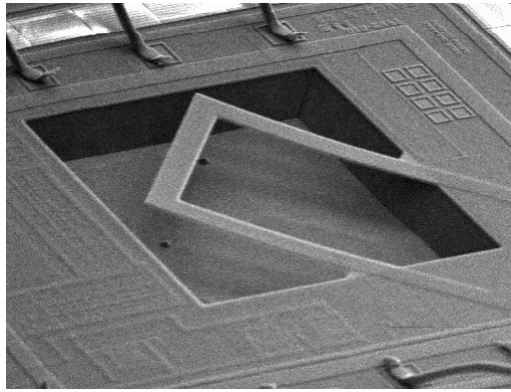
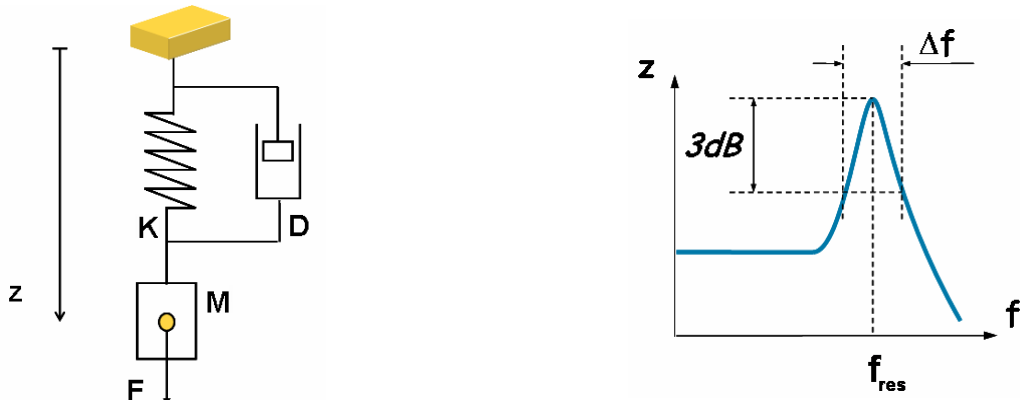


Figure II-2 Image MEB d'un cantilever U-Shape

II.2.2. Modèle mécanique

Un premier modèle analytique du capteur a été introduit et validé par rapport à des résultats de caractérisation dans [1]. Le cantilever U-Shape est considéré comme étant composé de trois poutres : deux bras flexibles et une poutre indéformable sur laquelle agit la force de Lorentz. Il est modélisé par un système du second ordre représenté par un schéma mécanique équivalent (Figure II-3.a). La réponse en fréquence présente un phénomène de résonance prononcé, dû au faible coefficient d'amortissement du système (figure IV-3.b) La force F correspond à la force de Lorentz qui est supposée être appliquée ponctuellement à l'extrémité des deux bras du cantilever. Le comportement de la structure est déterminé par la résolution de l'équation suivante, obtenue par l'application du principe fondamental de la dynamique :

$$(éq. 19) \quad M \frac{d^2 z}{dt^2} = -K \cdot z - D \frac{dz}{dt} + F$$



a – Schéma mécanique équivalent :
 masse M , ressort de raideur K ,
 amortisseur de coefficient D .

b – Réponse en fréquence du système
 mécanique second ordre résonant. z est
 l'enfoncement de l'extrémité du cantilever

Figure II-3 Modélisation du cantilever U-Shape par un système masse, ressort, amortisseur

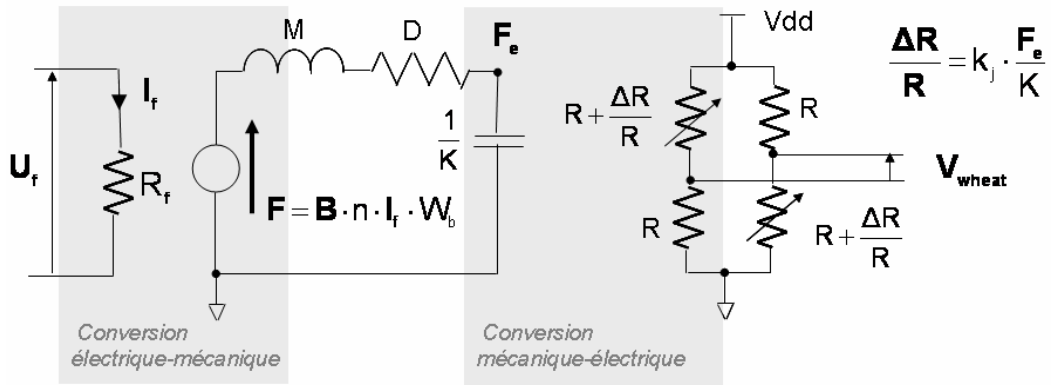
La relation entre l'enfoncement z de l'extrémité et la variation relative de résistance d'une jauge est alors donnée par les équations suivantes :

$$(éq. 20) \quad \frac{\Delta R}{R} = k_j \times z$$

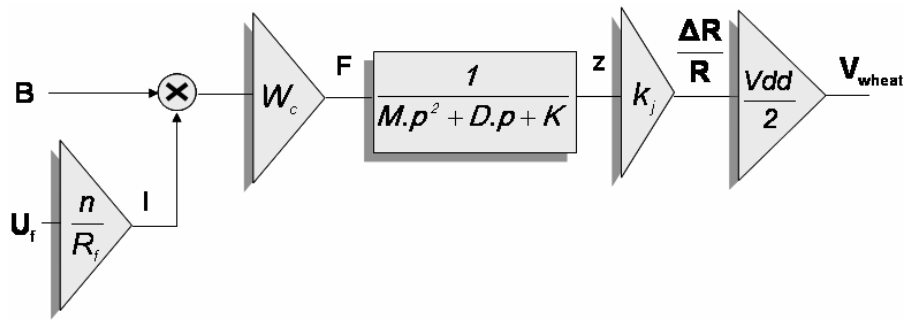
$$(éq. 21) \quad k_j = T_{gf} \times \frac{L}{2 \times W_b} \times K$$

L est la longueur des bras du cantilever et W_b la largeur. T_{gf} est un paramètre qui prend en compte le coefficient piézorésistif du polysilicium. Il ne dépend, au premier ordre, que de données d'ordre technologique. Il a été précédemment caractérisé à $0,0038 \text{ } \%/ \mu N$.

Le modèle complet du capteur, incluant le pont de Wheatstone est alors représenté de deux façons sur la Figure II-4. Le schéma électrique équivalent correspond à une description du modèle dans un langage qui utilise les lois de Kirchhoff, du type VHDL-AMS. La représentation par schéma bloc (« p » est l'opérateur de Laplace) est plus adaptée à la description du type Matlab/Simulink. Le paramètre F_e , introduit dans le schéma électrique, est la force statique équivalente ; n est le nombre d'enroulements de la bobine et R_f sa résistance électrique.



a – Schéma électrique équivalent



b – Schéma bloc

Figure II-4 Modèle mécanique du cantilever U-Shape soumis à un champ magnétique

II.3. Optimisation géométrique

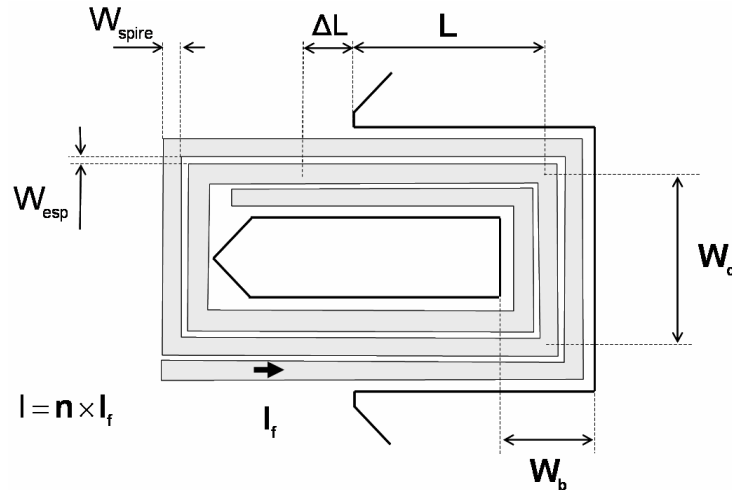
L'étude théorique qui suit est avant tout comparative. Elle a pour but de déterminer quelles sont les dimensions optimales du cantilever U-Shape. Les modèles utilisés sont issus de l'expérience du laboratoire [1] et même si leur précision absolue n'est pas parfaite, ils sont suffisants pour comparer les performances de capteurs de différentes dimensions.

II.3.1. Paramètres de conception

Afin de tirer le meilleur parti du capteur de champ magnétique, il est nécessaire d'optimiser ses dimensions par rapport à des performances souhaitées :

- la résolution qui est déterminée par la sensibilité et le bruit des jauges. La résolution du capteur U-Shape est critique pour pouvoir mesurer le champ magnétique terrestre. C'est le paramètre à optimiser en priorité.
- le coût en consommation et en surface. La consommation est aussi un critère important puisque les micro-boussoles sont souvent utilisées dans des systèmes embarqués. La surface détermine le prix du composant et doit être minimisée.

Pour optimiser le capteur, on peut agir sur les dimensions L , W_b , W_c et n (Figure II-5). La résistance initiale des jauges (R) est aussi un paramètre de conception à déterminer. Nous verrons qu'elle influe sur la résolution du capteur. Notons qu'il existe une incertitude sur le point d'encastrement réel de la structure (ΔL) à cause de son orientation à 45° par rapport au bord de la cavité qui est connu avec une incertitude liée au temps et à la vitesse de gravure. Dans la suite nous prendrons dans un premier temps $\Delta L = 0$ pour simplifier l'étude.



**Figure II-5 Paramètres de conception du cantilever U-shape
(un seul niveau de métal est représenté)**

L'approche utilisée pour l'optimisation est décrite en cinq étapes :

- Evaluation de la sensibilité maximale à la résonance dans le cas optimal où I est maximal. Nous verrons que, sous certaines conditions, les dimensions n'influencent pas la sensibilité absolue.
- Etalonnage du modèle par rapport à des résultats de caractérisation pour améliorer la pertinence de l'étude théorique.
- Optimisation du nombre de spires n pour une dimension donnée de cantilever. Ce paramètre permet d'ajuster la résistance de la bobine pour que le courant total traversant le cantilever soit maximal en l'alimentant sous V_{dd} .
- Optimisation des dimensions qui permet d'avoir la sensibilité relative maximale par rapport au courant consommé dans la bobine (S_{rel}), tout en ayant une sensibilité relative S quasi-maximale. Ces deux paramètres sont liés comme suit :

$$(éq. 22) \quad S_{rel(bobine)} = \frac{S}{I_{f(eff)}}$$

$I_{f(eff)}$ est la valeur efficace du courant d'actuation. Ce paramètre varie en fonction de l'amplitude de la tension d'actuation U_f ainsi qu'avec la forme d'onde. Une sinusoïde est prise comme référence.

- Considération du bruit qui aboutit au choix de la résistance nominale des jauges (R).

II.3.2. Effet des paramètres sur la sensibilité

Pour exprimer analytiquement la sensibilité du capteur, on a besoin de connaître la fonction de transfert du capteur par rapport à l'entrée induction magnétique (B), qui est déduite de la Figure II-4.b et de la relation (éq. 21) :

$$(éq. 23) \quad \frac{V_{wheat}(p)}{B(p)} = I(p) \times W_c \times \frac{1}{M \cdot p^2 + D \cdot p + K} \times T_{gf} \times \frac{L}{2 \times W_b} \times K \times \frac{Vdd}{2}$$

Pour un courant d'actionnement sinusoïdal d'amplitude I à la fréquence de résonance et une induction magnétique statique, la sensibilité est alors :

$$(éq. 24) \quad S = I \times W_c \times \frac{1}{D \cdot \sqrt{\frac{K}{M}}} \times T_{gf} \times \frac{L}{2 \times W_b} \times K \times \frac{Vdd}{2}$$

Pour avoir la sensibilité maximale, le courant I doit être maximal. La limite en courant est fixée par la densité de courant maximale admissible par une section de métal, donnée par le fondeur. Si on note J_{max1} (respectivement J_{max2}) le courant maximal admissible par unité de largeur pour le métal 1 (respectivement le métal 2), le courant maximal admissible par unité de largeur est $J_{max} = J_{max1} + J_{max2}$. D'après le fondeur, J_{max} est égal à $2,4 \text{ mA}/\mu\text{m}$. Le courant maximal pouvant traverser la section d'un bras de cantilever de largeur W_b s'exprime par :

$$(éq. 25) \quad I = J_{max} \times W_b$$

Notons que cette relation n'est qu'une approximation parce que la largeur de conduction n'est exactement égale à W_b parce que il existe un espace entre le bord de la poutre et les lignes de métaux et entre les spires de la bobine. En fixant l'espace entre les spires au minimum de la technologie ($1 \mu\text{m}$ pour le métal 1 et $1,2 \mu\text{m}$ pour le métal 2) et compte tenu des largeurs minimales autorisées par la technologie ($1,4 \mu\text{m}$ pour le métal 1 et $1,6 \mu\text{m}$ pour le métal 2), l'espace perdu entre les spires de la bobine est la cause d'une diminution de 42 % de la sensibilité dans le pire des cas (dimensions minimales).

Les simplifications suivantes sont posées :

- $L = W_c$ (correspondant à un coefficient de forme égal à 1)
- $W_b \ll L$ (les bras sont fins par rapport à leur longueur)

En prenant en compte les approximations, les paramètres K , M et D peuvent être défini en fonction de L , W_b , de constantes technologiques (calculés à partir de paramètres bas niveaux : épaisseurs des couches de matériau, modules d'Young etc ...) et des propriétés du fluide dans lequel est encapsulé le cantilever (dans notre cas, l'air) [1] :

$$(éq. 26) \quad K = 3 \times E_n \times T_{in} \cdot \frac{2 \times W_b}{L^3}$$

$$(éq. 27) \quad M = 2 \times T_m \times W_b \times L$$

Notons que le calcul de la masse équivalente de la structure par l'équation ci-dessus a été remis en cause après la thèse [1]. La relation corrigée est : $M = (3/2) \times T_m \times W_b \times L$. Cependant cette erreur qui introduit un coefficient sur la sensibilité calculée, n'a pas d'incidence au premier ordre sur l'étude comparative qui suit et n'a pas été corrigé.

$$(éq. 28) \quad D = 2 \times T_d \times \eta \times W_b \times L$$

E_n ($3,8 \cdot 10^{11}$ N/m) est le module d'Young d'une structure homogène mécaniquement équivalente à la structure hétérogène formant le cantilever.

T_{in} ($1,63 \mu m^3$) est une constante technologique tel que : $I_n = T_{in} \times (2 \times W_b)$, I_n étant l'inertie de section de des deux bras réunis.

T_m ($12,8 \mu g/\mu m^2$) est la masse par unité de surface de la structure.

T_d ($480 \cdot 10^3 m^{-1}$) est un paramètre semi-empirique et η ($1,85 \cdot 10^{-5}$ Pa.s) est la viscosité dynamique du fluide.

En remplaçant K , M et D par les relations (éq. 26) à (éq. 28) et l'amplitude du courant I par la relation (éq. 25) dans l'équation (éq. 24), la sensibilité à la résonance est alors une constante qui ne dépend pas des paramètres de conception :

$$(éq. 29) \quad S = \frac{\sqrt{3}}{4} \cdot I_{max} \cdot \frac{\sqrt{E_n \times T_{in} \times T_m}}{T_d \times \eta} \cdot T_{gf} \times Vdd = 2,01 V / T$$

Ce résultat surprenant est bien entendu lié aux approximations signalées plus haut. L'explication est la suivante : on montre facilement que la sensibilité statique de la structure est proportionnelle à la surface ($W_c \times L$). Or dans le même temps, le coefficient de qualité (rapport entre la sensibilité à la résonance et la sensibilité statique) diminue proportionnellement lorsque cette surface augmente.

La sensibilité absolue n'est alors pas un critère de dimensionnement de W_b , L et W_c . Il faut donc s'intéresser à la consommation. La puissance consommée dépend de : U_f et R_f .

La tension appliquée aux bornes de la bobine (U_f), n'a pas été prise en compte dans le calcul de la sensibilité maximale. Ceci sous entend que cette tension est réglée pour que la densité de courant dans les spires soient maximales. Cependant il est plus intéressant de pouvoir alimenter le cantilever avec la seule tension de référence disponible sur puce : Vdd . En effet,

la génération d'une tension plus grande n'est pas possible ou coûteuse en consommation et en surface. La génération d'une tension inférieure représente également un coût en consommation. L'amplitude de la tension U_f sera donc un paramètre fixé à V_{dd} pour le reste de l'étude. Concernant R_f , ce paramètre devra être ajusté pour que la densité de courant dans les spires soit maximale.

II.3.3. Etalonnage du modèle

Après avoir présenté un modèle valide au premier ordre, nous avons ensuite comparé les valeurs obtenues grâce à ce modèle avec des résultats de caractérisation. Nous disposons de deux cantilevers :

- Un cantilever A de dimensions : $L = W_c = 320 \mu m$ et $W_b = 40 \mu m$.
- Un cantilever B de dimensions : $L = W_c = 520 \mu m$ et $W_b = 80 \mu m$.

Les paramètres caractérisés et calculés à l'aide du modèle pour ces dimensions sont donnés dans le Tableau II-1. On observe un écart important sur les paramètres K et M entre la caractérisation et la modélisation. L'erreur du modèle provient du manque de précision sur les paramètres bas niveaux (épaisseurs des couches de matériaux, module d'Young, densité ...) mais aussi de certaines simplifications de calcul (se reporter à la thèse [1]). Par contre, le paramètre D est calculé avec précision étant donné qu'il est prédit par un modèle empirique.

		Caractérisation	Modèle	Coefficient de correction (α)
Cantilever A $L = W_c = 320 \mu m$ et $W_b = 40 \mu m$	K (kg/s ²)	3,9	8,3	0,47
	M (kg)	$1,9 \cdot 10^{-10}$	$2,8 \cdot 10^{-10}$	0,68
	D (kg/s)	$2,4 \cdot 10^{-7}$	$2,3 \cdot 10^{-7}$	—————
Cantilever B $L = W_c = 520 \mu m$ et $W_b = 80 \mu m$	K (kg/s ²)	2,4	4,2	0,57
	M (kg)	$7,5 \cdot 10^{-10}$	$10 \cdot 10^{-10}$	0,75
	D (kg/s)	$7,72 \cdot 10^{-7}$	$7,72 \cdot 10^{-7}$	—————

Tableau II-1 Paramètres caractérisés et calculés pour les cantilevers A et B

Pour prendre en compte l'imprécision du modèle par la suite, un coefficient multiplicatif de correction sera appliqué aux paramètres K et M calculés. Les nouveaux coefficients K' et M'

sont alors calculés de la façon suivante $K' = \alpha_K \times K$ et $M' = \alpha_M \times M$. La sensibilité maximale donnée par l'équation (éq. 29) a été recalculée avec les coefficients de corrections. L'équation (éq. 24) montre que la sensibilité est proportionnelle à $\sqrt{K' \cdot M'} / D$. La nouvelle sensibilité maximale (S') est alors :

$$(éq. 30) \quad S' = S \times \sqrt{\alpha_K \cdot \alpha_M}$$

Si le modèle est étalonné sur le cantilever A et le cantilever B les sensibilité maximales sont respectivement $S' = 1,14 \text{ V/T}$ et $S' = 1,31 \text{ V/T}$. Etant donné que la précision du modèle influence la sensibilité maximale qu'il est possible d'atteindre, l'étalonnage du modèle sera appliqué par la suite.

II.3.4. Optimisation du nombre de spires

Dans cette partie, l'ajustement du nombre de spire n pour avoir le maximum de courant traversant la bobine alimentée sous V_{dd} (5 V) est décrit.

Il est tout d'abord intéressant de noter que dans une configuration multi-spire le courant d'excitation du capteur (I_f) est divisée par n par rapport à une configuration mono-spire, pour un même courant total traversant le cantilever (I) et donc pour la même sensibilité absolue. La sensibilité relative est donc améliorée d'un facteur n . Remarquons toutefois que pour une densité de courant maximale dans les spires, le courant total I maximal décroît d'une valeur proportionnelle à la largeur totale d'espace perdu entre les spires (ΣW_{esp}). La sensibilité maximale ne dépend donc que très faiblement du nombre de spire tant que la largeur des spires est bien supérieure à l'espace entre les spires, qui est choisit au minimum accepté par la technologie.

L'optimisation du nombre de spire est illustré pour un cantilever qui a les dimensions suivantes : $L = W_c = 320 \mu m$ et $W_b = 120 \mu m$. Elle est illustrée en trois étapes :

Etape 1 : Calcul de la largeur des spires.

Le calcul de la largeur des spires en métal 1 et 2 (respectivement W_{spire1} et W_{spire2}) s'effectue comme suit :

- Le nombre de spire n_1 en métal 1 est fixé. La largeur des spires en métal 1 peut donc être déduite :

$$(éq. 31) \quad W_{spire1} = \frac{W_b - 2 \times W_{bord1} - (n_1 - 1) \times W_{esp1}}{n_1}$$

La largeur W_{bord} représente l'espace entre le bord du cantilevers et les spires, W_{esp1} représente l'espace perdu entre les spires. Ces deux paramètres sont fixés au minimum de la technologie.

- Sachant que l'intensité du courant circulant des les spires en métal 2 est la même que celle qui circule dans les spires en métal 1, on peut déduire la largeur W_{spire2} à partir de W_{spire1} pour que les densités volumiques de courant soient égales dans les deux couches de métaux.

$$(éq. 32) \quad W_{spire2} = \frac{e_{met1}}{e_{met2}} \times W_{spire1}$$

Où e_{met1} et e_{met2} sont les épaisseurs des couches de métal 1 et 2. Le nombre de spire n_2 peut alors déduit de la même façon que n_1 (cf. (éq. 31)).

Enfin W_{spire1} et W_{spire2} sont reportés sur la Figure II-6 en fonction du nombre de spire n (n_1+n_2), sur un intervalle $n = 40$ à $n = 70$. Elles doivent rester supérieures aux largeurs minimales fixées par la technologie (W_{min1} et W_{min2}). On voit qu'au dessus de $n = 67$, la limite technologique est franchit.

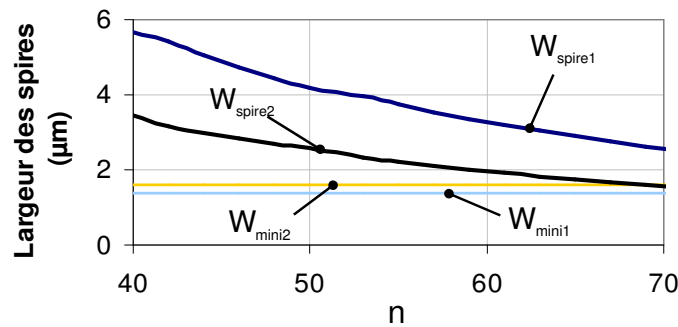


Figure II-6 Variation des paramètres de la largeur des spires en fonction du nombre de spires

Étape 2 : Calcul de la résistance de la bobine (R_f).

La résistance de la bobine se calcule en fonction de n , de la façon suivante :

$$(éq. 33) \quad R_f = n_1 \times \frac{L_{spire}}{W_{spire1}} R_{carré1} + n_2 \times \frac{L_{spire}}{W_{spire2}} R_{carré2}$$

Où $R_{carré}$ est la résistance par carré donné par le fondeur. L_{spire} est la longueur moyenne d'une spire qui est évalué comme suit : $L_{spire} = 4 \times L + 2 \times W_c = 6 \times L$. On considère que la longueur de la partie d'une spire qui est sur le substrat est égale à celle de la partie suspendue. La

Figure II-7 représente la variation de R_f en fonction de n . Etant donné que la largeur des spires diminue lorsque le nombre de spire augmente, la résistance de la bobine augmente donc.

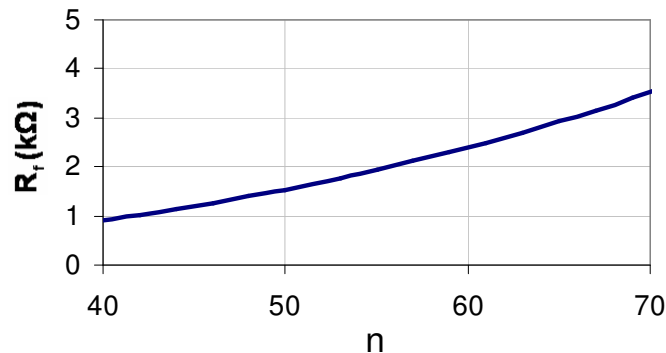


Figure II-7 Variation de la résistance de la bobine en fonction du nombre de spires

Etape 3 : Calcul du courant circulant dans la bobine (I_f).

A partir de la résistance de la bobine, le courant I_f maximal peut être déduit par la relation : $I_f = V_{dd}/R_f$. La variation de I_f en fonction de n est reportée sur la Figure II-8. Le courant maximal admissible est déduit de la densité maximale de courant admissible par unité de largeur (J_{max}) donné par le fondeur :

$$(éq. 34) \quad I_{max} = J_{max1} \times W_{spire1} + J_{max2} \times W_{spire2}$$

Notons qu'une marge de sécurité de 20 % est prise sur les paramètres J_{max} . Etant donné que les densités volumiques de courant circulant dans les deux couches de métaux ont été égalisées auparavant, le courant maximal admissible est le même pour les spires des deux couches. On observe que pour un faible nombre de spire le courant n'est pas admissible à cause de la faible résistance de la bobine. Cependant, I_f diminue lorsque n augmente étant donné que R_f augmente. Le courant maximal admissible baisse également puisque la largeur des spires diminue. Cette décroissance ne dépend que de la largeur alors que I_f dépend aussi de l'augmentation de longueur des spires de la bobine. Il en résulte que le courant I_f peut devenir inférieur au courant maximal I_{max} comme le montre la Figure II-8. En prenant $n = 59$, le courant se situe raisonnablement en dessous de la limite.

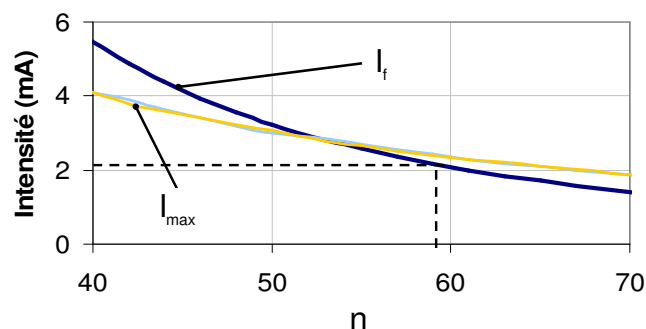


Figure II-8 Variation de l'intensité en fonction du nombre de spire

A ce stade, la résistance de la bobine a été ajustée par action sur le nombre de spire n pour que la densité de courant dans les spires soit quasi-maximale (aux marges de sécurité prises et aux arrondies de calcul près). Pour vérifier que la sensibilité absolue est aussi quasi-maximale, celle-ci est reportée sur la Figure II-9 en fonction de nombre de spire. Elle est calculée à partir de la relation suivante :

$$(éq. 35) \quad S = n \times I_f \times W_c \times \frac{1}{D \cdot \sqrt{\frac{K}{M}}} \times T_{gf} \times \frac{L}{2 \times W_b} \times K \times \frac{Vdd}{2}$$

Le paramètres K , M et D utilisés sont calculé à partir du modèle étalonné sur le cantilever A qui a la même longueur L que le cantilever étudié ici. Les zones de franchissement des limites technologiques correspondent à :

- Limite inférieure : le courant maximal admissible est dépassé.
- Limite supérieure : la largeur des spires est en inférieure au minimum admissible.

Sur la Figure II-9, on observe alors que la sensibilité absolue pour $n = 59$ ($S = 0,59$ V/T) est proche du maximum qui se situe hors des zones de franchissement des limites technologiques. L'écart entre la sensibilité obtenue ici est la sensibilité théorique calculée précédemment (1,14 V/T) est dû aux espaces perdus entre les spires (- 34 %), aux marges prises sur la densité de courant maximale (- 20 %).

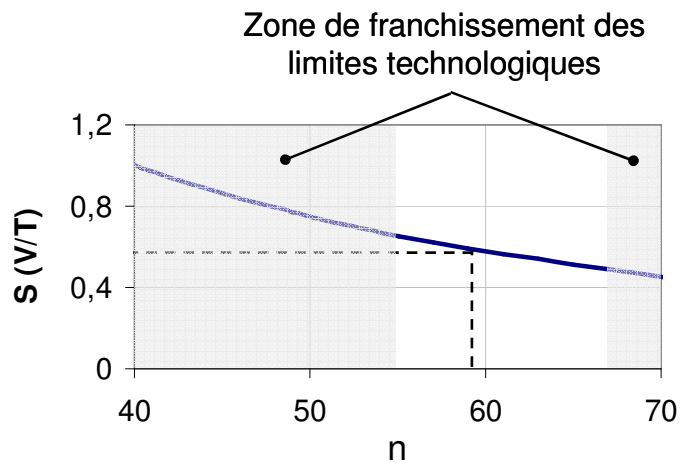


Figure II-9 Variation de la sensibilité absolue en fonction du nombre de spire

En conclusion, il est possible d'ajuster le nombre de spire pour que la densité de courant dans les spires soit maximale avec une tension d'alimentation donnée. La sensibilité absolue est alors quasi-maximale (aux espaces perdus entre les spires près). Pour optimiser la sensibilité relative, il n'est pas possible d'agir sur le paramètre n qui est déjà fixé. Il faut alors jouer sur les dimensions du cantilever (L et W_b).

II.3.5. Choix des dimensions

Pour plusieurs dimensions acceptables (Tableau II-2), les sensibilités absolues et relatives ont été calculées avec un nombre de spire optimal. Notons que pour $L = W_c = 320 \mu m$, le modèle est étalonné à partir des caractérisations du cantilever A qui a la même longueur. Tous les autres sont étalonnés sur les caractérisations du cantilever B de dimensions : $L = W_c = 520 \mu m$.

Il ressort plusieurs constatations du Tableau II-2 :

- Il n'existe pas de nombre de spire n satisfaisant les contraintes technologiques pour les cantilevers de petites dimensions (W_b , L et W_c faible). En effet, si W_c et L sont trop faibles, la longueur totale des spires et donc la résistance de la bobine ne sont pas suffisantes pour que le courant dans la bobine soit admissibles. Pour augmenter la résistance de la bobine, le bras du cantilever peut être élargi et ainsi peut loger plus de spires. Par exemple pour $L = W_c = 320 \mu m$, l'optimisation du nombre de spire ne trouve de solution que pour $W_b = 120 \mu m$.
- On peut observer que la sensibilité absolue varie assez peu d'un cantilever à un autre. Ce résultat est conforme à l'équation (éq. 29). Les différences de sensibilité entre les cantilevers sont dues majoritairement à l'espace perdu entre les spires. Plus le cantilever est grand (W_b , L et W_c grands), plus le nombre de spire nécessaire pour ajuster la résistance R_f est faible. C'est pour cela que le cantilever le plus grand : $W_b = 120 \mu m$ et $L = W_c = 720 \mu m$, a la sensibilité absolue la plus grande (l'espace perdu entre les spires est faible). Par contre d'un point de vue consommation la sensibilité relative est plus faible puisque le nombre de spire est faible.

		W_b		
		60 μm	80 μm	120 μm
$L = W_c$	320 μm	—————	—————	0,59 V/T 385 V/T.A
	520 μm	—————	0,61 V/T 435 V/T.A	0,8 V/T 269 V/T.A
	720 μm	0,52 V/T 432 V/T.A	0,7 V/T 328 V/T.A	0,92 V/T 191 V/T.A

Tableau II-2 Sensibilité absolue et relative pour différentes dimensions de cantilever

Etant donné que le cantilever $W_b = 120 \mu m$ et $L = W_c = 320 \mu m$ a une sensibilité absolue quasi maximale (écart de 35 % par rapport au maximum) et une sensibilité relative également quasi maximale (écart de 11 %), pour une coût en surface le plus faible, ces dimensions ont été retenu comme solution optimale pour l'application boussole. Le cantilever $W_b = 80 \mu m$ et $L = W_c = 520 \mu m$ a une sensibilité absolue et relative meilleure mais le gain qu'il représente ne justifie pas son coût supplémentaire en surface. De plus, la petite taille du cantilever retenu implique une fréquence de résonance plus élevée. Ce dernier paramètre est important puisque le bruit de l'électronique est plus grand dans les basses fréquences.

II.3.6. Effets des paramètres sur le bruit

A ce stade la sensibilité du capteur est optimisée. Il reste donc à optimiser le bruit du capteur pour connaître sa résolution. Une analyse du bruit dans le capteur a été détaillée dans [2]. Seuls les principaux résultats seront rappelés ici de façon à fixer quelques ordres de grandeur, mais aussi à déterminer la résistance nominale des jauges (R), principales sources de bruit.

Il existe deux sources de bruit dans le capteur : d'une part, le bruit électronique (d'origine thermique) dans les résistances et les jauges et d'autre part le bruit mécanique lié à l'agitation des molécules autour du cantilever. Le premier est prépondérant, comme nous allons le montrer.

La densité spectrale de bruit thermique d'une résistance est, pour une température ambiante de 27 °C :

$$(eq. 36) \quad \bar{V}_n(f) = \sqrt{4 \times k_b \times T \times R}$$

k_b est la constante de Boltzmann et T la température ambiante. C'est aussi le bruit total des quatre résistances en sortie du pont de Wheatstone. Il peut être diminué en choisissant une

résistance initiale de jauge (R) petite. Cependant une valeur minimale est fixée par la puissance maximale que le capteur peut consommer. En choisissant $R = 2 \text{ k}\Omega$, la puissance dissipée totale par le pont de Wheatstone est de $12,5 \text{ mW}$ (du même ordre de grandeur que la puissance dissipée par la bobine alimentée par un signal carré) et la densité spectrale de bruit de jauge est $5,75 \cdot 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$. En divisant cette densité par la sensibilité du capteur retenu on obtient une densité équivalente en entrée de $6,7 \cdot 10^{-9} \text{ T}/\sqrt{\text{Hz}}$.

Le bruit mécanique est un bruit blanc qui peut être vu comme une force qui s'additionne à la force de Lorentz F [4] de densité spectrale :

$$(éq. 37) \quad \bar{F}_n(f) = \sqrt{4 \times k_b \times T \times D} = 1,14 \cdot 10^{-13} \text{ N}/\sqrt{\text{Hz}}$$

D étant le facteur d'amortissement du cantilever retenu. Grâce à l'équation reliant la force de Lorentz au champ magnétique 0, on en déduit que cette densité correspond à un bruit équivalent en entrée de $2,8 \cdot 10^{-9} \text{ T}/\sqrt{\text{Hz}}$. Le bruit mécanique est donc plus faible que le bruit thermique. Il n'y a donc pas de raison de l'optimiser. De plus, en sortie du capteur le bruit mécanique est filtré par le comportement résonant du cantilever sur une bande passante d'environ 200 Hz .

Si le signal mesuré en sortie du capteur est filtré électroniquement sur une bande passante de bruit de 200 Hz , le temps de réponse est peu modifié et la résolution du système est d'environ $0,17 \mu\text{T}$. La résolution angulaire de la boussole serait alors de $0,5^\circ$, en France.

II.3.7. Caractéristiques de l'élément sensible retenu

Le Tableau II-3 récapitule les paramètres de conception retenus pour le cantilever. La Figure II-10 est la photographie du cantilever fabriquée avec ces paramètres grâce à la technologie de gravure du substrat par la face avant accessible par le CMP (cf. § I.2.).

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Longueur	L	320	μm
Largeur du cantilever	W_c	320	μm
Largeur du bras	W_b	120	μm
Nombre de spire	n	59	—
Résistance initiale d'une jauge	R	2	$\text{k}\Omega$

Tableau II-3 Paramètres de conception retenus

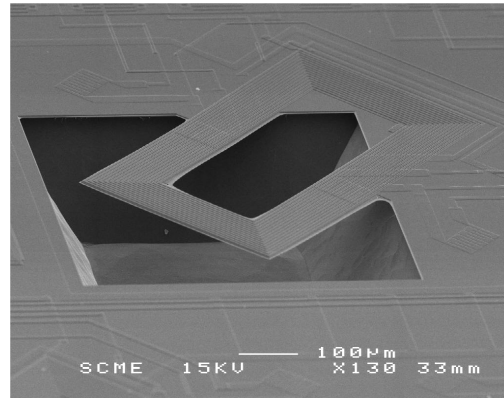


Figure II-10 Image MEB de l'élément sensible retenu

Un cantilever optimisé a été caractérisé. Les paramètres ont été comparés aux résultats théoriques qui sont calculés par rapport aux dimensions des masques de fabrication (Tableau II-4). La longueur totale précédemment estimée de la bobine est légèrement différente de celle du dessin. Cela explique la différence entre la sensibilité théorique donnée dans le Tableau II-2 et celle donnée dans le Tableau II-4.

Il apparaît une erreur de -38 %, de -34 % et de +19 % sur les valeurs théoriques des paramètres respectifs K , M et D . Comme montré dans [1], des variations de 30 % autour d'une valeur moyenne sont observées sur les paramètres K et M en prenant en compte les incertitudes données par le fondeur sur les épaisseurs des couches des matériaux. L'erreur du modèle peut aussi provenir des variations sur les autres paramètres bas niveaux ou la précision des propriétés théoriques des matériaux. Ces sources d'erreur ne remettent cependant pas en cause la méthode utilisée pour optimiser le cantilever et les comparaisons faites entre les différentes tailles de cantilever étudiées puisque elles s'appliquent quelque que soient les dimensions du cantilever considérées.

Par contre, une source d'erreur probable, qui peut remettre en cause l'optimisation faite, est la localisation du point d'encastrement. Plus le cantilever est petit et plus l'importance du paramètre ΔL de la Figure II-5 est grande par rapport à la longueur totale du cantilever. De plus, plus le bras est large et plus l'incertitude est grande. On ne connaît pas de méthode pour déterminer ce paramètre ΔL précisément. Cependant, en choisissant arbitrairement $\Delta L = W_b/\sqrt{2}$, la longueur L est alors égale à $364 \mu\text{m}$ et le coefficient de raideur devient alors $8,42 \text{ N/m}$. L'écart entre la sensibilité théorique et celle qui est mesurée n'est plus que de -7 %. Pour voir si les dimensions retenues sont toujours proches de l'optimum, le cantilever retenu sera comparé à des capteurs d'autres dimensions en prenant en compte ΔL dans la partie II.3.8.

Désignation	Symbole	Théorique	Mesuré	Unité
Raideur	K	12,6	7,79	kg/s ²
Masse	M	6,3·10 ⁻¹⁰	4,03·10 ⁻¹⁰	kg
Coefficient d'amortissement	D	7,83·10 ⁻⁷	9,34·10 ⁻⁷	kg/s
Coefficient de qualité	Q	114	60	—
Fréquence de résonance	f _{res}	22,5	22,1	kHz
Constante technologique de jauge	T _{gf}	38	33	N ⁻¹
Temps de réponse à 5%	τ _{rep}	4,82	2,75	ms
Puissance moyenne totale dissipée (actionnement carré, polarisation des jauges incluse).	P _{canti}	23,4	23,4	mW
Puissance moyenne totale dissipée (actionnement sinusoïdal, polarisation des jauges incluse).	P _{canti}	17,9	17,9	mW
Sensibilité (actionnement sinusoïdal)	S _(sinus)	0,68	0,311	V/T
Sensibilité relative (actionnement sinusoïdal et polarisation des jauges non incluse)	S _{rel(sinus)}	442,4	202,3	V.T ⁻¹ .A ⁻¹
Sensibilité (actionnement carré)	S _(carré)	0,86	0,4	V/T
Sensibilité relative (actionnement carré et polarisation des jauges non incluse)	S _{rel(carré)}	395,6	184	V.T ⁻¹ .A ⁻¹
Densité spectrale de bruit équivalente en entrée (actionnement carré).	\bar{B}_n (f)	6,7·10 ⁻⁹	—	T/√Hz

Tableau II-4 Paramètres et performances théoriques et mesurés d'un cantilever U-shape optimisé

Comme il est expliqué précédemment, la sensibilité est donnée pour un signal d'actionnement d'amplitude 5 V. Deux cas sont considérés dans le Tableau II-4 : le signal sinusoïdal ou le signal carré. Le choix du signal d'actionnement adapté sera discuté dans le chapitre III sur la conception du système parce que cela dépend du bloc électronique qui le génère.

En conclusion, le cantilever caractérisé est suffisamment sensible et la puissance dissipée assez faible pour que le capteur soit embarqué. Les valeurs théoriques des paramètres sont suffisamment proches du cantilever pour permettre la conception du système micro boussole. Rappelons que l'électronique doit être robuste à des incertitudes sur les paramètres du cantilever. Elles sont de l'ordre de l'écart entre les valeurs théoriques et mesurées et donc l'imprécision du modèle du capteur n'est pas primordiale pour valider le microsystème.

II.3.8. Approfondissement : prise en compte de l'incertitude sur la localisation de l'encastrement

Comme le paramètre ΔL influence la sensibilité du cantilever de façon inégale selon les dimensions, il est important de vérifier son impact sur l'optimisation du cantilever. La sensibilité absolue et relative est calculée pour différentes dimensions du cantilever en prenant $\Delta L = W_b/\sqrt{2}$ (Tableau II-5). Toutes les sensibilités obtenues sont inférieures de -10 % à -20 % par rapport à celles calculées pour $\Delta L = 0$. L'effet de changement de longueur n'est donc pas vraiment significatif et les mêmes observations que sur le Tableau II-4 peuvent être faites. En conclusion, le cantilever retenu apparaît toujours comme une solution intéressante.

		W_b		
		60 μm	80 μm	120 μm
$L = W_c$	320 μm	————	————	0,47 V/T 308 V/T.A
	520 μm	————	0,5 V/T 354 V/T.A	0,65 V/T 220 V/T.A
	720 μm	0,46 V/T 386 V/T.A	0,61 V/T 286 V/T.A	0,73 V/T 156 V/T.A

Tableau II-5 Sensibilité absolue et relative pour différentes dimensions de cantilever avec $\Delta L = W_b/\sqrt{2}$

II.4. Etude des phénomènes parasites

Jusqu'ici le modèle de capteur était idéal. Cependant, une analyse en profondeur du capteur montre que la déformation mécanique du cantilever suite à l'application de la force de Lorentz n'est pas le seul phénomène en jeu. D'autres effets sont à prendre en compte : les effets thermiques, le couplage capacitif et le relâchement de contraintes dû à la libération de la structure CMOS. Chaque phénomène sera d'abord caractérisé sur un prototype du cantilever optimisé pris en exemple et ensuite modélisé.

II.4.1. Effets thermiques

A cause de la dissipation de chaleur par effet joule dans le cantilever, des effets thermiques sont observables à la sortie du capteur. Il faut noter que les phénomènes thermiques qui sont vus comme parasites d'un point de vue fonctionnement du capteur seront utilisés pour réaliser des fonctions d'étalonnage (chapitre III) et de test industriel (chapitre IV). L'étude de ces phénomènes est donc importante. Le modèle thermique développé ici sera repris dans le chapitre sur le test pour permettre l'injection de faute.

II.4.1.1. Expérimentation

Cette partie est consacrée à l'étude expérimentale des effets thermiques. Plusieurs méthodes de caractérisation ont été utilisées afin de caractériser ces effets en régime statique comme en régime dynamique. Ainsi, la suite présente les résultats obtenus par imagerie infrarouge ainsi que par différents tests électriques (réponse indicielle, réponse harmonique...). Les différentes méthodes utilisées permettent de recouper les résultats entre eux mais aussi de révéler plusieurs phénomènes.

II.4.1.1.1. Mise en évidence par image infrarouge

La bobine et les jauges dissipent de la chaleur par effet joule à l'intérieur du cantilever. Cette dissipation induit une élévation de température sur la structure puisque son isolation thermique est grande. En effet, celle-ci n'est reliée au substrat que par deux points d'encastrement.

Pour mesurer cette augmentation de température en régime permanent, des images infrarouges d'un cantilever U-Shape ont été prises avec une caméra infrarouge (AVIO, TVS 2000). Par un procédé de soustraction d'images, on peut obtenir l'élévation de température sur la structure (Figure II-11), selon que l'on alimente ou non les éléments dissipateurs (les

résistances du pont de Wheatstone et la bobine). De façon qualitative, nous pouvons constater que :

- La température du substrat reste constante, malgré la dissipation de puissance dans les résistances de référence et dans la partie de la bobine qui est sur le substrat. Ceci s'explique par le fait que le substrat est très conducteur (thermique). On peut donc considérer que la puissance dissipée est trop faible pour élever notablement la température du substrat qui reste donc à la température ambiante.
- L'augmentation de température observée suite à la polarisation des jauges est constante sur toute la structure, malgré leur proximité par rapport à l'encastrement. On peut en déduire que la structure est beaucoup plus conductrice que l'air qui entoure le cantilever. Ce qui signifie que pour ces conditions expérimentales les phénomènes de convection et de radiation peuvent être négligés.

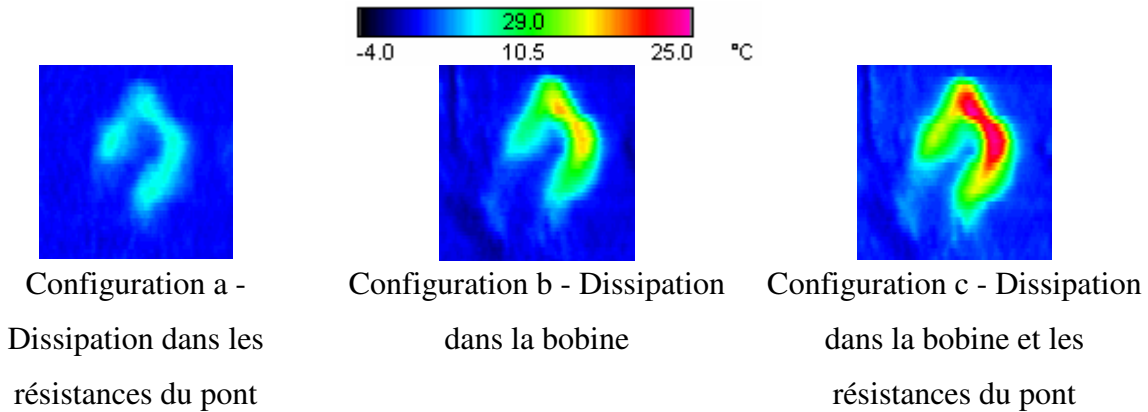


Figure II-11 Images infrarouges différentielles d'un cantilever U-Shape dans trois configurations de dissipation de chaleur

Les augmentations de température à l'extrémité (ΔT_{max}) et au niveau de la jauge (ΔT_j) sont rassemblées dans le Tableau II-6, pour les trois configurations ci-dessus. Notons que la précision des mesures ne permet de déterminer que des ordres de grandeur. On peut définir la résistance thermique relative à l'échauffement au niveau de la jauge par un élément dissipateur comme ci-dessous :

$$(éq. 38) \quad R_{th} = \frac{T_j - T_{amb}}{P} = \frac{\Delta T_j}{P}$$

T_j est la température moyenne de la jauge, T_{amb} la température ambiante, P est la puissance dissipée par l'élément dissipateur. La résistance thermique représente la propriété d'une structure à s'opposer au phénomène de conduction de chaleur. En d'autres termes, plus la résistance thermique est élevée, plus l'isolation thermique de la structure est grande.

La résistance thermique équivalente au niveau de la jauge par rapport à l'échauffement des deux jauges (R_{thj}) et par rapport à l'échauffement de la bobine (R_{thf}) sont définies dans le Tableau II-6. Les élévations de température produites par chaque élément dissipateur s'additionnent si la superposition est applicable au système thermique. Cela suppose que les effets de convections et radiations sont nuls et que la résistivité thermique des matériaux ne dépend pas de la température. C'est en effet le cas pour les échauffements considérés ici. L'élévation de température est alors égale à :

$$(éq. 39) \quad \Delta T_j = R_{thj} \times P_j + R_{thf} \times P_f$$

Où P_j et P_f sont respectivement la puissance dissipée par les deux jauges et la puissance dissipée par la bobine. Sur le Tableau II-6, on observe que les résistances thermique R_{thj} (1120 °C/W) et R_{thf} (1101 °C/W) sont proches. Ceci s'explique par la quasi-nullité des phénomènes de convection et de radiation et par la proximité des jauges par rapport aux points d'encastrement. Ainsi, peu importe comment est dissipée la puissance dans le cantilever (uniformément ou ponctuellement), le flux de chaleur s'écoulant le long des bras du cantilever est le même au niveaux des jauges. L'élévation de température résultante est donc la même.

Notons que sur le Tableau II-6 aucune résistance thermique n'est défini pour les deux éléments dissipateurs réunis parce que ce paramètre aurait peu de sens physique. En effet, les jauges et la bobine ne peuvent pas être considérés comme un seul élément dissipateur puisque les puissances P_f et P_j sont indépendantes. D'autre part, d'après l'équation (éq. 39) ceci implique que $R_{thf} = R_{thj}$, ceci n'est vrai qu'au premier ordre et si les jauges sont placées près de l'encastrement. Dans un cas général, il n'est pas possible de définir une seule résistance thermique équivalente pour tous les éléments dissipateurs indépendants.

	Jauges	Bobine	Jauges et Bobine
Puissance fournie à la structure : P (mW)	6,25	6,36	12,61
Augmentation maximale de température sur le cantilever : ΔT_{max} (°C)	7	17	24
Augmentation de la température au niveau de la jauge : ΔT_j (°C)	7	7	14
Résistance thermique équivalente au niveau de la jauge : R_{th} (en °C/W)	1120	1101	_____

Tableau II-6 Mesure expérimentale de la température atteinte sur la structure pour différents éléments dissipateurs

L'échauffement de la structure a deux conséquences sur le signal en sortie du pont de Wheatstone :

- La première est liée à la sensibilité thermique des jauges en polysilicium. Puisque les résistances de référence du pont de Wheatstone sont placées sur le substrat, celles-ci ne subissent pas de variation de température. Ainsi, l'augmentation moyenne de température des jauges produit un déséquilibre du pont. Si on suppose que les jauges sont polarisées par une alimentation continue, il en résulte un offset statique en sortie. Par contre, si on considère un signal électrique alternatif appliqué aux bornes de la bobine, il se produit un signal ayant une composante continue et une composante alternative en sortie du pont de Wheatstone. Ces phénomènes seront appelés effet direct de la température sur les jauges.

- La seconde conséquence est liée à la différence des coefficients de dilatation des matériaux qui composent la structure. L'augmentation de température induit donc un mouvement de la structure qui est détecté par les jauges. Dans ce cas aussi, le signal en sortie du pont a une composante continue (offset statique) et une composante alternative. Nous verrons par la suite que ce phénomène d'actionnement thermique peut être négligé par rapport à l'effet direct de la température quand le cantilever n'est pas en résonance.

En conclusion, l'étude des phénomènes thermiques par des images infrarouges donne un ordre de grandeur des températures qui sont atteintes sur les cantilevers. Elles permettent aussi d'observer que certains phénomènes sont négligeables, ce qui servira pour la construction d'un modèle simple. Cette augmentation de température a des conséquences sur le pont de Wheatstone qui sont liées à des phénomènes physiques différents (effet direct et actionnement thermique) et qui sont de plusieurs natures (offset statique et signal variable). Ces phénomènes parasitent la mesure du champ magnétique et il est donc nécessaire de les étudier. Nous traiterons l'offset statique plus tard (Chapitre II.4.3). Les effets d'un signal thermique variable sont traités ci-dessous. Dans la pratique la tension d'alimentation du pont de Wheatstone est continue, c'est pour cela que seul l'échauffement de la bobine sera étudié en régime dynamique.

II.4.1.2. Mesure électrique : réponse indicielle

On s'intéresse ici uniquement à l'effet thermique que produit l'échauffement de la bobine. Le protocole expérimental est présenté sur la Figure II-12. Le champ magnétique appliqué est nul pour éviter que la réponse en sortie V_{out} soit liée à une quelconque force magnétique. L'amplificateur est intégré sur la puce. Avant d'appliquer une tension aux bornes de la

bobine, le pont de Wheatstone est équilibré de façon à éviter la saturation de l'amplificateur qui peut être causée par un offset en sortie du pont.

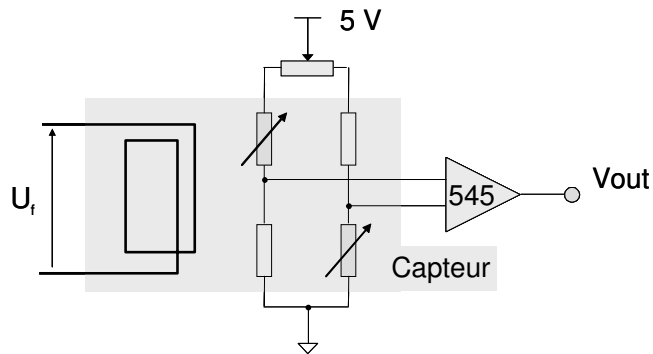


Figure II-12 Protocole expérimental pour la réponse thermique indicielle

La réponse thermique indicielle (Figure II-13) correspond approximativement à la réponse d'un système du premier ordre. Le bruit est filtré par un oscilloscope synchronisé sur le signal d'entrée. La sortie est donc une mesure de la température au niveau des jauges. La relation linéaire entre la puissance dissipée et le signal de sortie, en régime permanent, a été vérifiée. Il est possible d'extraire la résistance thermique et la constante de temps thermique de la structure. La variation relative de résistance des jauges se calcule comme suit :

$$(éq. 40) \quad \frac{\Delta R}{R} = \frac{V_{out}}{545 \times \frac{V_{dd}}{2}}$$

A partir de la sensibilité thermique donnée par le fondeur comme paramètre de technologie, on déduit l'augmentation de température moyenne atteinte par la jauge :

$$(éq. 41) \quad \Delta T_j = \frac{\left(\frac{\Delta R}{R}\right)}{k_{th}}$$

Connaissant la puissance dissipée, il est alors possible de déduire la résistance thermique équivalente au niveau de la jauge à partir de la relation (éq. 38). Cette valeur et les paramètres sont synthétisés dans le Tableau II-7.

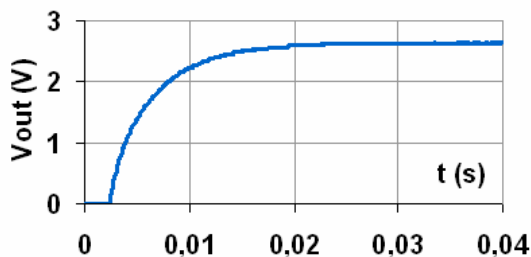


Figure II-13 Réponse thermique indicielle

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Puissance fournie par la bobine à la structure	P_f	1,346	mW
Constante de temps à 63 %	τ_{th}	4,2	ms
Tension de sortie en régime permanent	$V_{out}(\infty)$	2,62	V
Sensibilité de la jauge à la température donnée par le fondeur	k_{th}	$0,9 \cdot 10^{-3}$	$^{\circ}C^{-1}$
Variation relative de résistance des jauges	$\Delta R/R$	0,192	%
Echauffement de la jauge à l'équilibre thermique	ΔT_j	2,13	$^{\circ}C$
Résistance thermique équivalente au niveau de la jauge	R_{thf}	1582	$^{\circ}C/W$

Tableau II-7 Mesure expérimentale des paramètres thermiques faites à partir de la réponse thermique indicielle

La résistance thermique mesurée est du même ordre de grandeur que celle évaluée grâce aux images infrarouges. Elle est cependant supérieure de 36 %. Cette différence est liée au manque de précision de la mesure infrarouge, à l'hypothèse de jauge ponctuelle et à l'imprécision du coefficient k_{th} . En effet, la précision de ce dernier n'est pas contrôlée par le fondeur.

En conclusion, la réponse indicielle a permis de caractériser deux paramètres du cantilever : sa résistance thermique et sa constante de temps thermique.

II.4.1.3. Mesure électrique : réponse en fréquence

On s'intéresse maintenant à la réponse du système lorsqu'on applique une excitation sinusoïdale sur la bobine. Le protocole expérimental est le même que pour la réponse indicielle. Le gain de l'amplificateur est programmable à 545 ou 4240 pour pouvoir changer de dynamique. L'excitation sinusoïdale en entrée est différentielle et symétrique. C'est à dire que les potentiels aux deux terminaux de la bobine varient avec la même amplitude et sont en opposition de phase. Il en résulte un courant circulant dans la bobine (I_f) de la forme :

$$(éq. 42) \quad I_f = I_{f_0} \times \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$$

f étant la fréquence d'entrée.

L'amplitude crête à crête du signal de sortie de pont V_{wheat} en fonction de f est reportée sur la figure 7. On observe en sortie un doublement de la fréquence d'entrée. En effet, la puissance dissipée sur la bobine varie selon :

$$(éq. 43) \quad P_f = R_{fc} \times I_f^2 = R_{fc} \times I_{f_0}^2 \times \left(1 - \frac{1}{2} \cdot \cos(2 \times (2 \cdot \pi \cdot f \cdot t))\right)$$

R_{fc} étant la résistance électrique de la partie de la bobine située sur le cantilever. On voit donc apparaître un terme continu qui est donc vu comme un offset sur le pont de Wheatstone et une composante fréquentielle à une fréquence égale au double de la fréquence du signal d'entrée. La réponse est celle d'un système passe bas auquel s'ajoute un pic lié à l'actionnement thermique. En dehors de la fréquence du pic, le signal de sortie est lié à l'effet direct de la température sur les jauges. Le pic est obtenu pour une fréquence d'entrée égale à 12 kHz, ce qui est la moitié de la fréquence de résonance de la structure. A cette fréquence le cantilever entre en résonance et le signal d'actionnement thermique est mesurable. Pour les autres fréquences ce signal est trop faible pour pouvoir être mesuré. L'amplitude du signal de sortie pour 12 kHz est faible (17,5 μV), en grande partie parce que la fréquence de coupure est beaucoup plus basse. Cependant le signal de mesure du champ magnétique terrestre est du même ordre de grandeur et peut donc être perturbé.

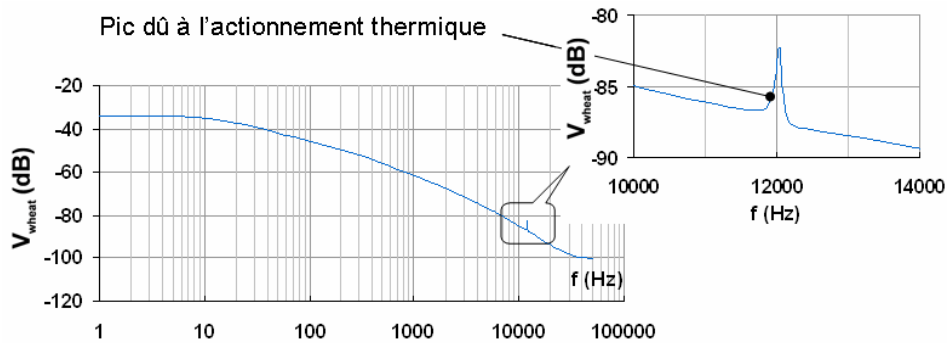


Figure II-14 Réponse en fréquence

La résistance thermique et la constante de temps peuvent être déduites de l'amplitude du signal à basse fréquence et de la fréquence de coupure thermique à -3 dB . Les valeurs sont synthétisées dans le Tableau II-8.

Nom	Symbole	Valeur	Unité
Amplitude de la tension d'entrée.	U_{f0}	4,7	V
Amplitude crête à crête de la composante alternative de la puissance dissipée	P_{f0}	5,6	mW
Amplitude crête à crête en sortie du pont à basse fréquence	V_{wheat0}	19,72	mV
Fréquence de coupure thermique à -3 dB	f_c	38	Hz
Amplitude crête à crête de la variation relative de résistance des jauges	$\Delta R_{pp}/R$	0,0078	—
Amplitude crête à crête de la variation de température des jauges	ΔT_j	8,67	°C
Constante de temps : $1/(2\pi f_c)$	τ_{th}	4,19	ms
Résistance thermique équivalente au niveau de la jauge	R_{thf}	1547	°C/W
Fréquence du pic d'actionnement thermique	$f_{res}/2$	12	kHz
Amplitude du pic d'actionnement thermique	V_{acth}	17,5	μV

Tableau II-8 Mesure expérimentale des paramètres thermiques faites à partir de la réponse thermique en fréquence

On retrouve bien les mêmes valeurs de résistance thermique et de constante de temps que pour une mesure indicielle. De plus, la réponse harmonique permet de mettre en évidence le phénomène d'actionnement thermique du cantilever qui n'est pas observé par réponse indicielle.

II.4.2. Modélisation

II.4.2.1. Calcul de la température dans le cantilever

D'après nos observations, l'échauffement du cantilever peut être modélisé par un système thermique du premier ordre. Les paramètres du modèle sont donc sa résistance thermique (R_{thf}) et sa capacité thermique (C_{thf}). Dans la suite les propriétés thermiques et dimensions des matériaux, servant au calcul des paramètres du modèle, seront synthétisées. Ensuite, les hypothèses du modèle seront discutées. Enfin, la simulation d'un modèle distribué sera utilisée pour déduire les paramètres du modèle du premier ordre.

II.4.2.1.1. Propriétés thermiques et dimensions des matériaux :

Le calcul de R_{thf} et C_{thf} nécessite de connaître les valeurs des conductivités thermiques et chaleurs spécifiques de chaque matériau, ainsi que des paramètres géométriques (épaisseurs,

largeurs). Ces données sont résumées pour une température de 27 °C dans le Tableau II-9 (valeurs extraites de [5]).

i	Matériau	Conductivité thermique : κ_i (W/m.K)	Chaleur spécifique : c_i (J.kg ⁻¹ .K ⁻¹)	Masse volumique : D_i (kg.m ⁻³)	Epaisseur : e_i (μm)	Largeur effective : W_i (μm)
1	Oxyde de champ	1,38	898	2200	0,52	120
2	Oxyde de grille	1,38	898	2200	0,016	120
3	Polysilicium 1	28	696	2300	0,42	0
4	Oxyde Poly1/Poly2	1,38	898	2200	0,0195	120
5	Polysilicium 2	28	696	2300	0,27	0
6	Oxyde Poly/Métal	1,38	898	2200	0,65	120
7	Métal 1	237	896	2700	0,6	81,25
8	Oxyde de via	1,38	898	2200	1	120
9	Métal 2	237	896	2700	1	68
10	Nitride de passivation	19	710	3100	1	120

Tableau II-9 Propriétés thermiques des matériaux

La conductivité thermique (κ_i) caractérise la résistance au passage de la chaleur dans un matériau. La chaleur spécifique (c_i) est la quantité de chaleur nécessaire pour élever d'un degré la température d'une unité de masse d'un matériau.

Pour les couches diélectriques la largeur effective correspond à la largeur W_b du bras de cantilever. Pour les couches de la bobine, la largeur effective correspond à la somme des largeurs des spires.

II.4.2.1.2. Hypothèses

Comme on a vu par expérimentation le seul phénomène en jeu est celui de conduction de chaleur dans les bras. Les phénomènes de radiation, de convection et de conduction par l'air sont donc négligés. L'évacuation de la chaleur se fait alors exclusivement par le substrat qui est considéré comme un puit thermique à la température ambiante.

Etant donné la géométrie de la structure, les gradients de température dans le sens de la largeur et de l'épaisseur peuvent être négligés. Dans le sens de la longueur de la structure les différents matériaux conduisent la chaleur en parallèle. On peut alors calculer la conductivité thermique équivalente de toute la structure :

$$(éq. 44) \quad \kappa_b = \frac{\sum_{i=1}^{i=10} \kappa_i \cdot W_i \cdot e_i}{W_b \cdot e_b} = 52,57 \text{ W.m}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$$

La structure est alors équivalente à un matériau homogène de conductivité thermique κ_b , de largeur W_b et d'épaisseur e_b . La conduction étant uniquement dans le sens de la longueur, le cantilever peut être représenté par un barreau droit (Figure II-15). Sa longueur ($L_b = 1124 \mu m$) est définie comme la longueur de la ligne milieu de la poutre entre les deux encastres mécaniques. Ces derniers sont maintenus à la température de référence ($\Delta T = 0 \text{ }^\circ\text{C}$). La température à la distance x d'une des extrémités est notée $T(x)$.

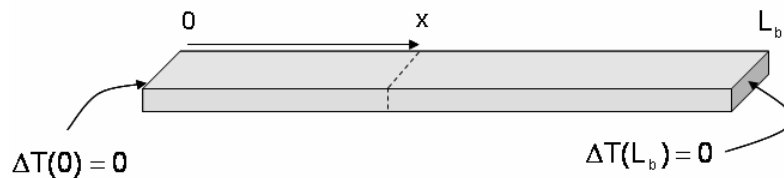


Figure II-15 Représentation rectiligne du cantilever

II.4.2.1.3. Description du modèle distribué

Une façon simple de simuler le comportement thermique en statique, en transitoire ou en régime harmonique est de discrétiser le cantilever en n parties, modélisées par un circuit électrique équivalent (Figure II-16).

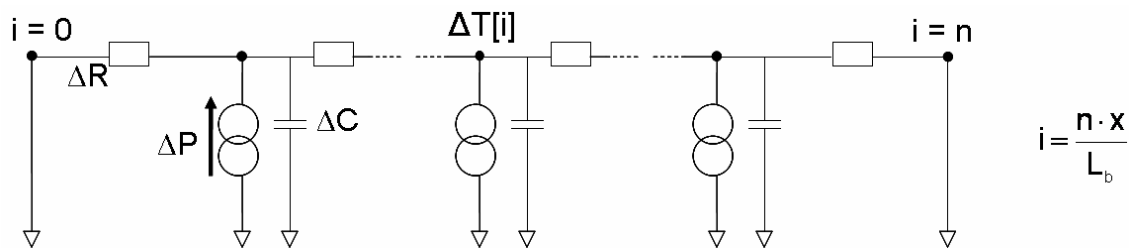


Figure II-16 Circuit équivalent du modèle distribué.

Le système de la Figure II-16 possède $n+1$ nœuds numérotés de $i = 0$ à $i = n$. Les nœuds $i = 0$ et $i = n$, qui sont identiques, représentent les extrémités du cantilever. Ils sont donc à la référence thermique. Chaque élément est représenté par un apport de puissance ΔP (équivalent à un générateur de courant), une résistance thermique série ΔR et une capacité thermique ΔC .

- La puissance fournie par la bobine au cantilever (P_f) étant uniformément dissipée sur toute la longueur, on en déduit :

$$(éq. 45) \quad \Delta P = \frac{P_f}{n}$$

- La résistance thermique se déduit de la conductivité thermique équivalente (κ_b) :

$$(éq. 46) \quad \Delta R = \frac{L_b}{n \cdot \kappa_b \cdot W_b \cdot e_b}$$

- La capacité thermique se déduit de la capacité thermique par unité de longueur (C_l)

$$(éq. 47) \quad \Delta C = \frac{C_l \cdot L_b}{n}$$

C_l est déduite des chaleurs spécifiques des matériaux :

$$(éq. 48) \quad C_l = \sum_{i=1}^{i=n} c_i \cdot D_i \cdot e_i \cdot W_i = 1,07 \cdot 10^{-3} J.K^{-1}.m^{-1}$$

L'entrée du modèle est la puissance P_f . Les sorties sont les températures aux nœuds : $\Delta T[i]$. Ce modèle peut être décrit par un langage compatible avec les lois de Kirchhoff (verilog-a ou VHDL-AMS). La discrétisation en cellules (ΔP , ΔR , ΔC) peut alors être paramétrée par n et générée automatiquement. Plus n est grand, plus la simulation est précise et plus il y a de nœuds observables. Pour $n > 30$, l'imprécision sur la température maximale atteinte est excellente (inférieure à 0,5 %).

II.4.2.1.4. Simulation du modèle distribué

Le modèle distribué, écrit en verilog-a, a été simulé pour vérifier sa validité et déduire les paramètres de résistance thermique (R_{thf}) et capacité thermique (C_{thf}) du cantilever. Le paramètre n est fixé à 39 dans la suite.

En observant tous les nœuds du système, il est possible de tracer le profil de température statique le long du cantilever pour une puissance fournie correspondant à une tension de 5 V appliquée à la bobine (Figure II-17). La forme parabolique de la courbe montre que la température atteinte par le cantilever est maximale à son extrémité ($x = 562 \mu m$). Ce profil correspond bien à l'équation de la température $\Delta T(x)$, déduite de la résolution de l'équation de Laplace, qui est donné par :

$$(éq. 49) \quad \Delta T(x) = \frac{-P_f}{2 \times \kappa_b \times L_b \times W_b \times e_b} \cdot x^2 + \frac{P_f}{2 \times \kappa_b \times W_b \times e_b} x$$

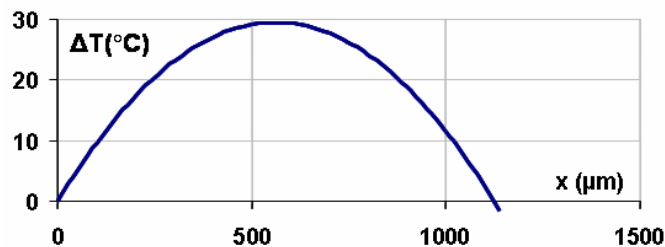
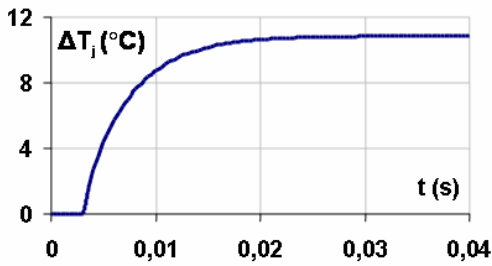


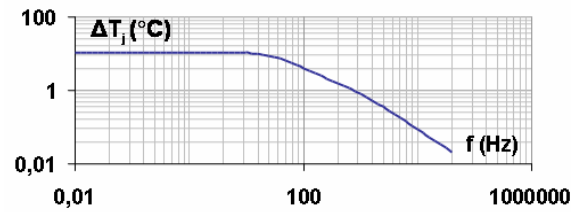
Figure II-17 Température en fonction de la distance à un encastrement

Il est possible d'analyser la réponse thermique du cantilever au niveau de la jauge par réponse transitoire ou AC (Figure II-18). La température de la jauge est prise à la position $i = 4$

correspondant à l'abscisse du centre de la jauge ($x = 115,28 \mu m$). L'amplitude de la tension sur la bobine est maximale (5 V).



a – Réponse indicielle de la température d'une jauge.



b – Réponse en fréquence de la température d'une jauge

Figure II-18 Simulation à partir du modèle distribué

On peut voir sur la réponse en fréquence que l'atténuation au-delà de la fréquence de coupure suit une tendance de -20 dB/décade , qui correspond à la réponse d'un premier ordre. Il faut toutefois noter que c'est une approximation. Le système n'est pas exactement du premier ordre parce que la puissance dissipée est répartie sur toute la structure.

Le Tableau II-10 résume les caractéristiques statiques et dynamiques des deux réponses.

Désignation	Symbole	Valeur	Unité
Puissance fournie au cantilever	P_f	6,36	mW
Température de la jauge à l'équilibre (ΔT_j) mesurée sur la réponse transitoire et en fréquence	ΔT_{j0}	10,86	°C
Constante de temps thermique à 63 % mesurée sur la réponse transitoire	τ_{th}	4,17	ms
Fréquence de coupure thermique mesurée sur la réponse en fréquence	f_c	35,48	Hz
Constante de temps thermique mesurée sur la réponse en fréquence, déduite de la fréquence de coupure	τ_{th}	4,49	ms

Tableau II-10 Mesure théorique des caractéristiques des réponses indicielle et fréquentielle

Des valeurs ci-dessus, on peut déduire la résistance et capacité thermique équivalente du modèle. Le premier paramètre est déduit de l'équation (éq. 38). Le second est défini comme suit :

$$(éq. 50) \quad C_{thf} = \frac{\tau_{th}}{R_{thf}}$$

Cette capacité équivalente, qui permet de modéliser le comportement thermique dynamique du cantilever, est valable seulement en considérant que l'élément dissipateur est la bobine et que la température est observée au niveau de la jauge. Les valeurs expérimentales de ces paramètres ont aussi été calculées. Les paramètres calculés par la simulation du modèle distribué sont synthétisés dans le Tableau II-11 et comparés aux résultats expérimentaux. La résistance thermique R_{thf} a été caractérisée précédemment (Tableau II-7 et Tableau II-8). La capacité thermique C_{thf} expérimental est déduite de l'équation (éq. 50) et de la constante de temps caractérisée précédemment (Tableau II-7 et Tableau II-8).

Symbole	Modèle (réponse indicielle)	Modèle (réponse en fréquence)	Expérimental (réponse indicielle)	Expérimental (réponse en fréquence)	Expérimental (infra-rouge)	Unité
R_{thf}	1707	1707	1582	1547	1101	°C/W
C_{thf}	2,44	2,63	2,65	2,7	—	μJ/°C

Tableau II-11 Paramètres du modèle thermique : valeurs théoriques et mesurées

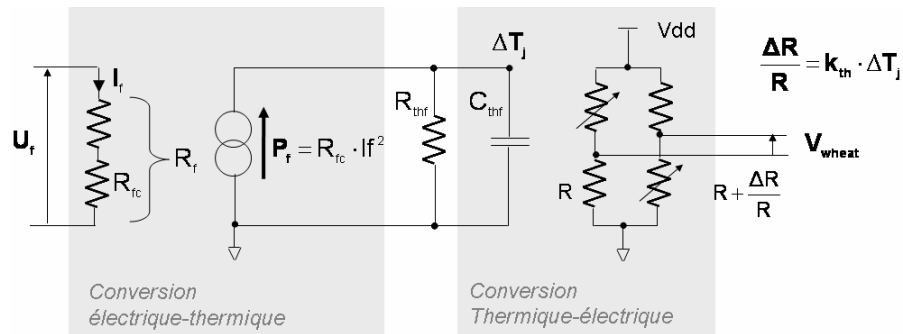
Les résultats montrent que le calcul théorique à partir des propriétés thermiques des matériaux est précis. Quelque soit la méthode choisie (réponse en fréquence ou transitoire) l'erreur sur la valeur est inférieure à 10 % pour la résistance thermique et 15 % pour la capacité thermique.

II.4.2.2. Modélisation de l'effet direct

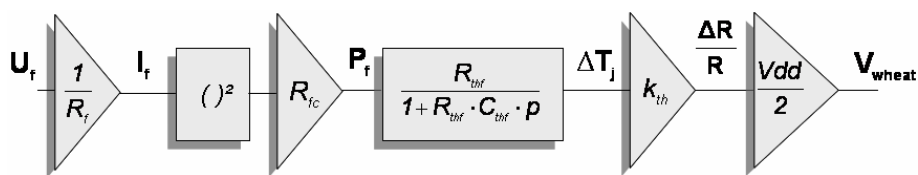
L'effet direct de la température du cantilever sur les jauges nécessite une modélisation de l'échauffement. Le modèle distribué permet de calculer la température dans le cantilever. Cependant, l'approche choisie pour la simulation du capteur avec l'électronique est d'avoir un modèle simplifié pour ne pas alourdir la charge de traitement du simulateur. Il a donc été choisi de garder les paramètres thermiques globaux : résistance (R_{thf}) et capacité (C_{thf}). La même approche a été utilisée pour le modèle mécanique du cantilever dans lequel les paramètres globaux sont : la masse, le coefficient de raideur et le coefficient d'amortissement. Il faut noter que l'approche choisit réduit le système à un premier ordre thermique. C'est une approximation qui est suffisamment précise pour valider l'électronique associée au capteur par co-simulation.

Le modèle proposé pour prendre en compte l'effet direct de la température sur les jauges est présenté sur la Figure II-19, sous forme de schéma bloc et circuit électrique équivalent. La résistance R_{fc} correspond à la résistance de la partie de la bobine située sur le cantilever. Le

paramètre k_{th} est la sensibilité thermique des jauges. Rappelons que c'est une propriété du polysilicium déposé. C'est donc une constante technologique.



a – Schéma électrique équivalent



b - Schéma bloc

Figure II-19 Modèle thermique du cantilever prenant en compte l'effet direct de la température sur la structure

II.4.2.3. Modélisation de l'actionnement thermique

La modélisation de l'augmentation de température dans le cantilever permet aussi de prendre en compte son actionnement thermique. Ce phénomène est causé par la différence de coefficient de dilatation entre les différentes couches (de façon similaire à un effet bilame). En effet, le coefficient de dilatation de l'aluminium est environ 10 fois plus élevé que celui des oxydes. L'échauffement de la structure dû à la dissipation joule dans la bobine crée une contrainte longitudinale qui est différente pour chaque couche. Cela a pour conséquence une courbure du cantilever. En régime statique, la courbure en un point du cantilever est proportionnelle à la température locale [7]. Elle est donc maximale à l'extrémité. Le profil de déformation du cantilever actionné thermiquement est donc très différent du profil obtenu dans le cas d'un actionnement par une force appliquée ponctuellement, hormis dans le cas de la résonance. En effet, la résonance est principalement le résultat de l'inertie de la structure et des forces de frottement. Le cantilever en résonance se déforme alors comme il le serait s'il était soumis à une accélération extérieure. Dans ce cas la force peut, en approximation, être considérée comme étant ponctuelle. L'actionnement thermique n'étant expérimentalement observé qu'avec la résonance mécanique, nous utiliserons un coefficient k_d pour modéliser la

conversion thermique/mécanique, comme il est utilisé dans [8], [9] et [10] pour des structures multicouches CMOS. Il est défini comme suit :

$$(éq. 51) \quad k_d = \frac{F_{th}}{\Delta T_j}$$

F_{th} étant la force thermique équivalente appliquée en bout du cantilever. Le modèle complet est présenté sur la Figure II-20. La force thermique F_{th} est en entrée du modèle K, M, D du cantilever. Rappelons que ce modèle n'est valable que dans le cas d'un actionnement thermique entraînant la résonance du cantilever (soit pour $f(U_f) = f_{res}/2$ dans le cas d'un signal d'actionnement sinusoïdal).

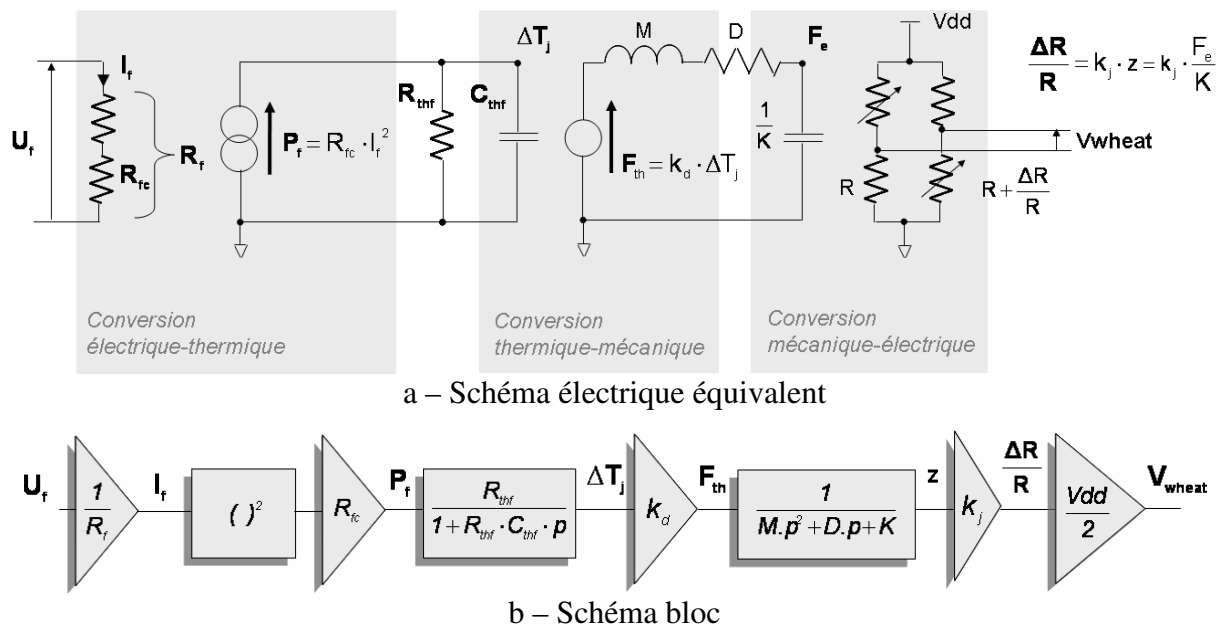


Figure II-20 Modèle thermique du cantilever prenant en compte l'échauffement de la structure et l'actionnement thermique : Circuit équivalent et schéma bloc

A partir de la hauteur du pic d'actionnement thermique mesurée (V_{acth} cf Tableau II-8.) on peut estimer le coefficient k_d . En effet, sachant que le système est en résonance, on en déduit que l'amplitude de la force thermique est :

$$(éq. 52) \quad F_{th} = \frac{V_{acth} \cdot K}{\left(\frac{Vdd}{2}\right) \cdot k_j \cdot Q}$$

Rappelons que K est le coefficient de raideur du cantilever. Q est le coefficient de qualité. C'est le rapport entre la sensibilité statique est la sensibilité à la résonance.

L'application numérique donne $F_{th0} = 2,65 \text{ nN}$, en prenant les paramètres expérimentaux du modèle mécanique définis dans le Tableau II-4.

L'amplitude de la température ΔT_j , sachant que l'atténuation due à la fréquence de coupure thermique est -53 dB , est $0,0194 \text{ }^\circ\text{C}$. A partir de (éq. 51), on en déduit $k_d = 1,36 \cdot 10^{-7} \text{ N}/^\circ\text{C}$.

II.4.2.4. Conclusion

On a vu que les effets thermiques, produits par la bobine, peuvent être modélisés par des modèles simples compatibles avec le modèle mécanique K, M, D du cantilever. Il a été nécessaire d'introduire deux paramètres (R_{thf} et C_{thf}) pour modéliser l'augmentation de température ainsi que deux paramètres de sensibilité transversale (k_{th} et k_d) qui modélisent deux types de conversion d'un domaine physique à un autre (thermique-électrique pour k_{th} et thermique-mécanique pour k_d).

Les signaux parasites créés sur la sortie du pont de Wheatstone dépendent du signal d'actionnement utilisé. Ce choix sera discuté dans le chapitre III portant sur la conception du système entier micro boussole.

Il faut noter que seul l'échauffement de la bobine a été considéré. L'échauffement des jauges n'a qu'une conséquence statique sur le pont de Wheatstone. Ce phénomène est confondu avec d'autres effets statiques qui seront détaillés par la suite.

II.4.3. Déséquilibre statique du pont de Wheatstone

Dans la suite, les causes et conséquences du déséquilibre du pont de Wheatstone sont d'abord analysées. Ensuite, des caractérisations permettent de déterminer la contribution de chaque phénomène qui induit un offset.

II.4.3.1. Causes et conséquences du déséquilibre du pont

Le déséquilibre du pont de Wheatstone est causé par un mauvais appariement des jauges et des résistances de références lorsque aucun champ magnétique n'est appliqué au capteur. Il a deux conséquences néfastes sur le fonctionnement du capteur :

- Il est la cause d'un offset différentiel statique qui peut causer la saturation des amplificateurs.
- Il est la cause d'un faible taux de réjection de l'alimentation (« Power Supply Rejection Ratio » : $PSRR$) du pont de Wheatstone, qui est théoriquement infini pour un pont parfaitement équilibré. Si le déséquilibre du pont de Wheatstone est trop grand, le bruit et les signaux parasites de la tension d'alimentation peuvent limiter la résolution et la précision du capteur.

Notons que les deux conséquences sont liées par la relation :

$$(éq. 53) \quad PSRR = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{Offset}{Vdd} \right)$$

Le déséquilibre entre les résistances du pont a trois origines :

- **Le désappariement lié aux incertitudes sur les résistances du procédé CMOS.**

L'écart entre deux résistances en polysilicium est typiquement inférieur ou égal à 0,1 %. Grâce à une analyse statistique faite à partir des données du fondeur (analyse Monte Carlo), l'écart type est évalué à 2 mV pour une moyenne nulle. En prenant trois fois l'écart type, on garantit donc que l'offset sera inférieur à 6 mV. Notons que l'analyse statistique n'est valable que sur des résistances qui ont été dessinées avec les précautions de « layout » nécessaire pour assurer un bon appariement (utilisation de dummy résistances, proximité ...). Or il n'est pas possible de respecter ces règles de conception pour les jauges. On peut donc s'attendre à ce que l'offset soit plus grand en pratique.

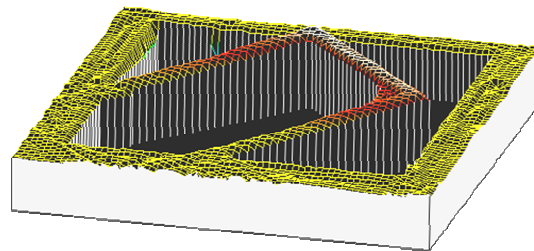
- **L'échauffement moyen du cantilever.** Il est dû à la puissance Joule dissipée par les jauges, qui est constante, mais aussi à la puissance Joule moyenne dissipée par la bobine. A cause de leur sensibilité thermique (k_{th}), l'augmentation de température des jauges produit une augmentation de la résistance de celles-ci. Comme il a été observé, le phénomène d'actionnement thermique peut être négligé en statique. A partir des puissances moyennes fournies à la structure par les jauges (P_j) et par la bobine (P_f), des résistances thermiques équivalentes et de la sensibilité thermique des jauges, on peut calculer l'offset produit par les phénomènes thermiques :

$$(éq. 54) \quad Offset = k_{th} \times \Delta T_j \cdot (Vdd / 2) = k_{th} \cdot (Vdd / 2) \cdot (R_{thj} \times P_j + R_{thf} \times P_f)$$

R_{thf} a été caractérisé précédemment lors de l'étude thermique en dynamique. Il reste donc à caractériser R_{thj} pour pouvoir évaluer l'offset produit par l'échauffement des jauges.

- **Le phénomène de relaxation de contrainte** (effet de « curling »). Avant la gravure du substrat, toutes les résistances subissent les mêmes contraintes mécaniques qui sont principalement dues à la température de dépôt, le procédé de déposition des matériaux

et aux différences de maille des matériaux. Après la gravure du silicium qui est sous le cantilever, ce dernier se courbe dans une position où la somme des contraintes longitudinales vu par une section de poutre s'annule. Ainsi, les jauges sont soumises à un niveau de contraintes différent de celui des résistances de références, ce qui se traduit par un déséquilibre du pont de Wheatstone. La courbure du cantilever a été caractérisée lors d'une précédente thèse [3] grâce à un microscope confocal (Figure II-21). Le rayon de courbure a pu être mesuré en 6 points du cantilever uniformément répartis sur sa longueur. On observe qu'il est approximativement constant. En outre, il a été constaté qu'il ne dépend ni de la largeur de la poutre, ni de sa longueur. On peut donc se servir de ces résultats de caractérisation pour évaluer l'offset du cantilever étudié ici.



n°	1	2	3	4	5	6
r (mm)	3,32	3,04	2,11	2,52	3,31	2,22

Figure II-21 Image au microscope confocal d'un cantilever U-Shape et rayons de courbure (Référence : thèse de Muriel Dardalhon [3])

Le rayon de courbure (r) est la conséquence d'un moment équivalent dans la structure (M_f). Il est donné par :

$$(éq. 55) \quad \frac{1}{r} = \frac{M_f}{E_n \cdot I_n}$$

E_n est le module d'Young équivalent du cantilever et I_n est l'inertie de section équivalente d'un bras du cantilever [1][1]. A partir des propriétés des matériaux caractérisés dans [11] et des dimensions du cantilever, on en déduit $E_n = 131 \text{ GPa}$ et $I_n = 773 \mu\text{m}^3$. Le rayon de courbure moyen étant environ $2,5 \text{ mm}$, le moment résultant est alors égal à $4 \cdot 10^{-8} \text{ N/m}$.

Le même moment peut être produit par une force ponctuelle qui déplace l'extrémité du cantilever d'une distance z :

$$(éq. 56) \quad z = \frac{M_f \cdot L^2}{3 \cdot E_n I_n}$$

En prenant $L = 364 \mu m$, on obtient $z = 17.7 \mu m$. Le rapport entre la tension différentielle produite à la sortie du pont de Wheatstone et le déplacement de l'extrémité du cantilever a été caractérisé ($700 \mu V/\mu m$). Finalement on peut en déduire la variation relative d'une jauge due à la relaxation de contrainte :

$$(éq. 57) \quad \frac{\Delta R}{R} = 700 \cdot \frac{2}{V_{dd}} \cdot z \approx 0,5\%$$

II.4.3.2. Caractérisation du déséquilibre du pont

Les caractérisations présentées dans cette partie visent à quantifier la contribution de chaque phénomène physique sur l'offset du capteur. Etant donné que le paramètre thermique lié à l'échauffement de la bobine a déjà été caractérisé, la bobine n'est pas polarisée pendant les expérimentations suivantes.

II.4.3.3. Mesure de l'offset (étude statistique)

Pour mesurer le déséquilibre du pont de Wheatstone le protocole décrit par la Figure II-22 a été utilisé. L'offset équivalent sur l'alimentation du pont ($V_a - V_b$) de l'amplificateur est recherché de façon à équilibrer la sortie : $V_{out} = 0 V$. Cet offset est lié à la variation relative des jauges, supposée faible, par la relation :

$$(éq. 58) \quad (V_a - V_b) = 2 \cdot \left(\frac{V_b}{2} \times \frac{\Delta R}{R} + \varepsilon \right)$$

ε est l'offset d'entrée de l'amplificateur.

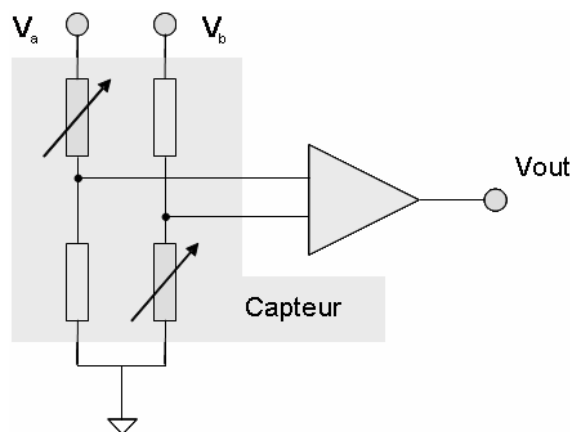
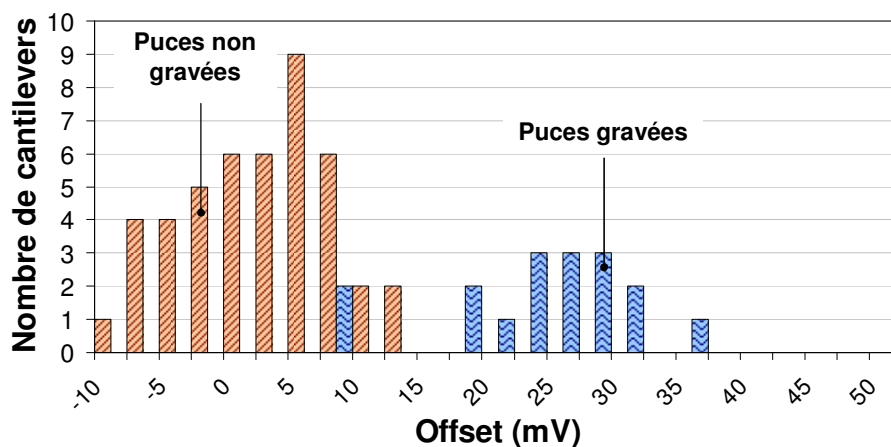


Figure II-22 Protocole expérimental de mesure d'offset

Le déséquilibre lié au procédé CMOS étant un phénomène statistique, il faut le mesurer sur un grand nombre de puces. Nous disposons de 45 prototypes cantilevers qui n'ont pas été gravés et 20 autres qui sont gravés. Notons que l'offset des cantilevers non gravés permet de mesurer

directement l'offset lié au procédé CMOS (le désappariement des jauges et l'offset de l'amplificateur). La Figure II-23 représente l'histogramme de l'offset mesuré en fonction de l'état de gravure. Il apparaît une nette différence entre les deux catégories de cantilevers.

On observe tout d'abord que la moyenne des offsets des cantilevers non gravés est proche de zéro. Ceci indique qu'il est lié essentiellement à des phénomènes de désappariement. En effet, la structure du pont de Wheatstone et de l'amplificateur est entièrement différentielle. L'offset n'est donc pas orienté. On peut raisonnablement faire l'hypothèse que les dispersions mesurées sont essentiellement causées par le pont de Wheatstone. En effet, une analyse statistique de Monte Carlo montre que l'écart type de l'offset du pont de Wheatstone (environ 2 mV) est deux fois plus grand que celui de l'amplificateur (environ 1 mV). De plus, les précautions de « layout » pour appairer la paire différentielle de l'amplificateur ont pu être prises alors que ce n'est pas le cas pour les résistances du pont. On observe que l'écart type mesuré (5,7 mV) est plus grand que celui prédit par les données du fondeur. Ceci montre bien que le déséquilibre du pont est accentué par l'impossibilité d'appairer correctement les résistances. En prenant trois fois l'écart type, l'offset maximal lié au procédé CMOS est alors 17 mV en valeur absolue.



	Moyenne	Ecart type	Unité
Puces gravées	23,4	7,2	mV
Puces non gravées	0,25	5,7	mV

Figure II-23 Histogramme de l'offset pour des puces gravées et non gravées

Pour les puces gravées, on observe que l'écart type sur l'offset mesuré (7,2 mV, Figure II-23) est du même ordre que celui des puces non gravés. Il résulte donc principalement des dispersions du procédé CMOS. La valeur moyenne (23,4 mV) dépend de l'auto-échauffement des jauges et du phénomène de relaxation de contrainte. Il faut donc pouvoir dissocier les deux phénomènes.

II.4.3.4. Mesure du déséquilibre du pont en fonction de la tension d'alimentation sur un échantillon

Il est expérimentalement impossible de mesurer directement un déséquilibre du pont sans le polariser. L'auto-échauffement thermique des jauges est donc toujours présent. Par contre, on peut extrapoler la relation linéaire qui existe entre la puissance dissipée dans les deux jauges (P_j) et la variation relative de valeur d'une jauge. En statique, elle est donnée par :

$$(éq. 59) \quad \frac{\Delta R}{R} = k_{th} \times R_{thj} \times P_j + \frac{\Delta R_{cst}}{R}$$

$\Delta R_{cst}/R$ est le désappariement constant entre les résistances du pont et les résistances de référence. Il est donc lié au procédé CMOS et au phénomène de relaxation de contrainte. La Figure II-24 illustre cette relation sur un cantilever pris comme exemple. La variation de puissance est obtenue en faisant varier la tension d'alimentation du pont de Wheatstone (V_b). La variation relative de résistance est calculée à partir de l'offset ($\Delta R/R = 2 \times \text{Offset} / V_b$).

De cette courbe, on déduit :

- La variation relative constante d'une jauge $\Delta R_{cst}/R$ (environ -0,16 %) qui est donné par l'ordonnée à l'origine.
- La résistance thermique R_{thj} qui peut être calculée grâce à la pente de la droite par identification dans l'équation (éq. 59). Obtient : $R_{thj} = 1824 \text{ K/W}$. Cette valeur est proche de la résistance thermique équivalente par rapport à l'échauffement de la bobine ($R_{thf} = 1547 \text{ K/W}$), mesuré sur le même cantilever. Ceci est en accord avec les observations faites à partir des images infrarouges, à savoir que la résistance thermique équivalente ne dépend que faiblement de la façon de dissiper la chaleur.

Notons tout de même que l'erreur de mesure apportée par l'offset de l'amplificateur a été négligée. On peut déterminer que l'erreur relative causée par un offset d'amplificateur de 1 mV est de 3 % sur la résistance thermique alors qu'elle est de 43 % sur la variation constante de résistance des jauges. La valeur de ce dernier paramètre est donc très sensible à cette méthode d'extraction.

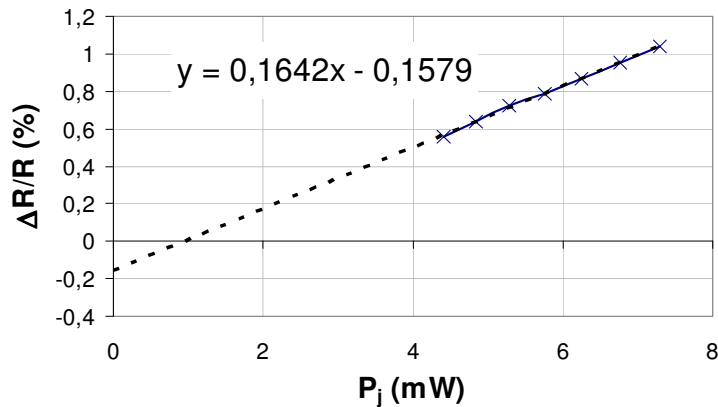
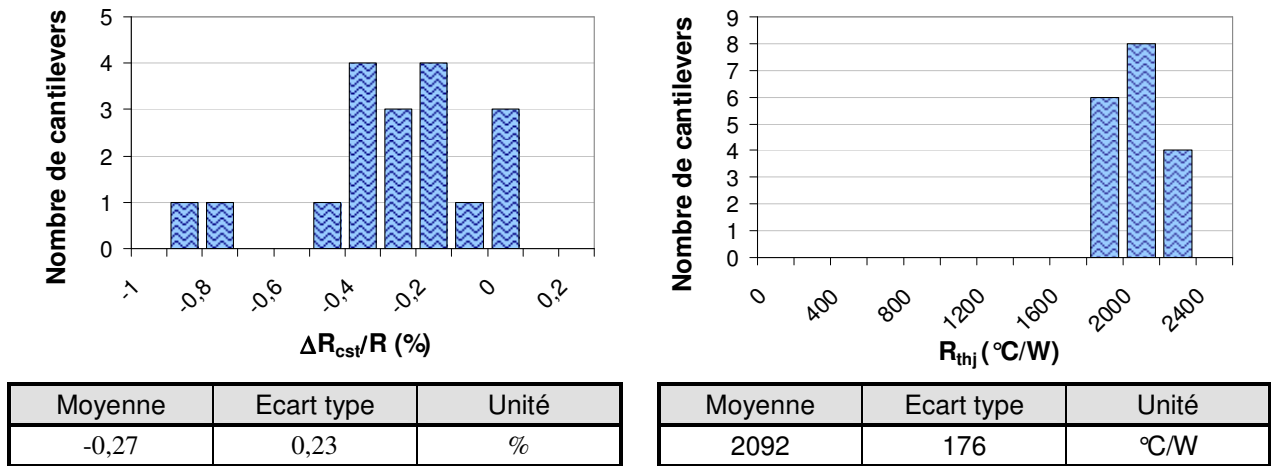


Figure II-24 Variation relative de résistance d’une jauge en fonction de la puissance totale dissipée

II.4.3.5. Mesure du déséquilibre du pont en fonction de la tension d’alimentation (étude statistique)

Il est intéressant de faire une étude statistique pour éliminer les effets du procédé CMOS (le désappariement des jauges et l’offset de l’amplificateur) qui sont en moyenne nuls. La Figure II-25 représente l’histogramme sur 18 échantillons de la variation de résistance et de la résistance thermique des jauges. Les valeurs ont été extraites suivant le protocole précédemment décrit. On observe que la valeur moyenne de variation de résistance des jauges, qui représente la contribution du phénomène de relaxation de contrainte, est en absolu 0,27 %. Ce résultat est à comparer avec la valeur déduite du rayon de courbure (0,5 %). Etant donné la précision des calculs, qui est basé sur des paramètres théoriques, et de la méthode de caractérisation, on peut conclure que ce résultat est cohérent et fixe un ordre de grandeur. Remarquons que la contribution de l’effet de relaxation de contrainte est de signe contraire à celui de l’effet thermique. En ce qui concerne les résistances thermiques extraites, il apparaît que l’écart type est faible par rapport à la moyenne (l’ écart type relatif est inférieur à 10 %). Il représente un écart type de 2 mV sur l’offset du pont. Il est en réalité certainement plus faible puisqu’on a vu que l’offset de l’amplificateur affecte la valeur de résistance thermique extraite.



a – Variation relative constante de résistance de jauge

b – Résistance thermique équivalente par rapport à l'échauffement des jauges

Figure II-25 Histogramme de la variation de résistance et de la résistance thermique des jauges

II.4.3.6. Conclusion sur le déséquilibre du pont

La contribution de chaque effet sur l'offset statique du pont de Wheatstone a été évaluée. La Figure II-26 synthétise les valeurs caractérisées. Rappelons que la moyenne de la contribution du procédé CMOS est nulle. Les valeurs +/- 17 mV correspondent aux cas les plus défavorables (3 fois l'écart type). Les effets thermiques sont calculés à partir des valeurs extraites de résistances thermiques sur la puce prise en exemple, une tension d'alimentation de 5 V et un signal d'actionnement carré d'amplitude 5 V.

Notons que la Figure II-26 ne prend pas en compte les dispersions liées au post procédé (relaxation de contrainte et phénomènes thermiques). Il a été observé qu'ils sont plus faibles que ceux liés au procédé CMOS. L'offset total correspondant à la configuration la plus défavorables (offset du procédé CMOS = + 17 mV) est égal à + 57,7 mV.

A partir de l'équation (éq. 53) on peut déduire le PSRR du pont de Wheatstone : -38,4 dB. Si on considère le bruit magnétique équivalent en entrée, la sensibilité à la tension d'alimentation est équivalente à 30 μT/mV (obtenu en divisant le PSRR par la sensibilité du capteur). Le champ magnétique à mesurer étant inférieur à 20 μT, ce PSRR impose que le bruit sur la tension d'alimentation soit inférieur à 1 mV. Cette condition est trop contraignante. Dans le Chapitre II portant sur la conception du système micro boussole, des solutions seront proposées pour réduire le déséquilibre du pont.

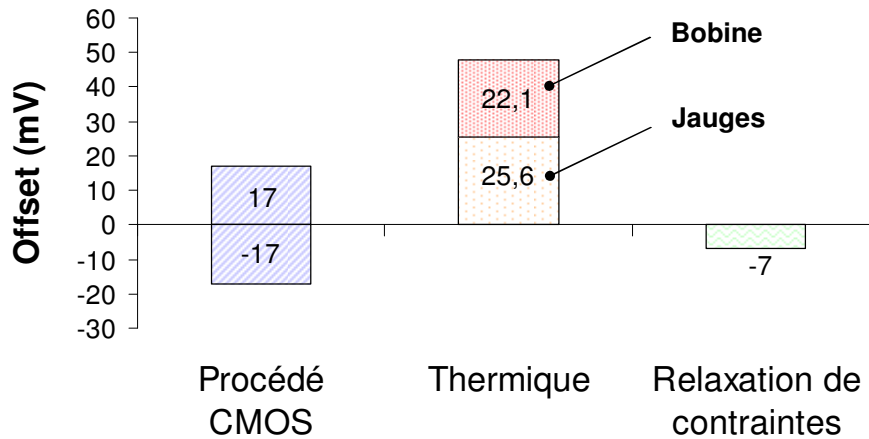


Figure II-26 Contribution de chaque effet sur l'offset statique du pont de Wheatstone

En conclusion, le déséquilibre total du pont est environ dix fois plus grand que si les résistances n'étaient pas suspendue et avaient pu être appariées avec des précautions de layout (proximité etc ..). Les dispersions du procédé CMOS ne sont pas négligeables et peuvent représenter 30 % ($\pm 3\sigma$) du déséquilibre total en valeur absolue.

II.4.4. Les effets de couplage capacitif

A ce stade, on a vu que le signal d'actionnement de la bobine crée un signal thermique. Un autre phénomène purement électrique est en jeu. Il est lié au couplage capacitif. Il produit un effet de « cross-talk » entre le signal actuation appliqué à la bobine et le signal de mesure. Les capacités parasites responsables sont principalement localisées entre :

- La bobine et le pont de Wheatstone.
- La bobine et l'électronique par l'intermédiaire du substrat.

Les capacités extraites, à partir du « layout » du prototype, sont annotées sur la Figure II-27.

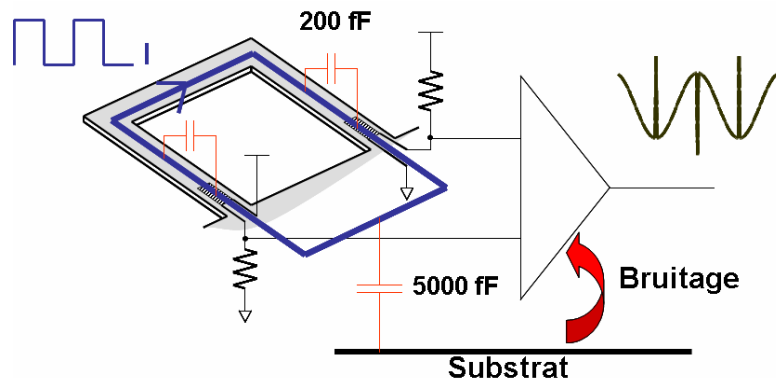


Figure II-27 Illustration du couplage capacitif

Pour la gamme de fréquence de fonctionnement du capteur, la modélisation de ce type de couplage peut se faire, au niveau du capteur, par la fonction de transfert suivante, entre la tension d'actuation U_f et la tension de sortie V_{wheat} :

$$(éq. 60) \quad \frac{V_{wheat}(j\omega)}{U_f(j\omega)} = k_{cc} \times j \cdot \omega$$

Le paramètre k_{cc} est lié à de nombreux paramètres qui sont très complexes à extraire et qui dépendent très fortement du placement, du routage et même des déséquilibres au niveau de la structure différentielle des éléments de mesure (pont et amplificateurs). En effet la structure différentielle doit normalement rejeter le signal de couplage puisqu'il agit en mode commun. Cependant la réjection de ces signaux n'est pas idéale. Le paramètre k_{cc} a été caractérisé par une réponse en fréquence comme égal à environ $1 \cdot 10^{-11}$. Bien entendu c'est un ordre de grandeur qui est donné à titre indicatif. Le placement et le routage des composants doit être fait avec précaution pour diminuer les capacités de couplage.

Le signal de couplage est déphasé de 90° par rapport au signal d'excitation. C'est aussi le cas du signal induit magnétiquement à cause de la résonance mécanique. Ainsi le signal de couplage peut être vu comme un offset dynamique sur le signal de mesure. En filtrant le signal autour de la fréquence de résonance, cet offset est de 10 % par rapport au signal de mesure correspondant à la dynamique maximale du champ magnétique terrestre ($20 \mu T$).

En conclusion, l'offset dynamique doit être réduit parce qu'il peut engendrer des problèmes de saturation des amplificateurs, comme c'est le cas pour l'offset statique. Par contre, à la différence de l'offset statique, il est à la même fréquence que le signal de mesure. Il faut donc prendre toutes les précautions nécessaires lors de la phase du « layout », par exemple au niveau routage des interconnexions.

Il faut noter que l'offset dynamique peut être supprimé de façon numérique par la phase de calibration de la boussole consistant à la rotation du système sur 360° (cf. chapitre I). En effet, pour une fréquence du signal d'excitation donnée, l'offset ne dépend pas de l'orientation de la puce. Une autre méthode pour l'éliminer (appelé « Burst ») est d'arrêter le signal d'excitation pendant la mesure (utilisé dans [12] sur un capteur de pression). La structure mécanique reste en résonance un certain temps après l'interruption de la force d'excitation grâce à son inertie. On peut noter que cette technique oblige à limiter le temps de réponse du filtrage électronique à une valeur inférieure à la durée entre deux excitations successives. Cette technique est compatible avec l'architecture qui est proposée dans le Chapitre III.

II.5. Modèle complet

L'étude de tous les phénomènes physiques en jeu dans le capteur permet de construire un modèle complet qui sera utilisé en simulation, grâce à une transcription dans Matlab/Simulink et en langage verilog-a. Il est représenté sous la forme d'un schéma bloc sur la Figure II-28. Les blocs notés comme idéaux correspondent au modèle du capteur présenté sur la Figure II-4, qui prend en compte uniquement la force de Lorentz. Chaque phénomène parasite est représenté différemment. La signification des symboles utilisée pour les signaux est rappelée dans le Tableau II-12.

Notons que dans la modélisation proposée le déséquilibre statique du pont de Wheatstone est représenté par le paramètre $\Delta R_{off}/R$ qui n'inclus pas l'offset statique dû à l'échauffement de la bobine. Celui-ci est déjà pris en compte par l'effet noté thermique.

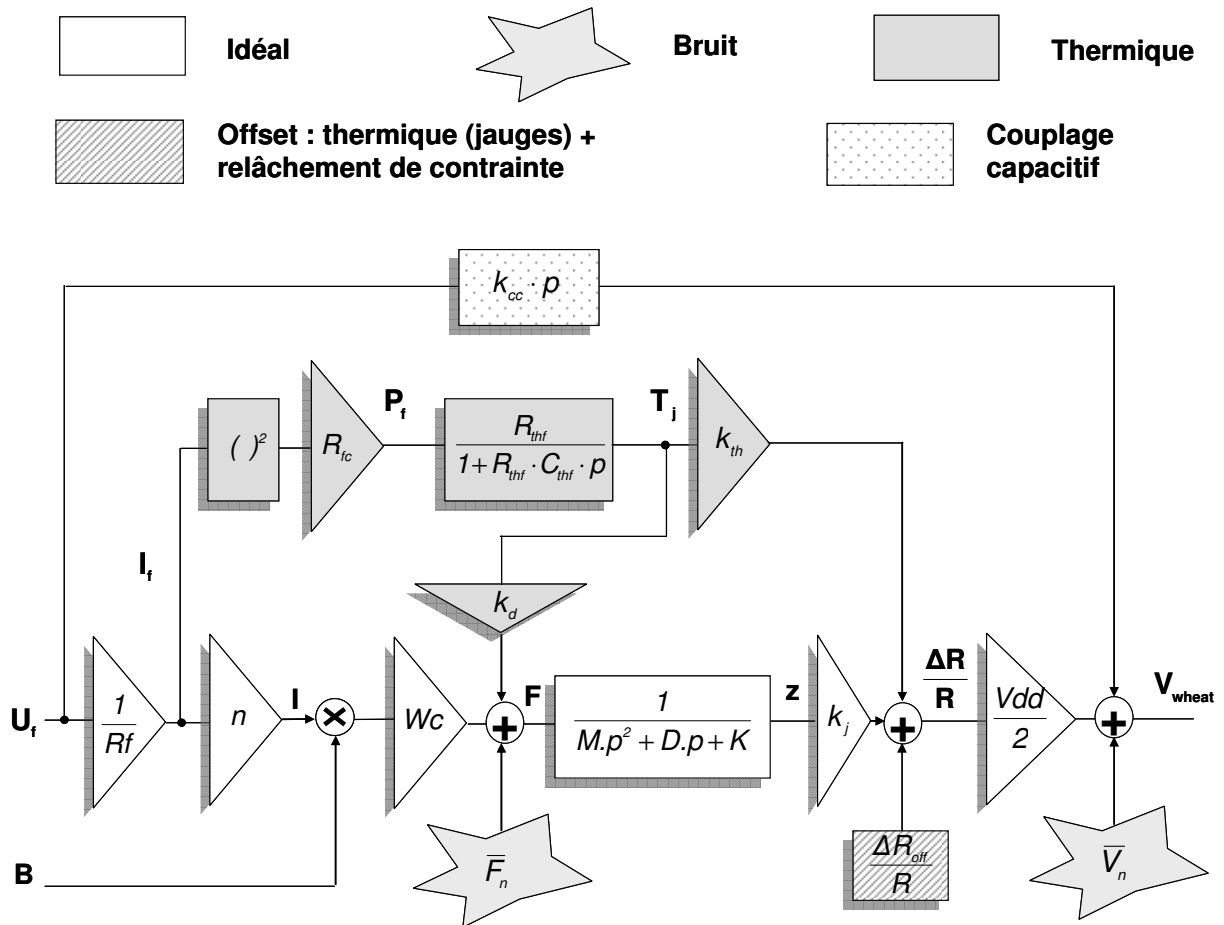


Figure II-28 Modèle complet du cantilever U-Shape : schéma bloc

Désignation	Symbole
Tension aux bornes de la bobine	U_f
Courant dans la bobine	I_f
Courant total traversant le cantilever	I
Puissance dissipée dans la structure par la bobine	P_f
Fréquence de coupure thermique	f_c
Enfoncement de l'extrémité du cantilever	z
Élévation moyenne de température des jauges	ΔT_j
Variation relative de résistance des jauges	$\Delta R/R$
Tension différentielle de sortie du pont	V_{wheat}

Tableau II-12 Signaux du modèle complet

La signification et les valeurs théoriques des paramètres du modèle sont synthétisées dans le Tableau II-13. Rappelons que le cantilever caractérisé est celui choisit comme optimal.

Désignation	Symbole	Valeur
Raideur	K	$12,6 \text{ kg/s}^2$
Masse	M	$6,3 \cdot 10^{-10} \text{ kg}$
Coefficient d'amortissement	D	$7,83 \cdot 10^{-7} \text{ kg/s}$
Nombre de spire	n	59
Largeur du cantilever	W_c	$320 \mu\text{m}$
Coefficient de jauge	k_j	$3,4 \cdot 10^{-2} \text{ m}^{-1}$
Tension d'offset dû à l'auto-échauffement des jauges et la relaxation des contraintes ($V_{dd} = 5 \text{ V}$)	$\Delta R_{off}/R$	0,75 %
Coefficient de couplage capacitif	k_{cc}	10^{-11}
Résistance de la bobine	R_f	2,3 k Ω
Résistance de la partie de la bobine située sur le cantilever	R_{fc}	1,34 k Ω
Résistance thermique équivalente au niveau de la jauge pour l'élément dissipateur : bobine	R_{thf}	1547 °C/W
Capacité thermique équivalente au niveau de la jauge pour l'élément dissipateur : bobine	C_{thf}	2,7 $\mu\text{J}/^\circ\text{C}$
Sensibilité thermique des jauges	k_{th}	$0,9 \cdot 10^{-3}$
Coefficient thermo-mécanique	k_d	$1,36 \cdot 10^{-7} \text{ N}/^\circ\text{C}$
Résistance de référence	R	2 k Ω
Tension d'alimentation	V_{dd}	5 V
Densité spectrale de force de bruit blanc mécanique	\bar{F}_n	$1,14 \cdot 10^{-13} \text{ N}/\sqrt{\text{Hz}}$
Tension de bruit blanc thermique	\bar{V}_n	$5,75 \cdot 10^{-9} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$

Tableau II-13 Paramètres du modèle

Sur la Figure II-29 on peut comparer la réponse en fréquence du modèle avec le résultat de caractérisation. Seul les coefficients k_d et k_{cc} ont été caractérisés sur le prototype du cantilever optimisé. Les autres paramètres sont issus des modèles théoriques. Compte tenu des dispersions liées au procédé de fabrication caractérisées dans [1], la précision du modèle est

clairement suffisante pour pouvoir maintenant aborder la conception de la micro-boussole au niveau système.

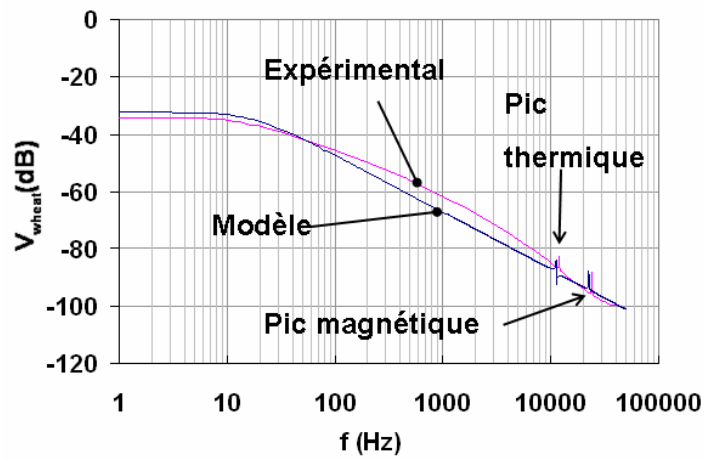


Figure II-29 Réponse en fréquence expérimentale et théorique

II.6. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté l'étude théorique et expérimentale du capteur de champ magnétique.

Dans un premier temps, nous avons présenté le principe de fonctionnement du capteur et résumé sa modélisation qui a été développée précédemment au LIRMM. Le modèle est idéal dans le sens où il prend uniquement en compte les effets d'origine magnétique mais pas les parasites qui affectent la mesure.

Nous avons ensuite optimisé le capteur pour en tirer les meilleures performances que peut offrir la technologie CMOS FSBM. Il a été montré que la sensibilité maximale du capteur ne dépend pas, au premier ordre, de ses dimensions, à condition que le cantilever soit traversé par le maximum de courant qu'autorisent les contraintes imposées par la technologie. Cette condition est atteinte grâce à un ajustement du nombre de spire qui a été détaillé. D'autres critères tels que les coûts en surface et en consommation ont alors été pris en compte pour permettre le dimensionnement du capteur. Les choix retenus offrent une sensibilité quasi-maximale pour un compromis raisonnable entre résolution, consommation et surface.

Nous avons ensuite mis en œuvre des caractérisations pour mettre en évidence et mesurer les phénomènes thermiques qui induisent des effets parasites sur le signal de mesure du capteur. Deux effets résultants de l'échauffement de la structure ont été identifiés : l'effet direct de la température sur les jauges, lié à la sensibilité thermique des jauges, et le phénomène d'actionnement thermique, lié aux coefficients de dilatation des matériaux.

Nous avons proposé un modèle électrique équivalent de type RC pour déterminer la température du cantilever. Les paramètres du modèle (résistance et capacité thermique) peuvent être calculés à partir des propriétés des matériaux et de la géométrie du capteur.

L'effet direct de la température sur les jauges peut facilement être modélisé grâce au coefficient de sensibilité thermique des jauges. Concernant le phénomène d'actionnement thermique, la modélisation proposée utilise un coefficient de proportionnalité entre la température du cantilever et la force équivalente produite. L'introduction de ce paramètre a été justifiée par la littérature. Etant donné qu'on ne connaît aucun modèle permettant de calculer ce paramètre à partir des propriétés des matériaux, il a été calculé à partir des résultats de caractérisations.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'étude du déséquilibre statique du pont de Wheatstone par les phénomènes parasites. Nous avons identifié et quantifié trois contributions : les dispersions du procédé CMOS, le phénomène de relaxation de contrainte (autrement appelé effet de « curling ») et les effets thermiques. On peut retenir que le déséquilibre total du pont est environ dix fois plus grand que celui qui serait obtenu avec des résistances non suspendues et appariées avec des précautions de layout (« dummy » résistance, proximité etc ...). L'offset résultant du déséquilibre peut poser des problèmes de saturation des amplificateurs et de réjection du bruit de l'alimentation. Maintenant que le déséquilibre est quantifié et les causes sont connues, il sera possible d'envisager des solutions pour supprimer les effets indésirables.

Finalement, tous les éléments de modélisation ont été rassemblés dans un seul modèle complet qui prend en compte les phénomènes parasites. Il permettra d'aborder la conception de l'interface de la boussole.

Références bibliographiques du Chapitre II

- [1] Laurent Latorre, "Evaluation des techniques microélectroniques contribuant à la réalisation de microsystèmes : application à la mesure de champs magnétiques", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 25 Juin 1999.
- [2] Vincent Berroulle, "Conception et test de systèmes monolithiques CMOS piézorésistifs : application à un capteur de champ magnétique", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 31 Octobre 2002.
- [3] Muriel Dardalhon, "Contribution a l'analyse de la fiabilité de microsystèmes : prise en compte des contraintes liées à l'environnement spatial", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 17 Décembre 2003.
- [4] Thomas B. Gabrielson "Mechanical-Thermal Noise in Micromachined Acoustic and Vibration Sensors", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol-40, N°5, p. 903, May 1993.
- [5] Salvador Mir, "Dispositif et physique des microsystèmes sur silicium", Lavoisier 2002, ISBN 2-7462-0507-6, p. 74.
- [6] Bernard Eyglument, "Manuel de thermique", Hermes Sciences Publications 2000, ISBN 2-86601-615-7, p. 88.
- [7] W.H. Chu, M. Mehregany, R.L. Mullen, "Analysis of tip deflection and force of a bimetallic cantilever microactuator", J. Micromech. Micro-engng v3, 1993.
- [8] T. Volden, M. Zimmermann, D. Lange, O. Brand, H. Baltes "Dynamics of CMOS-based thermally actuated cantilever arrays for force microscopy", Sensors and Actuators A 115, 2004, p. 516-522.
- [9] M. Aikele, K. Bauer, W. Ficker, F. Neuhauer, U. Prechtel, J. Sehalik, H. Seidel, "Resonant accelerometer with self-test", Sensors and Actuator A 92, 2001, p. 161-167.
- [10] L. Rufer, S. Mir, E. Simeu and C. Domingues, "On-chip pseudorandom MEMS testing", Proc of the 9th Annual International Mixed-Signal Testing Workshop (IMSTW'03), Seville, June 2003, p. 93-98.

- [11] N. Hossain, J-W Ju, B. Warneke, K.S.J. Pister, "Characterization of the Young's Modulus of CMOS Thin Films", Symposium on Mechanical Properties of Structural Films, Orlando, Florida, November 15-16, 2000.
- [12] T. Corman, K. Noren, P. Enoksson, J. Melin, G. Stemme, "Burst Technology with Feedback-Loop Control for Capacitive Detection and Electrostatic Excitation of resonant Silicon Sensors", IEEE Transaction on Electron Devices, Vol. 47, N° 11, Nov. 2000, p. 2228.

CHAPITRE III

III. L'ELECTRONIQUE

Conception, prototypage et validation

III.1. Introduction

A travers l'exemple de la conception de la boussole, nous allons présenter des solutions électroniques pour des interfaces de capteurs résonants. Une précaution particulière sera apportée pour que le microsysteme soit robuste aux variations de procédés de la partie mécanique ainsi qu'aux phénomènes parasites précédemment étudiés. Des solutions qui ne requièrent pas d'ajustement (« trimming ») en usine seront recherchées pour que le coût de production du composant soit minimal.

Dans un premier temps, la conception de l'interface sera abordée d'un point de vue système. Nous étudierons les inconvénients et limites des solutions classiques existantes. Ensuite, nous leur apporterons des modifications pour permettre au système d'être robuste tout en garantissant les performances requises. Ceci conduira à la proposition d'une architecture nouvelle de capteur dont les performances seront évaluées au niveau système.

Dans un second temps, nous aborderons la réalisation des blocs électroniques prévus par l'architecture. Des simulations post-layout et des résultats de caractérisation sur un prototype permettront de valider chaque bloc. Ceci mènera à la réalisation d'un microsysteme complet qui sera validé par des simulations post-layout. Il faut noter que nous porterons une attention particulière aux outils de simulation nécessaires pour valider l'électronique.

Enfin, nous présenterons le prototype de la boussole intégrée proposée ainsi que la caractérisation de ses performances. Enfin, nous conclurons sur des propositions pour améliorer le taux de réjection du bruit de l'alimentation (PSRR) qui peut limiter la résolution du capteur.

III.2. Système

III.2.1. Vue globale

La boussole est composée de deux cantilevers U-Shape orientés à 90° l'un par rapport à l'autre. Pour les mettre en œuvre, il est nécessaire de concevoir un circuit pour exciter les capteurs et un circuit de conditionnement du signal en sortie des capteurs (Figure III-1). La logique de contrôle assure la communication de l'azimut mesuré, ainsi que toutes les autres données nécessaires (i.e. pour l'étalonnage, le test, la programmation des éventuels éléments programmables de la logique de contrôle, l'interface avec des mémoires etc ...), aux périphériques extérieurs. Etant donné les contraintes de miniaturisation, pour limiter le nombre d'entrées/sorties, le capteur doit communiquer toutes les données de préférence en série.

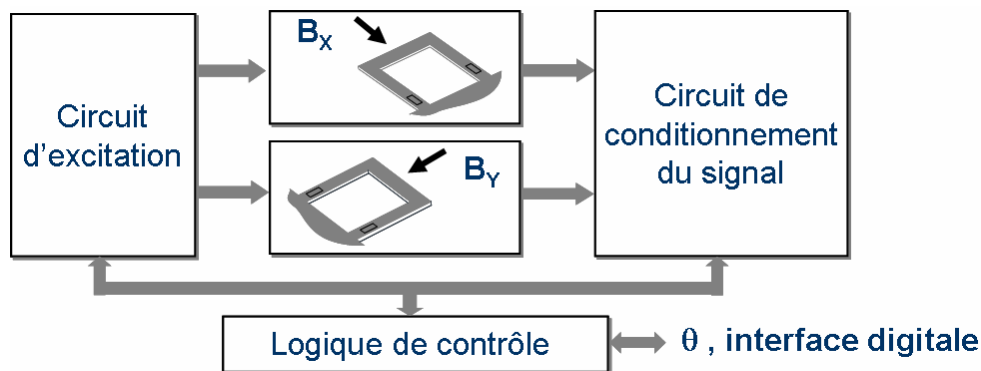


Figure III-1 Schéma global du système

Il apparaît plusieurs difficultés dans la conception du circuit d'excitation et du circuit de conditionnement. D'une part, il faut que les signaux d'excitation soient étalonnés sur les fréquences de résonance des cantilevers. Rappelons que celles-ci ne sont pas connues précisément avant fabrication. Avec la technologie 0.8 μm du fondeur AMS, une variation de plus de 10 % a été constatée sur ces paramètres. D'autre part, comme le signal en sortie du capteur est parasité, il faut que le circuit de conditionnement soit capable d'extraire le signal à mesurer. Notons aussi que certains effets parasites dépendent du signal d'actionnement des capteurs. Donc, il est nécessaire de choisir les signaux d'excitation appropriés pour obtenir les meilleures performances.

Dans ce sous-chapitre sur le système, nous verrons les limites des solutions couramment utilisées pour ensuite étudier une architecture qui répond aux spécifications de la boussole.

III.2.2. L'excitation du capteur

III.2.2.1. Les circuits auto oscillateurs

Une solution simple pour qu'un cantilever soit actionné à la résonance est de faire un auto oscillateur. Le fort coefficient de qualité des structures mécaniques est exploité. Cette solution a déjà été étudiée pour le test du cantilever U-shape et l'étude de sa fiabilité dans les thèses [1] et [2]. Un dérivateur est utilisé pour obtenir le déphasage nécessaire aux conditions de mise en oscillation de Barkhausen qui sont :

$$\text{(éq. 61)} \quad \Pi \text{Gain} \geq 1$$

$$\text{(éq. 62)} \quad \Sigma \text{Phase} = 0 [2\Pi]$$

Ces conditions sont atteintes seulement si le cantilever est en résonance. En effet, le gain du capteur (sensibilité) est maximal. Concernant la phase, le dérivateur apporte un déphasage de -90° . Le déphasage du capteur doit alors être égal à $+90^\circ$. Cette condition n'est atteinte à la résonance que pour un sens du vecteur d'induction magnétique. Dans l'autre sens, un élément doit être ajouté dans la boucle de contre réaction pour apporter un déphasage de 180° .

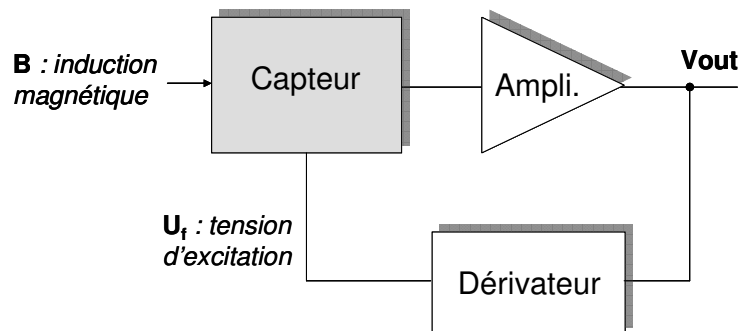


Figure III-2 Schéma du capteur de champ magnétique en auto oscillateur

L'inconvénient majeur de cette solution est que la mise en oscillation à la résonance n'est atteinte que pour une forte valeur du champ magnétique. Pour un faible champ magnétique le signal est trop bruité. En pratique, il a été observé que l'induction magnétique doit être au moins supérieure à 1 milli Tesla. L'induction magnétique terrestre étant d'environ $20 \mu T$, il faudrait polariser le capteur avec un champ magnétique constant. Cependant ce n'est pas une solution faible coût. En conclusion, la solution auto oscillateur n'est pas envisageable pour la micro boussole.

III.2.2.2. Les PLL

Les circuits à asservissement de phase (PLL : « Phase Lock Loop ») peuvent être utilisés pour faire résonner une structure mécanique [3]. La Figure III-3 est le schéma du capteur asservi par

une PLL analogique. L'objectif du circuit est d'annuler l'erreur de phase entre le signal d'excitation et le signal de sortie du capteur. Celle-ci est mesurée par un comparateur de phase. Si les deux signaux sont en quadrature, le capteur est en résonance et l'erreur de phase mesurée est nulle. Un filtre passe bas (ou un intégrateur) agit comme un correcteur dans la boucle de contre réaction et fixe la fréquence de l'oscillateur contrôlé en tension (VCO : « Voltage Controlled Oscillator ») qui délivre le signal d'excitation.

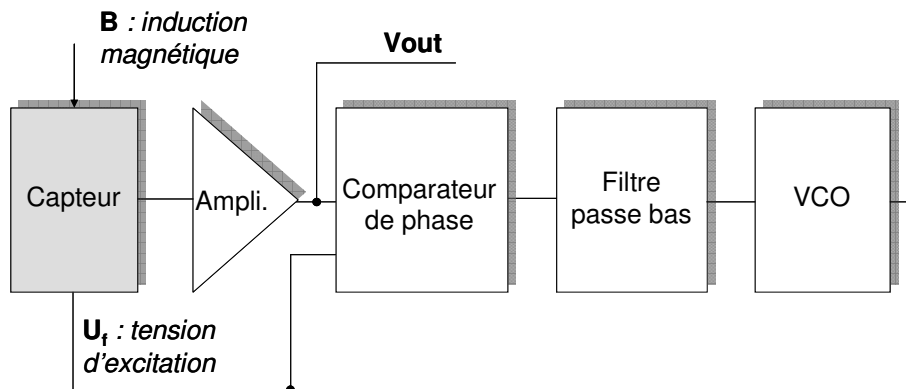


Figure III-3 Schéma du capteur de champ magnétique asservi par un circuit à PLL analogique

L'inconvénient de cette solution est la difficulté de mesurer la phase du signal bruité du capteur. Lorsque la PLL n'est pas verrouillée, l'amplitude du signal du capteur est très faible puisque le cantilever n'est pas en résonance. Il en résulte que, si le champ magnétique est trop faible, le bruit sur l'erreur de phase est beaucoup plus grand que l'erreur de phase. Ainsi, la PLL ne se verrouille pas ou alors le temps de verrouillage est très long.

Comme pour les circuits auto oscillateurs, le circuit PLL ne peut pas assurer un fonctionnement du capteur à la résonance si le champ magnétique est faible. Cette solution n'a donc pas été retenue.

III.2.2.3. La solution boucle ouverte

Une solution alternative aux structures en boucle fermée (auto oscillateur et PLL) est de faire fonctionner le capteur en boucle ouverte après avoir étalonné le circuit d'excitation pour qu'il délivre un signal à la fréquence de résonance du cantilever.

Un des inconvénients de cette solution est la nécessité de mémoriser la valeur d'étalonnage. Cependant, dans le cas de la réalisation d'une boussole, il est de toute façon souhaitable de disposer d'une mémoire pour les coefficients de correction (cf. § I.3.). Un autre inconvénient de cette solution est d'être sensible aux variations de la fréquence de résonance. Toutefois, en technologie FSBM, la fréquence de résonance des cantilevers U-Shape varie faiblement en

fonction de la température. La variation est d'environ 70 Hz entre $0 \text{ }^\circ\text{C}$ et $60 \text{ }^\circ\text{C}$ [2], ce qui représente environ $1/3$ de la bande passante du cantilever ($\approx 200 \text{ Hz}$). De plus, aucune variation liée au vieillissement n'a été constatée sur les essais pratiqués. L'étalonnage peut donc être réalisé une seule fois par le fabricant. Cependant pour des raisons de robustesse et de performance, le circuit d'excitation doit pouvoir être ré-étalonné périodiquement (par exemple, à chaque mise sous tension ou à intervalles de temps réguliers).

Dans un cas général, plusieurs forces peuvent être utilisées pour trouver la fréquence de résonance :

- La force d'accélération est trop coûteuse pour un étalonnage en usine et n'est pas utilisable pour un étalonnage périodique.
- La force électrostatique est facile à générer électriquement mais n'est pas utilisable en technologie FSBM (à cause des tailles de cavités).
- La force magnétique est évidemment applicable au capteur U-Shape. Cependant, il n'est pas possible de générer sur puce un champ magnétique suffisamment fort pour actionner le cantilever (principalement à cause des tailles de cavités du procédé FSBM). Il faut alors disposer d'une source externe pendant l'étalonnage.

Dans le cas d'un étalonnage en usine, il n'est pas évident d'appliquer un champ magnétique d'intensité assez forte et contrôlé à un lot de capteur. Chaque capteur doit alors être étalonné individuellement en approchant une source de champ magnétique assez forte pour ne pas être perturbé par des champs magnétiques externes (champ magnétique terrestre etc...).

Dans le cas d'un étalonnage périodique, il n'est pas possible d'imaginer la présence d'une source de champ magnétique externe autre que le champ magnétique terrestre. L'orientation du capteur n'étant pas connue, cette méthode n'est pas applicable.

- La force électrothermique possède l'avantage de pouvoir être générée sur puce électriquement. De plus elle dépend très peu des conditions externes. Nous avons montré dans le chapitre II qu'elle est applicable au cantilever U-Shape, grâce aux différences de coefficient de dilatation de ses couches structurelles, et consomme peu (environ 5 mW).

Le fonctionnement du capteur en boucle ouverte est une solution qui ne souffre pas des problèmes constatés sur les architectures auto oscillantes pour mesurer un faible champ

magnétique. Sur les cantilevers FSBM nous disposons en plus d'un moyen d'actionnement électrothermique pratique et faible coût, pour pouvoir étalonner le circuit d'excitation en usine ou périodiquement. C'est donc la solution retenue pour la micro-boussole.

III.2.3. Le conditionnement du signal

III.2.3.1. Chaîne de traitement analogique classique

Une chaîne de traitement analogique utilisée pour les capteurs résonants est présentée sur la Figure III-4. La conception d'une version intégrée de ce type d'interface, appelée « lock-in amplifier », pour un capteur de lumière est détaillée dans [4].

Le signal en sortie du capteur est tout d'abord amplifié avec un amplificateur faible bruit (« Low Noise Amplifier » : LNA). A sa sortie, le signal est moins sensible aux sources de bruit. Un filtre passe bande centré sur la fréquence du signal (f_o) est utilisé pour éliminer le bruit et autres signaux parasites qui sont en dehors de sa bande passante. Ce filtre peut être indispensable si la démodulation du signal est faite par échantillonnage synchrone. En effet le filtre passe bande garantit qu'il n'y aura pas de recouvrement de spectre. A sa sortie, un amplificateur permet de compléter le gain. Le démodulateur synchrone utilise un signal de référence qui est à la même fréquence que le signal à mesurer. Celui-ci est dérivé de l'excitation du capteur. Plusieurs types de démodulateur sont possibles : multiplieur, échantillonneur bloqueur... Dans tous les cas, la sortie du démodulateur a une composante continue qui est sensible à l'amplitude du signal d'entrée mais aussi à son déphasage par rapport au signal de référence. Enfin un filtre passe bas a pour fonction d'améliorer le rapport signal sur bruit (« Signal to Noise Ratio » : SNR) en limitant la bande passante du système mais aussi d'éliminer les harmoniques du signal si un multiplieur est utilisé comme démodulateur.

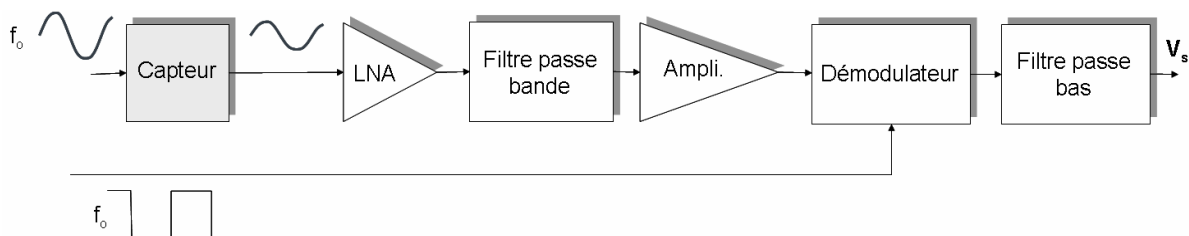


Figure III-4 Schéma d'une chaîne de traitement classique (« lock-in amplifier »)

La structure « lock-in amplifier » améliore le rapport signal sur bruit du capteur de deux façons. D'une part, elle est sensible à la fréquence du signal d'entrée et d'autre part, elle est

sensible à sa phase. Le bruit ne sera donc amplifié que s'il est à la même fréquence et à la même phase que le signal. Les informations connues sur le signal à mesurer qui sont données par le signal de référence servent donc à extraire au mieux le signal du bruit. Notons qu'il existe un compromis entre amélioration du SNR et bande passante du système.

On peut par exemple évaluer les performances de cette architecture appliquée au cantilever U-Shape. Si on considère un filtre passe bande du deuxième ordre avec une bande passante de 1 *kHz*, le temps de réponse du capteur n'est pas dégradé (environ 5 *ms* en théorie). Sa bande passante équivalente de bruit (BP_b) est égale à sa bande passante multiplié par $\Pi/2$. Le NEMI (« Noise Equivalent Magnetic Induction ») à la sortie du filtre passe bande est calculée à partir de la densité spectrale de bruit théorique équivalente du capteur ($\bar{B}_n(f)$, § III.2.7.) ramenée en entrée :

$$(éq. 63) \quad NEMI = \bar{B}_n(f) \times \sqrt{BP_b} = 265 \text{ nT}$$

Cette résolution correspond à une résolution angulaire de $0,58^\circ$ pour la boussole. Ces performances sont largement suffisantes pour une boussole à faible coût.

III.2.3.2. Robustesse du circuit de conditionnement

L'inconvénient du circuit de conditionnement précédent est sa faible robustesse aux variations du procédé de fabrication du capteur et de l'électronique. En particulier, le filtre passe bande a peu de chance d'être bien centré sur la fréquence du signal parce que la fréquence de fonctionnement du capteur et la fréquence centrale du filtre sont sujettes à dispersions. L'amplitude du signal est alors atténuée par le filtre passe bande mais aussi par le démodulateur parce que sa phase n'est pas correcte.

L'électronique du capteur de champ magnétique U-shape doit être robuste aux variations de procédés suivantes :

- Variation sur la fréquence de fonctionnement du capteur (fréquence de résonance) : **30 %**. Les variations mesurées sont de l'ordre de 6 % sur quelques circuits issus du même lot de fabrication. Cependant il est nécessaire d'ajouter des marges pour couvrir les variations d'un lot à l'autre et assurer ainsi un bon rendement de fabrication.
- Variation sur la fréquence centrale d'un filtre à amplificateurs opérationnels et composants passif (résistances et capacités) [5] : **30 %**. Ce chiffre correspond à trois fois l'écart type sur la fréquence centrale d'un filtre biquadratique de fréquence

centrale correspondant à la fréquence de résonance théorique du capteur (22,5 kHz) et de bande passante 6 kHz. Elle a été simulée grâce à une analyse Monte Carlo et correspond bien à l'incertitude sur la précision des constantes de temps R·C donnée par le fondeur.

- Variation sur la fréquence centrale d'un filtre à transconducteurs et capacités (filtre GmC, [5]) : > **30 %**. Ce chiffre correspond à trois fois l'écart type sur la fréquence centrale d'un filtre biquadratique de fréquence centrale correspondant à la fréquence de résonance théorique du capteur (22,5 kHz) et de bande passante 6 kHz. Ces variations correspondent aux incertitudes sur le courant délivré par les sources internes qui alimentent les transconducteurs.

Ces ordres de grandeur montrent très clairement que les incertitudes du procédé peuvent faire sortir la fréquence de fonctionnement du capteur de la bande passante du filtre. Plusieurs techniques sont couramment utilisées pour que le système soit robuste à ces variations :

- La bande passante peut être augmentée. Dans [4], pour ces raisons, le coefficient de qualité est de seulement 2. L'efficacité du filtre est donc diminuée et, dans le cas d'une démodulation par échantillonneur synchrone, le risque de recouvrement de spectre est plus grand. Par exemple, si le filtre laisse passer un signal parasite à la fréquence double du signal à mesurer, le signal parasite devient continu à la sortie du démodulateur et se confond avec le signal à mesurer.
- La fréquence du filtre peut être réglée après fabrication du capteur et de l'électronique. Soit l'utilisateur du capteur doit faire des réglages externes. Soit le fabricant effectue un réglage interne. Cette opération de « trimming », qui peut se faire par fusible ou mémoire EEPROM, peut requérir une technologie spécifique et entraîne un coût supplémentaire de production. Il faut aussi noter que cette technique a des limites puisque le réglage de la fréquence centrale ne se fait que par valeurs discrètes. Aussi il faut s'assurer que la fréquence de fonctionnement du capteur ou la fréquence du filtre n'est pas sensible à des paramètres extérieurs (température, tension d'alimentation ...).
- Un multiplieur peut décaler la fréquence du signal dans la bande passante du filtre. Cependant, la fréquence du signal multiplicateur (oscillateur local) doit être réglable et étalonnée après fabrication.

Aucune de ces solutions ne permet de garantir une assez grande robustesse, un filtrage efficace ($Q \gg 2$) et un coût assez faible. C'est pour cela qu'une solution nouvelle, basée sur l'utilisation du signal de référence et d'un filtre à capacité commutée, a été imaginée. Elle permet l'auto centrage du filtre sur la fréquence du signal à mesurer grâce au contrôle de la fréquence d'horloge du filtre. Le coefficient de qualité du filtre peut donc être fortement augmenté. C'est cette solution qui a été retenue pour l'électronique de la boussole. Nous verrons par la suite que l'auto centrage du filtre permet une souplesse sur l'utilisation du capteur qui autorise l'injection de signaux avec des fréquences différentes de celles de fonctionnement du capteur. Nous verrons que cette propriété est très utile lors d'une phase d'étalonnage du système.

III.2.3.3. Solution alternative digitale basée sur une mesure de fréquence

Une solution basée sur une mesure de fréquence peut être utilisée. Elle est alternative à la mesure de jauges par un pont de Wheatstone et a l'avantage d'être presque entièrement numérique. La conception d'un circuit numérique est plus rapide qu'un circuit analogique. De plus, un circuit numérique est plus robuste aux variations de procédé.

Le schéma de l'architecture est présenté sur la Figure III-5. Elle est basée sur un oscillateur dont la fréquence dépend de la résistance d'une jauge. Sa fréquence d'oscillation (f_{osc}) est beaucoup plus élevée que la fréquence de variation des résistances de jauges (f_{res}). Un processeur compte le nombre d'impulsions produites.

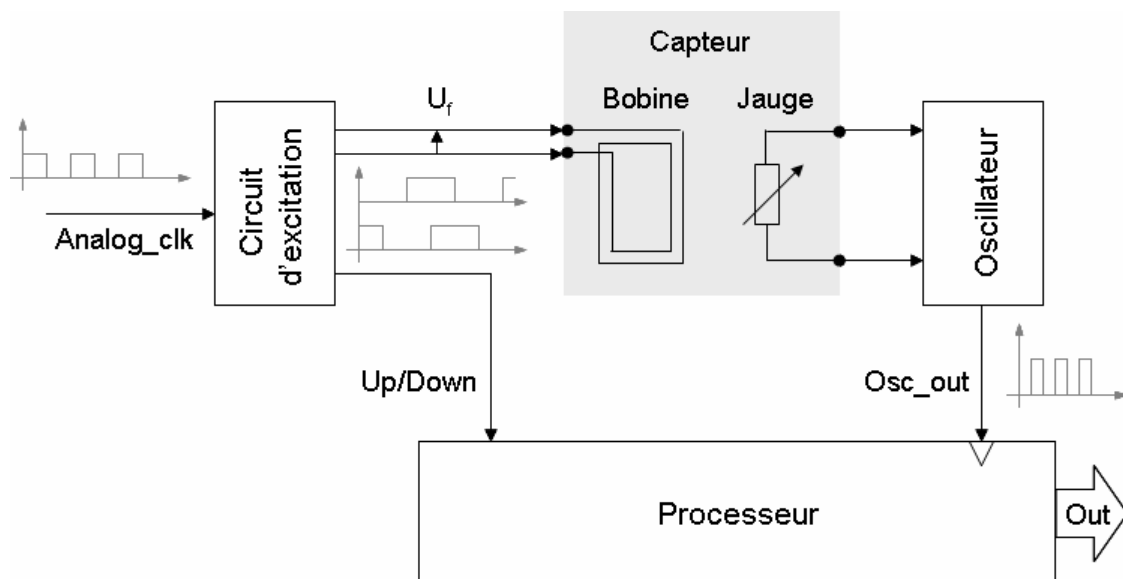


Figure III-5 Schéma de l'architecture alternative basée sur un oscillateur

Le fonctionnement est détaillé sur la Figure III-6. Le circuit d'excitation est étalonné pour délivrer un signal à la fréquence de résonance du cantilever U-Shape. Seule l'amplitude du signal sinusoïdal en sortie du capteur ($\Delta R_{max}/R$) doit être mesurée. C'est pour cela que le compteur est commandé de façon à compter pendant l'alternance positive du signal et décompter pendant l'alternance négative. Après une période, la sortie du compteur (*Out* sur la Figure III-5) dépend du nombre d'impulsions (Nb_{imp}), produites par l'oscillateur, entre les deux alternances. Ce nombre se déduit de la soustraction des valeurs moyennes de la fréquence d'oscillation, qui varie dans les mêmes proportions que la résistance de jauge si on considère un oscillateur dont la fréquence est fixée par une constante de temps RC. Le calcul donne alors la relation suivante :

$$(éq. 64) \quad Nb_{imp} = \frac{f_{osc}}{f_{res}} \frac{\Delta R_{max}}{R} \times \frac{2}{\Pi}$$

Le coefficient $2/\Pi$ correspond a la moyenne de la demi alternance d'un sinusoïde d'amplitude unitaire. Notons que la sortie du compteur étant un nombre entier, la sortie numérique *Out* est un nombre entier immédiatement inférieur ou supérieur à celui donné par l'équation (éq. 64). Cela dépend du moment de la première impulsion par rapport au début de la période du signal.

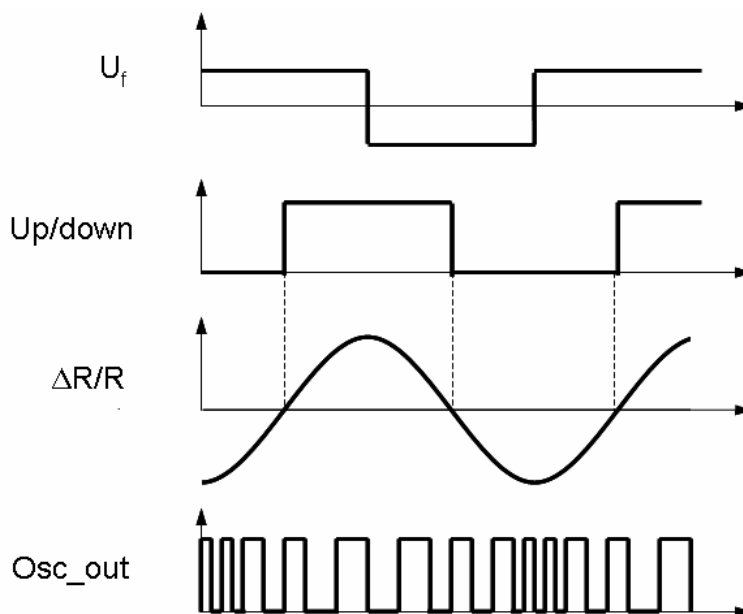


Figure III-6 Chronogramme des signaux de l'architecture alternative

D'après (éq. 64), on voit que, plus la fréquence de l'oscillateur est grande, plus la sortie est sensible et donc meilleure sera la résolution. Par exemple, en prenant la fréquence f_{osc} de l'oscillateur à 30 MHz et une induction magnétique de 1 μT , le nombre donné par (éq. 64) est théoriquement de 0,0003 impulsion. Ceci indique que la probabilité d'avoir le nombre 1

stocké dans le compteur est d'environ $1/3425$ à la fin d'une période du signal. En laissant le compteur actif pendant 3425 périodes (152 ms) cette probabilité est de 1. Pour avoir une résolution de $1 \mu T$, le temps de réponse est donc de 152 ms.

La résolution théorique (B_{res}) peut être exprimée en fonction du temps de réponse τ_{rep} souhaitée :

$$(éq. 65) \quad B_{res} = \frac{1}{\tau_{rep}} \cdot \frac{\Pi}{2 \times S \times f_{osc}}$$

S est la sensibilité du capteur définie dans ce cas par :

$$(éq. 66) \quad S = \frac{\Delta R_{max}}{R} / B$$

Dans le cas du capteur U-Shape actionné par un signal carré d'amplitude 5 V, cette sensibilité est théoriquement de 34,4 %/T (calculé à partir de la sensibilité théorique en sortie du pont de Wheatstone : 0,86 V/T).

Comme dans le cas de la chaîne de traitement analogique classique présentée précédemment, ce circuit est sensible à la fréquence et à la phase du signal. En dehors d'être une solution presque entièrement numérique, il a aussi les avantages suivants :

- Une robustesse aux offsets, aux dispersions sur la fréquence de résonance et autres variations de procédé.
- Le signal est déjà numérisé : pas besoin d'un convertisseur analogique numérique.
- La numérisation intervient au plus près du capteur : réduction des bruits liés à l'environnement.
- Une surface très petite. Après placement et routage, elle est inférieure à $0,2 \text{ mm}^2$. On peut la comparer à la surface d'un convertisseur analogique numérique de la librairie qui est environ de $0,5 \text{ mm}^2$.

Par contre, la résolution minimale qu'on peut obtenir est moins intéressante qu'avec un pont de Wheatstone et la chaîne de traitement analogique classique (environ 80 fois moins bonne pour le même temps de réponse). Bien qu'en théorie suffisante pour réaliser une boussole de résolution 2° avec un temps de réponse de 150 ms, ces performances ne laissent pas assez de marge pour pouvoir, par exemple, réduire la consommation du circuit en utilisant le capteur périodiquement. Cette solution n'a donc pas été retenue.

III.2.4. Prototype d'interface classique à composants discrets

III.2.4.1. Présentation de la carte

Un prototype de la boussole complète a été réalisé sur une carte avec des composants discrets. Elle a permis de valider l'architecture d'une interface classique appliquée au capteur de champ magnétique et de mettre en évidence certains défauts. Le capteur utilisé intègre deux cantilevers U-Shape optimisés en sensibilité et deux chaînes d'amplification. La Figure III-7 montre une photo de la carte. L'amplification sur puce a un gain d'environ 5500. Le reste de l'électronique est réalisée à l'aide de composants discrets qui permettent :

- D'exciter le capteur par des signaux sinusoïdaux ou carrés. Le générateur fonctionne en boucle ouverte avec un étalonnage préalable de la fréquence d'excitation à la fréquence de résonance des cantilevers. Celui-ci est réalisé grâce à l'actionnement magnétique produit par un aimant.
- De filtrer et démoduler le signal de sortie du capteur par une chaîne de traitement classique telle que celle présentée sur la Figure III-4. La fréquence du filtre passe bande est réglée par des potentiomètres.
- De réaliser toutes les fonctions numériques par un microcontrôleur ou un FPGA relié à la carte.
- D'afficher l'azimut ou autres valeurs sur un écran.

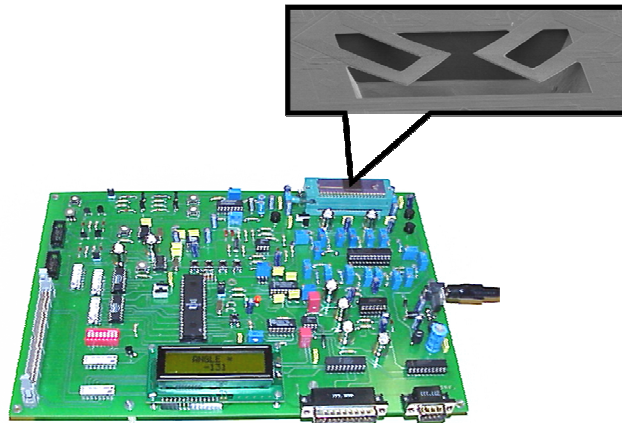


Figure III-7 Photographie de la carte de validation

Suite au développement de cette carte, nous pouvons faire plusieurs constats :

- Les deux axes de la boussole ne peuvent pas être excités en même temps à cause de couplages capacitifs entre la bobine d'un capteur et le circuit de conditionnement de l'autre. Il se produit alors un phénomène de battement à la sortie du capteur. Les

fréquences de résonance de chaque cantilevers étant très proche il est impossible de filtrer les signaux pour les dissocier.

- Le mauvais PSRR (seulement -20 dB au niveau du pont de Wheatstone) limite fortement la dynamique du signal et la résolution du capteur. En particulier le courant consommé par le microcontrôleur crée un signal basse fréquence dans la chaîne d'amplification du capteur. Il a tendance à faire saturer les amplificateurs.
- L'électronique qui est réglée par potentiomètres est très sensible à la température. Ceci rend le système peu robuste. En particulier le potentiomètre qui sert à équilibrer l'offset du pont de Wheatstone doit être réglé périodiquement.

III.2.4.2. Les performances de la boussole sur carte

Grâce à un filtrage numérique du bruit, la résolution angulaire obtenue est de l'ordre de 1° pour un temps de réponse de 1 s . Ce n'est pas la résolution espérée à cause de la mauvaise réjection des bruits externes au capteur, mais elle permet de mesurer certaines performances.

Le diagramme de rotation de la boussole en présence du champ magnétique terrestre de composante horizontale $20\ \mu\text{T}$ (cf Chap. I.3) est présenté sur la Figure III-8. Un digit de la sortie numérique représente environ 5 mV en sortie du démodulateur. On observe un offset, lié principalement à l'aimantation du boîtier, et une différence de sensibilité entre les deux axes, causée en grande partie par l'électronique externe. Ceci limite fortement la précision de la boussole. Heureusement l'étalonnage en gain et offset permet de corriger ces défauts.

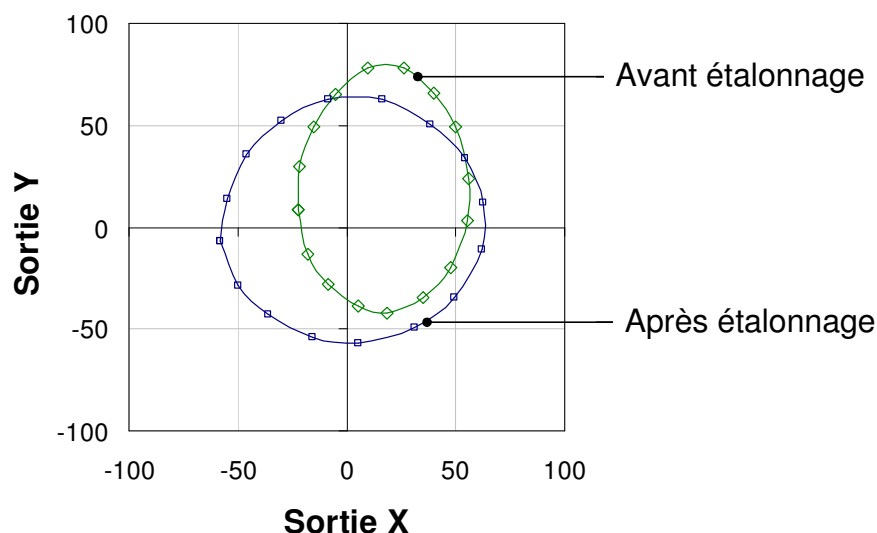


Figure III-8 Diagramme de rotation de la boussole : sortie numérique avant et après étalonnage en gain et offset

La linéarité de la boussole étalonnée a été étudiée (Figure III-9). L'angle de la boussole est celui qui est imposée à la carte pendant sa rotation. On voit que l'erreur de non linéarité maximale est de 5°, ce qui est raisonnable pour beaucoup d'application. Compte tenu du bruit sur le signal, la précision des mesures et de l'environnement, il est difficile de conclure sur la linéarité maximale et intrinsèque qu'il est possible d'atteindre avec une boussole réalisée à partir des cantilevers U-Shape. On peut cependant affirmer que l'erreur de linéarité causée par les capteurs intégrés est inférieure à 5°.

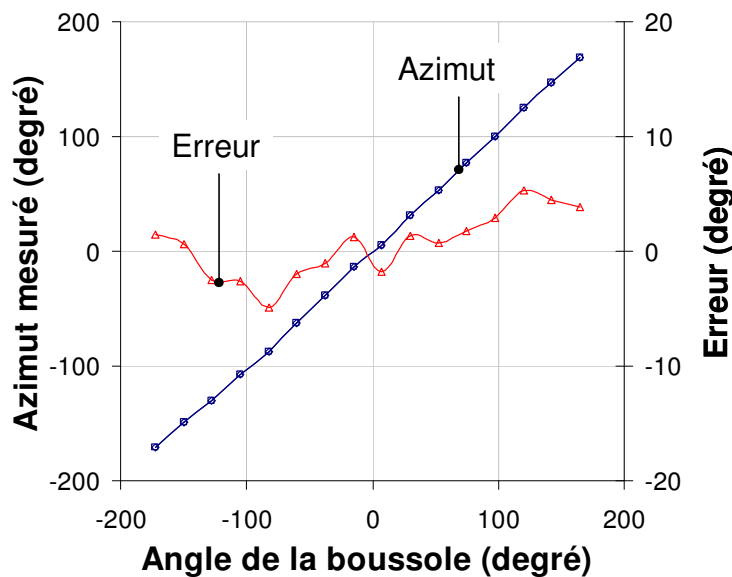


Figure III-9 Graphique montrant la linéarité de la boussole après étalonnage

III.2.5. Le système retenu

Dans ce sous-chapitre, on présentera l'architecture globale retenue. Elle est basée sur une chaîne de traitement classique à laquelle des solutions sont apportées afin de la rendre robuste aux variations du procédé sans réglages externes. Ensuite on détaillera le fonctionnement du circuit d'excitation et celui de conditionnement. Enfin des simulations haut niveau permettront de valider l'ensemble.

III.2.5.1. Architecture du système retenu

La Figure III-10 est le schéma de l'architecture électronique d'un axe de la boussole. Deux modes sont programmables. Le mode normal sert à actionner le cantilever à la résonance par force magnétique pour mesurer le champ. Le mode étalonnage sert à actionner le cantilever par force électrothermique pour rechercher la fréquence de résonance du cantilever et ainsi pouvoir étalonner le circuit d'excitation pour le mode normal. L'électronique de contrôle de la boussole (non représentée sur la figure) opère la gestion des deux modes.

Seule l'horloge de référence est externe à la puce. Un oscillateur à quartz peut être utilisé. Il sert à délivrer un signal de référence à fréquence stable (c'est-à-dire qui ne dépend pas des conditions extérieures) pour le synthétiseur de fréquence qui génère le signal d'excitation. Notons qu'une telle horloge souvent disponible sur les cartes électroniques destinées à accueillir une boussole électronique. Dans ce cas, cela n'entraîne donc pas de coûts supplémentaires au système.

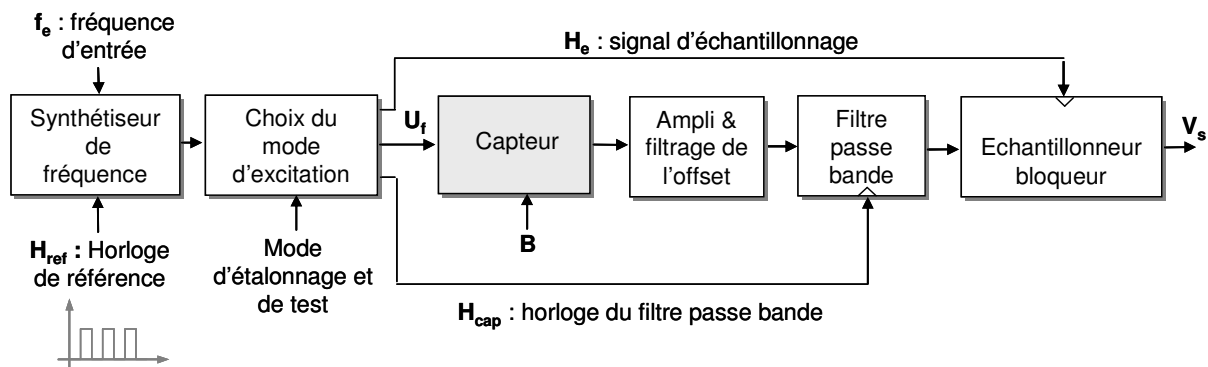


Figure III-10 Schéma de l'architecture d'un axe de la boussole

Le synthétiseur de fréquence génère plusieurs signaux avec des fréquences et des phases qui sont nécessaires à l'excitation du capteur, à l'échantillonnage synchrone et à l'auto centrage du filtre passe bande. Les fréquences de ces signaux sont programmables par un seul mot digital en entrée (Nb_{f_e}). Le bloc en sortie du synthétiseur met en forme les signaux en fonction du mode programmé (normal ou étalonnage).

L'amplification du signal est couplée à un filtrage de l'offset statique du capteur pour ne pas faire saturer les amplificateurs.

Le filtre passe bande à capacités commutées est nécessaire pour améliorer le rapport signal sur bruit et aussi éviter le recouvrement de spectre lié à l'échantillonnage synchrone. La fréquence centrale du filtre (f_{cent}) est, par conception du filtre, liée à la fréquence du signal horloge (H_{cap}) par la relation :

$$(éq. 67) \quad f_{cent} = \text{fréquence}(H_{cap}) / n_{cap}$$

Le rapport n_{cap} entre les deux fréquences doit être assez grand pour assurer un bon échantillonnage du signal. Fixé par un rapport de capacités, on peut en déduire qu'il a une incertitude d'environ 0,1 % avec le procédé CMOS utilisé. En mode normal, le signal à mesurer en sortie du capteur est à la même fréquence que le signal d'excitation. Il suffit donc que la fréquence d'horloge du filtre soit fixée précisément à cette fréquence multipliée par n_{cap} pour que le filtre soit centré automatiquement. En mode étalonnage, la fréquence du signal

d'horloge est $2 \times n_{cap}$ que multiplie la fréquence du signal d'excitation à cause du doublement de fréquence lié aux phénomènes thermiques (Effet Joules).

Enfin un échantillonneur bloqueur permet de démoduler et d'échantillonner le signal avant la conversion analogique numérique.

L'architecture présentée répond aux spécifications fixées. Aucun élément externe dédié à la boussole n'est alors nécessaire. Le mode étalonnage garantit le fonctionnement du cantilever à la résonance. Rappelons que l'étalonnage peut être réalisé par le fabricant ou périodiquement pendant le fonctionnement de la boussole. Nous verrons par la suite que l'étalonnage par actionnement électrothermique peut se faire indépendamment de l'environnement externe et en particulier de l'environnement magnétique.

III.2.5.2. Fonctionnement en mode normal

La bobine du capteur est excitée par un signal carré pendant son fonctionnement normal. Puisque la bande passante de la fonction de transfert mécanique est d'environ 200 Hz , seul le fondamental du signal d'excitation est utile pour l'actionnement magnétique. Le signal carré est donc équivalent à un signal sinusoïdal si on ne considère que le comportement idéal du capteur. Cependant, il est intéressant de voir les avantages et inconvénients du signal d'actionnement carré par rapport à un signal sinusoïdal (Tableau III-1). L'état de l'art sur les générateurs intégrés de sinusoïde qui sont basés sur un signal de référence montre que leur coût en surface serait trop important et ils consommeraient beaucoup plus. En effet, ces générateurs utilisent un convertisseur numérique analogique et une table de valeur (« Look Up Table » : LUT) en plus d'un circuit numérique. De plus, pour permettre au générateur de délivrer environ 2 mA sous une tension différentielle rail à rail, il faut ajouter deux amplificateurs opérationnels. Le choix du signal d'actionnement carré est donc expliqué par la simplicité de sa mise en forme. En effet, un circuit numérique est suffisant. Etant donné les spécifications du capteur (coût, surface) il apparaît comme la seule solution possible.

Désignation	Signal carré	Signal sinusoïdal
Puissance dissipée dans la bobine	10,8 mW	5,4 mW
Sensibilité du capteur	0,86 V/T	0,68 V/T
Couplage capacitif	Bruitage de l'ensemble du substrat lié à la commutation du courant de la bobine	Bruit plus faible
Phénomène thermique	Offset statique	Offset statique + Apparition d'une seconde harmonique
Complexité et coût de mise en œuvre du générateur	Simple (Circuit numérique)	Complexe (Circuit numérique + LUT+ DAC ...). Coût en surface élevé.

Tableau III-1 Comparaison du signal d'actionnement carré par rapport au signal d'actionnement sinusoïdal

Tout d'abord, il faut noter que le maximum de sensibilité est obtenu lorsque la bobine est alimentée par un signal différentiel à ses bornes, c'est-à-dire que les potentiels à ses bornes (V_{f1} et V_{f2} sur la Figure III-11) varient en opposition de phase. Le courant I_f circulant dans la bobine est alors constant en amplitude, seule sa direction varie. L'élévation de température en chaque point du cantilever est donc constante. Le seul effet thermique en sortie du capteur est donc un offset statique.

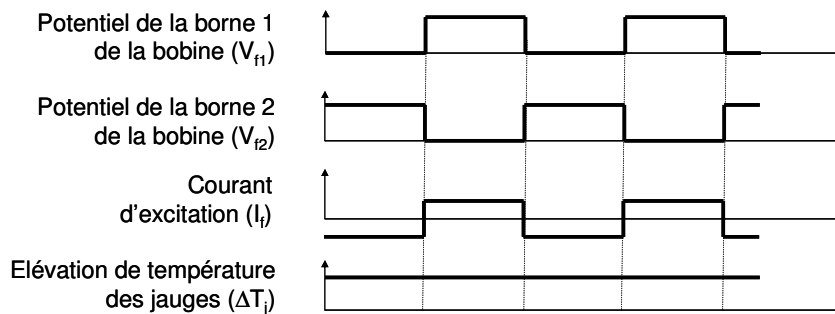


Figure III-11 Chronogramme des signaux d'excitation en mode normal

Le chronogramme de la Figure III-12 montre les signaux en sortie du filtre passe bande et la sortie de l'échantillonneur bloqueur. En présence d'un champ magnétique, le signal en sortie du capteur est généré par la force magnétique. Il est déphasé de 90° par rapport au signal d'excitation U_f ($V_{f1} - V_{f2}$). Le filtre passe bande, qui est précisément centré sur cette fréquence, n'ajoute pas de déphasage. L'échantillonneur peut simplement bloquer la tension sur le front montant du signal d'excitation. Sur la Figure III-12, on voit que l'échantillonneur est commandé par niveaux de tension. Il est suiveur de tension lorsqu'il n'est pas bloqueur. Le

convertisseur analogique numérique qui suit doit convertir le signal en une demi période du signal d'excitation. Ce qui n'est pas une forte contrainte puisque cette fréquence est d'environ 20 kHz (le temps disponible est alors de 25 μs).

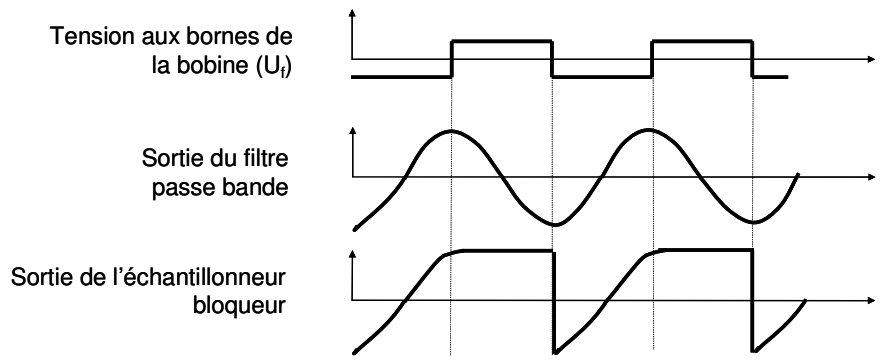


Figure III-12 Chronogramme des signaux du circuit de conditionnement en mode normal

III.2.5.3. Fonctionnement en mode étalonnage

En mode normal le signal thermique est annulé par l'utilisation d'un signal carré différentiel. En mode étalonnage, il faut au contraire que la température varie pour que le cantilever soit actionné à la résonance thermiquement. Nous avons vu que les signaux d'excitation doivent être générés par un circuit numérique pour que la boussole ne soit pas trop coûteuse en surface et consommation. A partir de signaux binaires, on peut imaginer deux types d'excitation, représentés sur la Figure III-13 et la Figure III-14. Si le courant d'excitation a deux niveaux, la fréquence du signal thermique est la même que celle du courant d'excitation. Le cantilever est actionné à la résonance par deux forces en même temps : la force thermique et la force magnétique. Les deux pouvant s'annuler, il faut pouvoir contrôler le champ magnétique pour s'assurer que l'étalonnage se passe correctement.

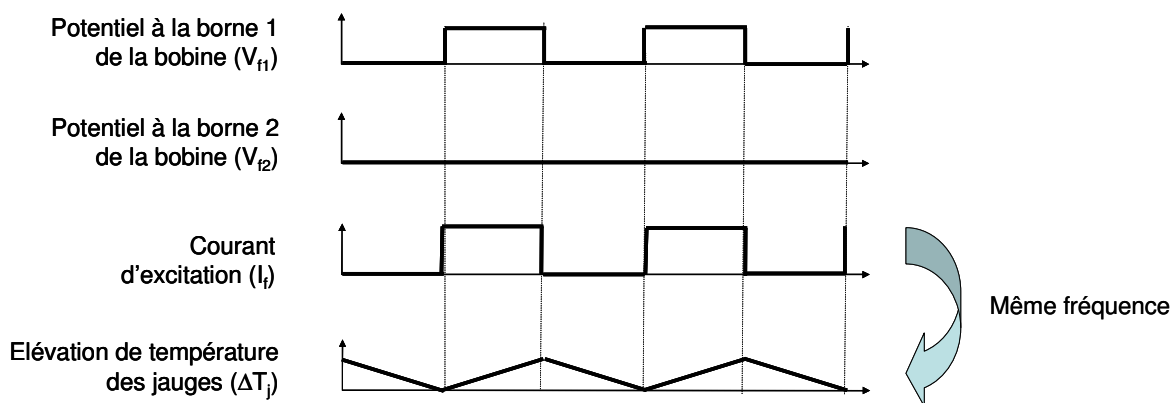


Figure III-13 Chronogramme des signaux d'excitation (courant à 2 niveaux)

La solution de la Figure III-14, qui a été retenue, possède l'avantage de doubler la fréquence du signal thermique comme si le courant d'excitation était sinusoïdal. Ainsi, comme il a été observé lors de la caractérisation des effets thermiques (cf. Chapitre II), lorsque le cantilever entre en résonance par force thermique, le signal en sortie du capteur ne dépend que très peu du champ magnétique appliqué. En effet, la fréquence de la force magnétique est alors égale à la moitié de la fréquence de résonance. Le capteur est donc très peu sensible. L'avantage est de pouvoir se passer du contrôle du champ magnétique externe pendant l'étalonnage du circuit d'excitation.

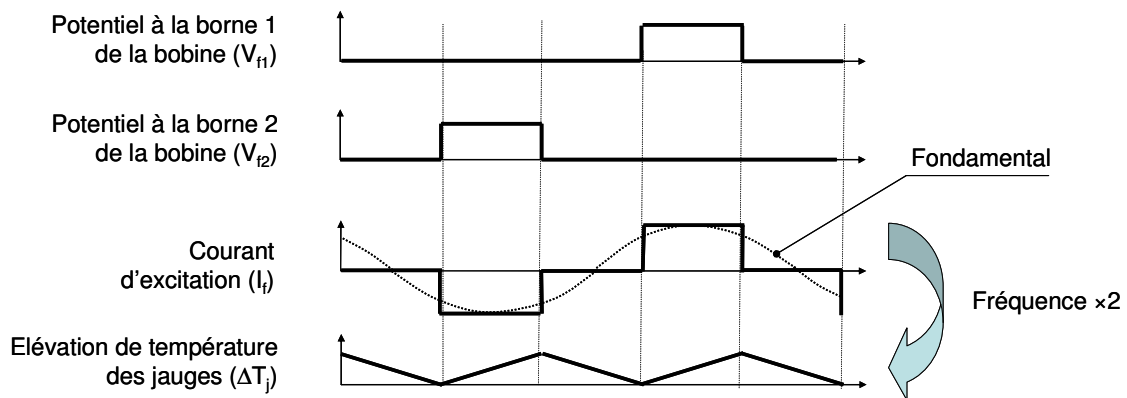


Figure III-14 Chronogramme des signaux d'excitation (courant à 3 niveaux) : solution retenue

Les variations de température dans le cantilever provoquent, en sortie du capteur, un signal lié à l'actionnement thermique ainsi qu'un signal lié à la sensibilité thermique des jauges (effet direct). Sur la Figure III-15, on voit que le signal en sortie du filtre passe bande est alors la somme de ces deux effets. Lorsque le signal thermique est à la fréquence de résonance, ils sont en quadrature et peuvent donc être distingués. La sortie du filtre passe bande est échantillonnée sur la crête de la composante du signal liée à l'actionnement thermique. L'effet direct qui gêne l'étalonnage est alors annulé.

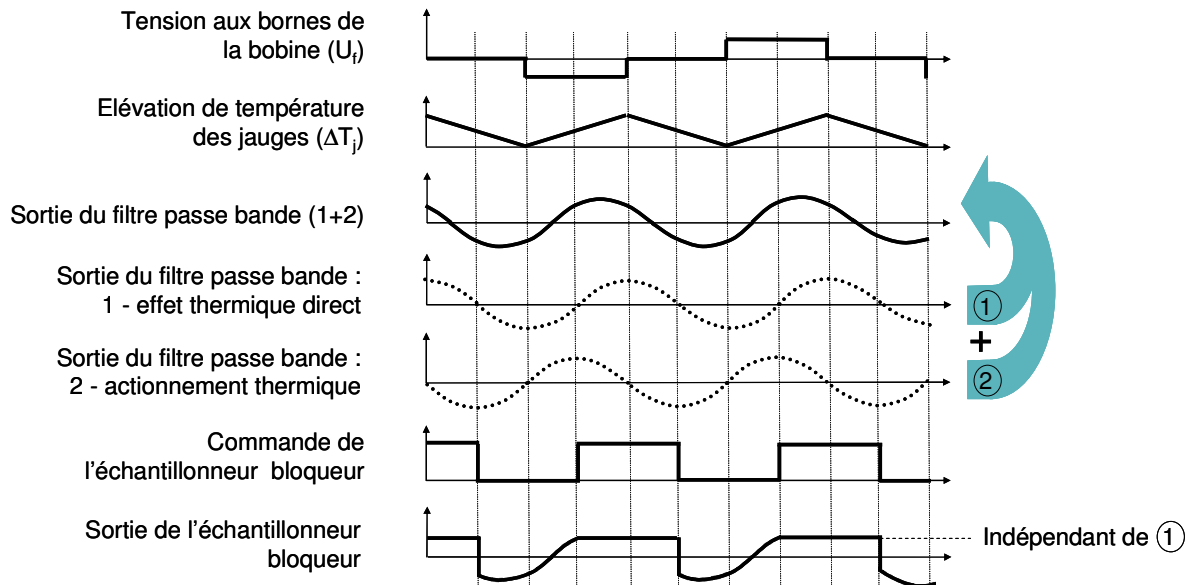


Figure III-15 Chronogramme des signaux du circuit de conditionnement en mode étalonnage

Pour trouver la fréquence de résonance par actionnement thermique, l'utilisation d'un balayage de la fréquence d'entrée autour de la moitié de la fréquence de résonance théorique suffit. La valeur échantillonnée en sortie est maximale lorsque la fréquence d'entrée est à la moitié de la fréquence de résonance. Notons que ce scanning est possible grâce à l'auto ajustement du filtre passe bande pendant l'étalonnage. Si la fréquence centrale du filtre était fixe, il ne serait pas envisageable de faire varier la fréquence d'excitation du capteur.

Dans l'étude des signaux en mode normal et mode étalonnage qui vient d'être faite, les signaux parasites tels que le couplage capacitif et le bruit thermique n'ont pas été pris en compte. Il est de ce fait nécessaire de valider l'architecture par simulation avec un modèle de capteur complet.

III.2.5.4. Simulations haut niveau

L'architecture retenue est simulée avec l'outil Matlab®/Simulink® pour des raisons de rapidité de simulation. Le modèle complet du capteur a été utilisé pour vérifier la réjection des effets parasites par l'électronique. Par contre, les non idéalités des autres blocs du système ne sont pas représentées. Un filtre passe bas à temps discret a été rajouté en sortie du démodulateur pour améliorer le rapport signal sur bruit. Il peut facilement être implémenté sur silicium après conversion analogique numérique. Deux capteurs avec leurs chaînes de

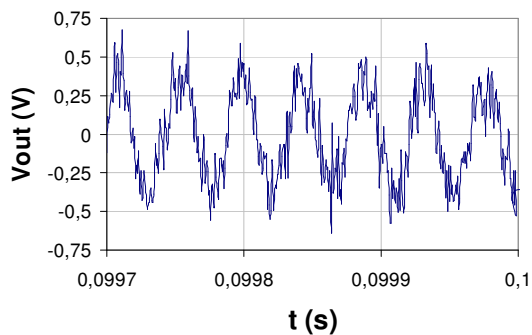
traitement sont simulés et l'angle donné par la boussole est calculé par une fonction arctangente.

La Figure III-16 représente les signaux temporels en sortie de différents blocs de la chaîne de traitement de l'axe X :

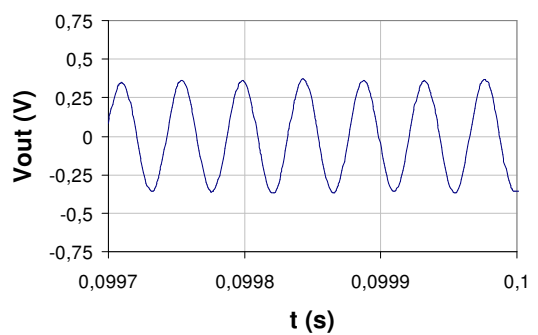
a – La sortie de chaîne d'amplification de gain total 25 000 associé à un filtrage passe haut du premier ordre de fréquence de coupure 1 kHz.

b – La sortie du filtre passe bande à temps discret de bande passante 6 kHz.

L'induction magnétique en entrée est 10 μT . On observe une nette amélioration du rapport signal sur bruit en sortie du filtre passe bande.



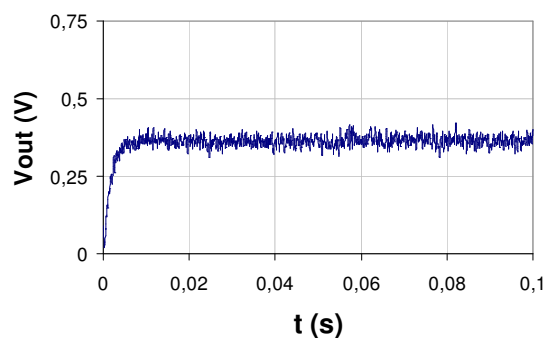
a - Sortie de la chaîne d'amplification



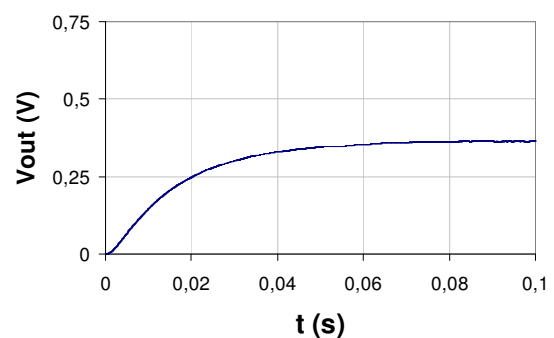
b - Sortie du filtre passe bande

Figure III-16 Signaux de sortie de la chaîne d'amplification et du filtre passe bande en mode normal

La Figure III-17.a représente la tension de sortie du démodulateur qui est un échantillonneur bloqueur. Le bruit observé correspond au bruit sur les crêtes de la sinusoïde en sortie du filtre passe bande. En calculant la puissance de bruit sur toute la bande passante du signal, sa résolution est 11,6 mV. En sortie du filtre passe bas de fréquence de coupure 10 Hz (Figure III-17.b), la résolution est finalement de 0,6 mV pour un temps de réponse 5 fois plus grand.



a. Sortie du démodulateur



b – Sortie du filtre passe bas

Figure III-17 Signaux de sortie démodulateur et du filtre passe bas en mode normal

Les performances de l'architecture retenue sont résumées dans le Tableau III-2. La résolution angulaire est donnée dans deux cas : sans et avec un filtre passe bas numérique. Même en l'absence d'un filtre passe bas, elle est très largement suffisante pour les applications d'une boussole faible coût.

Sortie	Sortie du démodulateur	Sortie du filtre passe bas
Résolution	11,6 mV	0,6 mV
NEMI	320 nT	16,7 nT
Résolution angulaire correspondante	0,56°	0,034°
Temps de réponse à 5 %	5 ms	50 ms

Tableau III-2 Performances simulées de l'architecture

En mode étalonnage, il est préférable de ne pas utiliser de filtre passe bas, pour diminuer le temps de réponse et ainsi réduire au minimum le temps nécessaire à l'étalonnage. Il est nécessaire de vérifier que la résolution en sortie du démodulateur est suffisante pour calculer la fréquence de résonance du cantilever. Sur la Figure III-18, la tension échantillonnée en sortie du démodulateur est reportée en fonction de la fréquence du signal délivré par le circuit d'excitation. Autour de la moitié de la fréquence de résonance le pas de fréquence est 20 Hz (équivalent à 40 Hz pour le signal thermique) pour que le pic dû à l'actionnement thermique soit détecté. Ceci permet une mesure de la fréquence de résonance à 20 Hz près (pas de fréquence divisé par 2). Le pas de 40 Hz est directement lié au dimensionnement du synthétiseur de fréquence et peut être réduit si nécessaire. Notons que le rapport signal sur bruit déduit des simulations est suffisant (36,8 dB lorsque la tension de sortie est maximale).

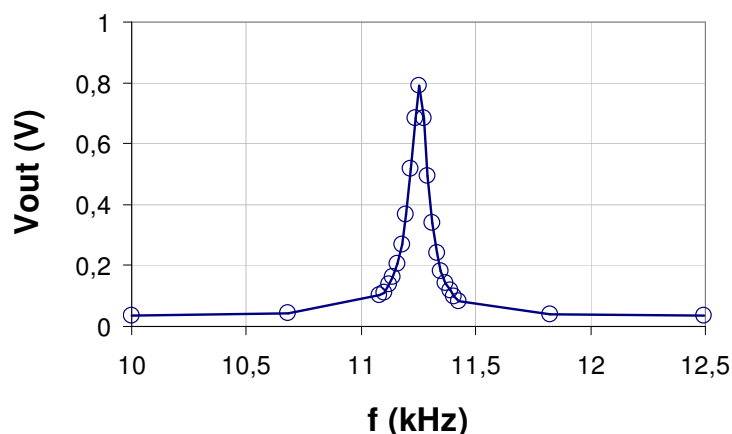


Figure III-18 Balayage de la fréquence d'entrée en mode étalonnage : sortie du démodulateur

Le temps de réponse de la chaîne de traitement est d'environ 10 ms en mode étalonnage. Pour que le circuit soit robuste à des variations de la fréquence de résonance de $\pm 15\%$, le temps nécessaire pour un étalonnage complet est alors de $1,7\text{ s}$ en utilisant un pas fixe de 40 Hz . Il peut certainement être abaissé en utilisant un pas large au début du balayage et plus fin ensuite pour affiner la recherche du maximum. Ce temps est cependant raisonnable pour l'étalonnage du système à la mise sous tension.

Concernant l'étalonnage périodique, si un premier étalonnage en usine a été fait, le système connaît la fréquence de résonance avec une précision supérieure à 1% . Les variations au cours du temps sont essentiellement dues à la température ambiante. Le temps de réétalonnage peut être inférieur à 200 ms et permet alors de réajuster la fréquence de résonance à intervalle de temps assez court sans perturber le fonctionnement de la boussole.

Ces simulations valident le bon fonctionnement de l'architecture retenue et confirment les performances estimées. La réalisation peut maintenant être envisagée. Dans le sous chapitre suivant qui porte sur la conception de l'électronique, l'architecture sera validée en prenant en compte les imperfections de l'électronique.

III.3. Conception de l'électronique

III.3.1. Le circuit d'excitation

III.3.1.1. Le synthétiseur de fréquence

Le synthétiseur de fréquence digital est composé principalement d'un additionneur et d'un registre n bit (A), commandée par une horloge de référence (Figure III-19). Un second registre (B) sert à stocker la valeur Nb_{f_e} qui commande la fréquence de sortie. La sortie numérique s'incrémente de Nb_{f_e} à chaque front d'horloge. Elle est remise à zéro lorsque la valeur maximale qui peut être stockée par le registre B est dépassée. Cette structure est souvent utilisée comme l'accumulateur de phase d'un générateur de sinusoïde DDS [6] (« Direct Digital Synthesis »). Dans ce type d'architecture le mot de sortie Gen_out représente une phase et sert d'adresse à une mémoire contenant la valeur du signal sinusoïdal. Cette dernière est ensuite convertie en tension analogique. Pour l'application visée, seuls quelques bits de la sortie digitale Gen_out nous intéressent.

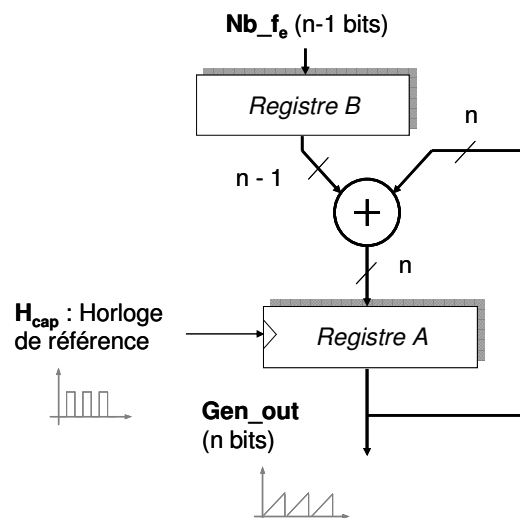


Figure III-19 Schéma du synthétiseur de fréquence

La Figure III-20 présente les chronogrammes de chaque bit du mot de sortie Gen_out . Leur fréquence est proportionnelle à la valeur programmée dans le registre d'entrée et dépend de la position du bit (i) :

$$(éq. 68) \quad freq.(Gen_out[i]) = Nb_{f_e} \times \frac{freq.(H_{cap})}{2^i}$$

La position du bit de poids fort est n . D'après cette équation, la fréquence d'un bit est un multiple du pas de fréquence. Celui qui a le pas en fréquence le plus petit est le bit de poids

fort. La taille de l'additionneur et le nombre de bascules nécessaires sont donc fixés, d'une part, par la résolution du générateur, c'est-à-dire la taille du plus petit pas de fréquence, et d'autre part, par la fréquence d'horloge.

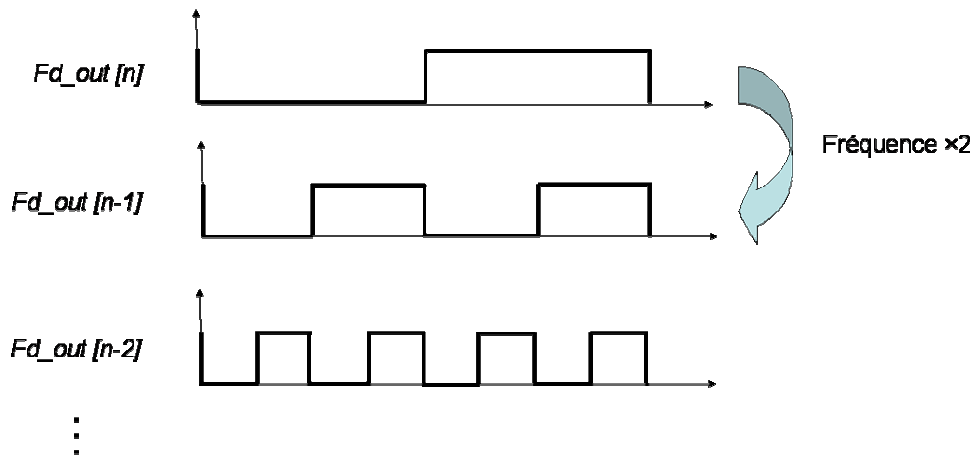


Figure III-20 Chronogramme des bits de sortie du synthétiseur de fréquence

Ce générateur a l'avantage de synthétiser de façon très simple et simultanément plusieurs fréquences avec des rapports précis entre elles. Il est aussi utile pour disposer de plusieurs signaux avec des fronts déphasés. Le seul inconvénient est l'existence de fréquences parasites dans le signal de sortie, pour certaines fréquences programmées. Ce phénomène est plus prononcé lorsque la fréquence est proche de celle de l'horloge. Cette dernière est donc choisie assez grande pour ne pas dégrader la résolution du capteur. Le système boussole est validé pour une fréquence d'horloge de 20 MHz.

III.3.1.2. La mise en forme des signaux

A partir des signaux générés par le synthétiseur de fréquence quelques portes logiques suffisent à la mise en forme des signaux utiles pour le capteur, pour le filtre et pour le démodulateur (Figure III-21). En mode normal, le signal d'excitation de la bobine ($V_{f2} - V_{f1}$) est généré par l'avant dernier bit de poids fort du synthétiseur ($Gen_out[n-1]$). En mode étalonnage, le bit de poids fort est utilisé en plus parce que sa fréquence est moitié moins grande. Dans les deux modes, la fréquence d'horloge (f_{cap}) pour le filtre à capacités commutées reste la même puisque la fréquence du signal en sortie du capteur est toujours autour de la fréquence de résonance (f_{res}). Le rapport entre ces deux fréquences (64) doit être à la fois un multiple de 2 mais aussi être supérieur à 50 pour que le signal en entrée du filtre passe bande soit échantillonné correctement. En mode normal, le signal qui sert à la démodulation synchrone (H_e) est celui d'excitation. En mode étalonnage, il doit avoir la même fréquence et être déphasé de 90° . Les fronts montant du bit $Gen_out[n-2]$ sont en phase

avec les crêtes (supérieure et inférieure) du signal à mesurer. Sa fréquence est divisée par deux par une bascule rebouclée pour que le démodulateur n'échantillonne qu'une crête du signal (supérieure ou inférieure).

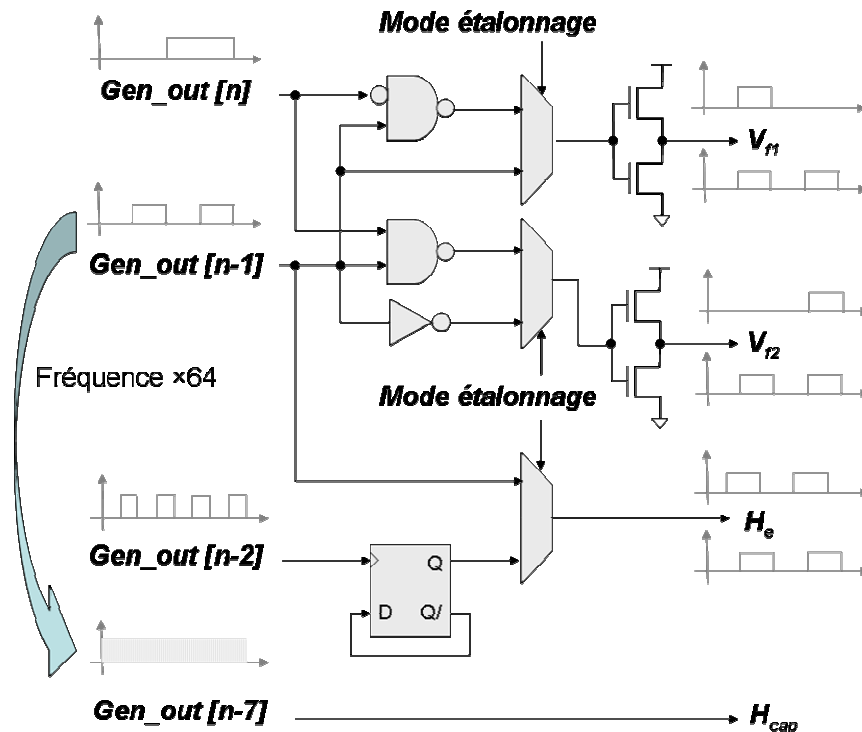


Figure III-21 Mise en forme des signaux d'excitation en mode test et étalonnage

III.3.1.3. Réalisation

Le synthétiseur de fréquence a d'abord été décrit en langage comportemental Verilog pour ensuite être implémenté grâce aux outils de conception numérique de Cadence® : simulation, synthèse et placement/routage. Pour pouvoir fonctionner jusqu'à 40 MHz, il est nécessaire d'imposer des contraintes temporelles au moment de la synthèse automatique. Ainsi l'additionneur n'est pas un additionneur simple à propagation de retenue et la surface du circuit est relativement élevée : 0,718 mm². C'est le synthétiseur retenu pour être implémenté sur le circuit de la boussole. Précisons que sa consommation est d'environ 7,6 mW. Cependant si on fixe définitivement la fréquence d'horloge à 20 MHz, il est possible de synthétiser le générateur avec un additionneur simple. Ainsi sa consommation est diminuée et sa surface divisée par 4 environ.

Pour réaliser l'adaptation entre les portes logiques et la bobine, il est nécessaire d'utiliser des « buffers » (représentés sur la Figure III-21). Ils permettent, d'une part de délivrer le courant d'actionnement de la bobine (environ 2 mA) mais aussi d'assurer que le courant qui circule dans un sens est de même intensité que lorsqu'il circule dans l'autre sens. C'est une condition

nécessaire pour rejeter correctement les effets thermiques en mode normal. C'est pour cela que les transistors du même type des deux « buffers » (un pour chaque borne) sont appairés. Concernant la taille des « buffers », même en choisissant des transistors assez larges et courts ($214 \mu m/2 \mu m$ pour le NMOS et $600/2 \mu m$ pour le PMOS), il apparaît une chute de tension d'une centaine de millivolts à leurs bornes. Ce qui diminue légèrement la sensibilité des capteurs.

III.3.2. La chaîne d'amplification

III.3.2.1. Le schéma global

Le schéma global de la chaîne d'amplification est présenté sur la Figure III-22. Pour rejeter au mieux le bruit extérieur et celui de la tension d'alimentation, elle est entièrement différentielle jusqu'au soustracteur qui permet de sortir une tension référencée. Il est composé de :

- Un préamplificateur faible bruit de gain 10. Il est conçu pour que le rapport signal sur bruit du signal de sortie du capteur ne soit pas dégradé. Les spécifications en terme de bruit pour les étages d'amplifications suivants sont alors moins contraignantes. Le gain est limité à 10 pour éviter une saturation pouvant être causée par l'offset du pont de Wheatstone du capteur. L'offset statique en sortie du préamplificateur est alors estimé aux alentours de $500 mV$.
- Deux filtres passe-haut du premier ordre de fréquence de coupure $600 Hz$. Le premier rejette essentiellement l'offset statique du capteur après le préamplificateur. Le second rejette l'offset créé par le premier amplificateur d'instrumentation. Pour obtenir cette fréquence de coupure sans utiliser de composants externes, des transistors polarisés en régime triode sont utilisés [7]. Ils sont dimensionnés beaucoup plus longs ($L = 400 \mu m$) que larges ($W = 2 \mu m$) pour obtenir une grande résistance ($8 M\Omega$). La tension de mode commun régénérée en sortie est la tension de référence ($V_{ref} = 2,5 V$). La fréquence de coupure est fixée beaucoup plus petite que la fréquence de résonance ($22,5 kHz$ en théorie) pour s'assurer de ne pas atténuer le signal utile, compte tenu les incertitudes du procédé de fabrication.
- Deux amplificateurs d'instrumentation de gain 50 chacun. Le gain total est alors de 25.000 et permet d'ajuster la dynamique du signal avant la conversion analogique numérique. Les AOPs (Amplificateurs Opérationnels) utilisés proviennent de la librairie standard d'AMS CYE. Grâce au gain apporté par le préamplificateur les

AOPs qui sont les moins performants en terme de bruit et qui ont l'avantage d'être moins coûteux en surface ont pu être choisis.

- Un soustracteur. Les quatre résistances sont égales pour assurer un bon rapport de réjection de mode commun (« CMRR » : Common Mode Rejection Ratio). Le signal de sortie est centré sur la tension de référence ($V_{ref} = 2,5 V$).

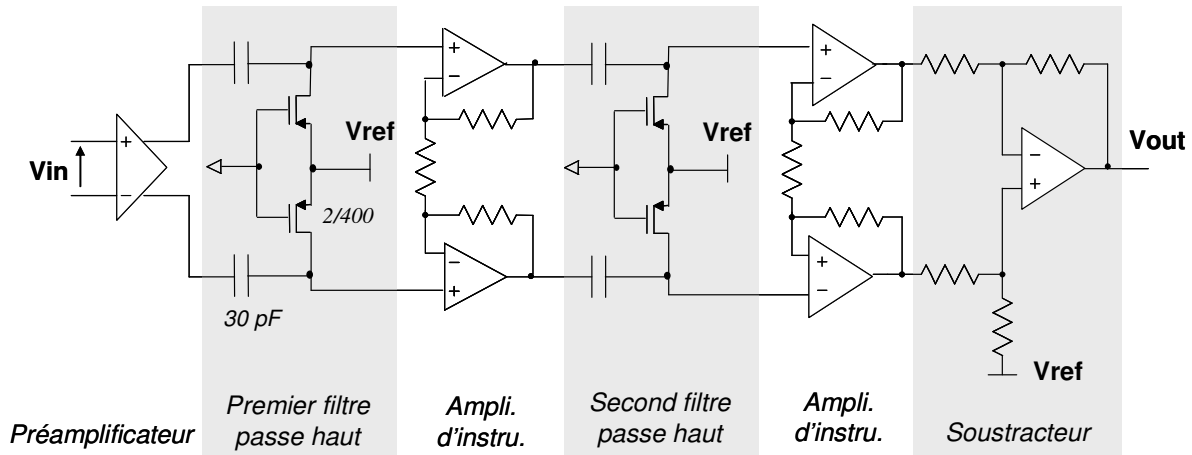


Figure III-22 Schéma de la chaîne d'amplification

III.3.2.2. Le préamplificateur

III.3.2.2.1. Le schéma

Le préamplificateur est basé sur une paire différentielle avec des résistances passives (Figure III-23). Contrairement aux amplificateurs utilisant une boucle de contre-réaction, le gain dépend fortement des incertitudes du procédé, de la température ambiante et de la tension d'alimentation. Cependant, l'azimut de la boussole n'est pas directement sensible au gain de chaque amplificateur mais plutôt à la différence de gain pouvant apparaître entre les deux axes. C'est donc le désappariement entre les préamplificateurs de chaque axe qui est important (notons que ceci n'est pas tout à fait exact si les offsets sont corrigés). Notons que le désappariement qui est dû aux incertitudes du procédé est corrigé par l'étalonnage en gain et offset de la boussole.

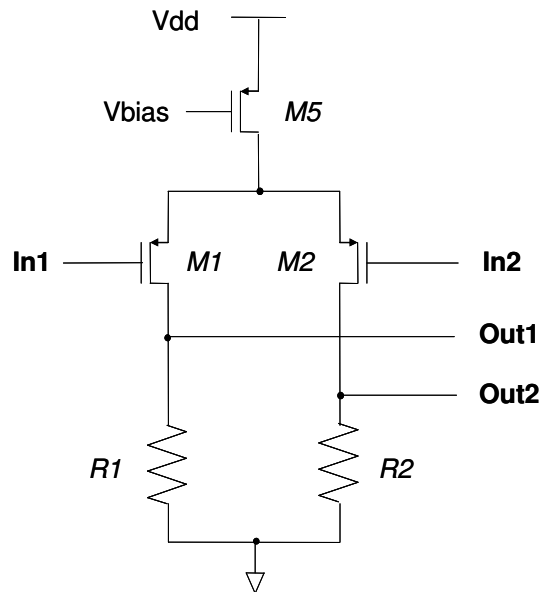


Figure III-23 Schéma du préamplificateur

III.3.2.2. Analyse de bruit

Les éléments du préamplificateur ont été dimensionnés à partir d'une analyse du bruit. Il apparaît que seul le bruit généré par les transistors d'entrée (M1 et M2) et les résistances ($R1$ et $R2$) est à prendre en compte. Les autres sources de bruit sont rejetées par la structure différentielle de l'amplificateur. Les modèles de bruits, détaillés dans cette partie, sont issus de [5] et sont intégrés dans l'outil de simulation Spectre®. L'analyse *NOISE* permet de faire une étude de la densité spectrale de bruit.

Concernant les transistors, deux sources de bruit sont présentes : le bruit thermique et le bruit en $1/f$ (« flicker noise »).

Le bruit thermique est dû à la résistivité du canal. La densité spectrale de bruit en entrée du transistor ne dépend pas de la fréquence (bruit blanc). Elle est donnée par la formule :

$$(éq. 69) \quad \overline{V_{in}^2}(f) = 4 \times k_b \times T \times \left(\frac{2}{3}\right) \times \frac{1}{g_m}$$

Où g_m est la transconductance en petits signaux, k_b la constante de Boltzmann et T la température ambiante. Ce bruit peut être réduit en augmentant le rapport entre la largeur (W) et la longueur (L) du canal (augmentation de g_m).

Le bruit en $1/f$ d'un transistor MOS est dû à un phénomène de piégeage des porteurs de charge à l'interface entre l'oxyde de grille et le canal. En régime saturé, la densité spectrale de ce bruit en entrée est :

$$(éq. 70) \quad \bar{V}_{fnt}^2(f) = \frac{T_{fn}}{W \times L \times C_{ox} \times f}$$

Où C_{ox} est la capacité d'oxyde de grille par unité de surface et T_{fn} est un paramètre technologique dépendant du procédé de fabrication. Il est généralement plus faible pour un transistor à canal P que pour un transistor à canal N. Le bruit en $1/f$ peut être réduit en augmentant le produit $W \times L$.

Enfin, la densité spectrale de bruit thermique des résistances ($4 \times k_b \times T \times R$), est divisée par le gain de l'amplificateur ($g_m \times R$) élevé à la puissance 2 pour ramener en entrée :

$$(éq. 71) \quad \bar{V}_{mr}^2(f) = \frac{4 \times k_b \times T}{g_m^2 \times R}$$

Notons que pour polariser l'amplificateur correctement la valeur des résistances doit être inversement proportionnelle à g_m . La contribution en entrée du bruit dans les résistances est donc indirectement dépendante du rapport W/L (inversement proportionnelle).

III.3.2.2.3. Dimensionnement

D'après l'analyse de bruit il apparaît que le rapport W/L et le produit $W \times L$, des transistors M1 et M2, doivent être grand. La longueur de grille des transistors est limitée à un minimum pour assurer une assez bonne robustesse au procédé de fabrication. En choisissant $L = 6 \mu m$, la puissance de bruit ramenée en entrée de chaque élément est reportée en fonction de W sur le Tableau III-3. Les valeurs sont obtenues grâce à des simulations. Les densités spectrales sont données pour la fréquence $22,5 kHz$ puisque le reste du spectre est atténué par le filtre passe bande de la chaîne de traitement. La puissance de bruit équivalent en entrée est bien inversement proportionnel à W . Pour minimiser la taille du préamplificateur sans dégrader fortement la résolution du capteur, la largeur des transistors est fixée pour que le bruit total soit égal au bruit du capteur ($5,75 \cdot 10^{-9} V/\sqrt{Hz}$). La taille $400 \mu m$ est donc retenue.

Largeur du canal : W	200 μm	400 μm	600 μm
Bruit thermique de M1 et M2 : $2 \times \bar{V}_{fnt}^2(22,5 kHz)$ en nV/\sqrt{Hz}	7,57	5,35	4,36
Bruit en $1/f$ de M1 et M2 : $2 \times \bar{V}_{fnt}^2(22,5 kHz)$ en nV/\sqrt{Hz}	1,97	1,39	1,13
Bruit thermique de R1 et R2 : $2 \times \bar{V}_{mr}^2(22,5 kHz)$ en nV/\sqrt{Hz}	2,616	1,85	1,51
Densité spectrale de bruit totale en nV/\sqrt{Hz}	8,24	5,83	4,76

Tableau III-3 Variation des paramètres de bruit en fonction de la taille des transistors d'entrée

III.3.2.2.4. Simulation et performances

L'analyse spectrale de bruit (Figure III-24) montre que le bruit en $1/f$ est fortement atténué à la fréquence de fonctionnement ($22,5 \text{ kHz}$). Le bruit thermique restant est au même niveau de bruit que celui du capteur.

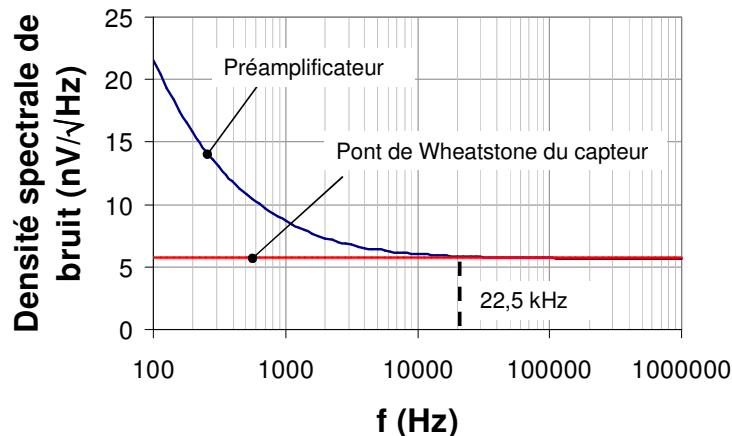


Figure III-24 Densité spectrale de bruit équivalente en entrée. Contribution du préamplificateur et des résistances du pont de Wheatstone du capteur

La performance du préamplificateur peut être adaptée au capteur contrairement aux solutions qui utilisent des éléments standards. Avec une approche classique, telle que l'utilisation d'un amplificateur d'instrumentation réalisé avec les amplificateurs opérationnels faible bruit de la librairie standard, la densité spectrale de bruit à 24 kHz est limitée à $23 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, c'est-à-dire 4 fois plus élevé. Le préamplificateur a aussi l'avantage d'être moins coûteux en surface : $0,044 \text{ mm}^2$ au lieu de $0,3 \text{ mm}^2$ pour la solution classique.

III.3.2.3. Simulation et caractérisation de la chaîne d'amplification

La chaîne d'amplification complète a été simulée, en prenant en compte les capacités parasites, et caractérisée grâce au prototype de la boussole. Pour injecter un signal dans le circuit, il est pratique de pouvoir accéder aux noeuds d'alimentation (V_{dd}) du pont de Wheatstone. C'est pour cela qu'elles sont reliées à des broches sur les circuits prototypes. Si l'on additionne un signal sinusoïdal de $100 \mu\text{V}$ à une des tensions fixes du pont, un signal de $50 \mu\text{V}$ est présent à l'entrée de la chaîne. Ainsi on peut la caractériser indépendamment des autres blocs du circuit et obtenir le graphique de réponse en fréquence de la Figure III-25. On observe que la fréquence de coupure du filtre passe haut est plus grande que celle prévue par conception parce que l'incertitude sur la résistance des transistors en régime triode est grande.

Précisons que la fréquence de coupure haute (supérieure à 100 kHz) est due à la limite de produit gain bande des amplificateurs d'instrumentation.

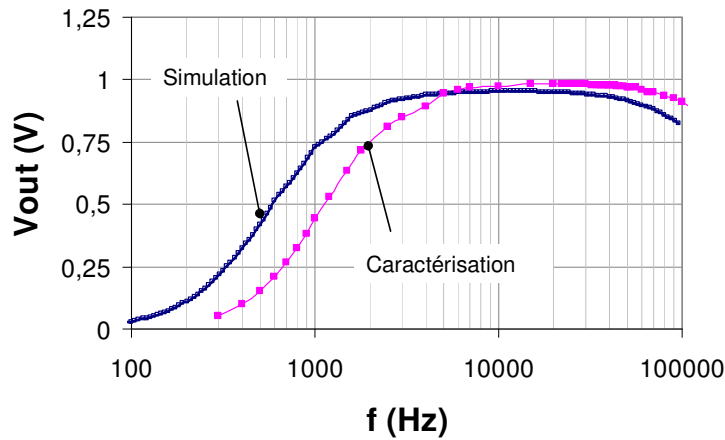


Figure III-25 Réponse en fréquence de la chaîne d'amplification : simulée et caractérisée.

III.3.3. Le filtre passe bande

Rappelons que le filtre à capacités commutées a l'avantage d'être autocentré sur la fréquence du signal à mesurer grâce aux choix architecturaux qui ont été faits. Sa bande passante peut être aussi petite qu'il est souhaité si les rapports de capacité sont exacts. Nous allons voir que les incertitudes sur ces rapports sont suffisamment faibles pour les spécifications données.

III.3.3.1. Les spécifications

Le gabarit du gain du filtre est donné par la Figure III-26. L'atténuation spécifiée à la moitié de la fréquence centrale permet d'éliminer l'effet du champ magnétique et le couplage capacitif pendant la phase d'étalonnage. L'atténuation spécifiée au double de la fréquence centrale permet d'éliminer les éventuels signaux de couplage entre le synthétiseur de fréquence et le capteur avec sa chaîne d'amplification. A ce gabarit d'amplitude du signal de sortie en fonction de la fréquence, s'ajoute une spécification sur la phase du signal de sortie à la fréquence centrale. Elle doit être égale à 0° à $\pm 10^\circ$.

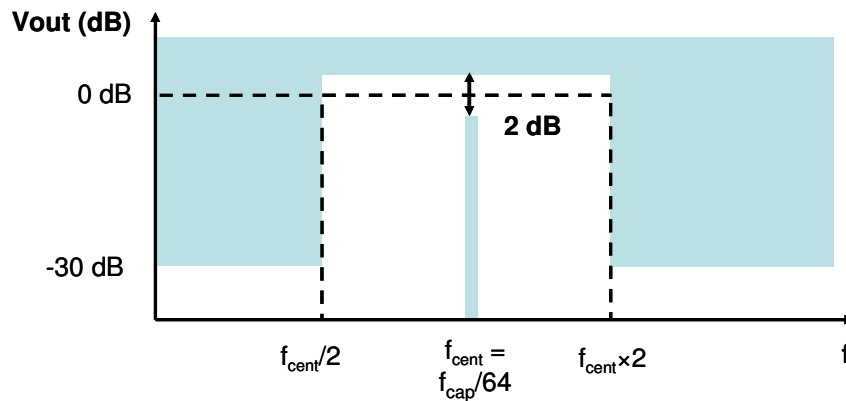
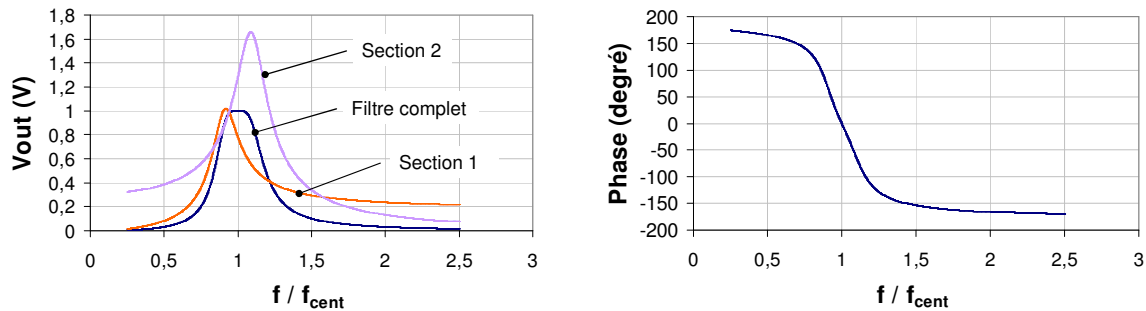


Figure III-26 Gabarit du gain du filtre passe bande

III.3.3.2. Synthèse du filtre

Des outils de synthèse, permettant d'obtenir une fonction de transfert d'un filtre à partir de son gabarit, sont disponibles à la fois dans l'environnement de Matlab® (« Filter Design ToolBox ») et de Cadence®. Précisons que la fonction de transfert en « z » n'est réalisable en capacités commutées que si le filtre est à réponse impulsionnelle infinie. Pour minimiser la surface du filtre le nombre de sections du filtre doit être le plus petit possible. Si la bande passante est fixée à 6 kHz, on peut synthétiser ce filtre grâce à deux sections du second ordre de Butterworth. Il faut noter que : plus les atténuations fixées par le gabarit aux fréquences $f_{cent}/2$ et $2 \times f_{cent}$ sont grandes, plus l'ordre du filtre et donc le nombre de sections est élevé. Par contre, pour l'atténuation spécifiée (-30 dB), la bande passante est fixée à une valeur inférieure à 1,140 kHz, une seule section de Butterworth peut être utilisée. Précisons que les filtres elliptiques conviennent aussi au gabarit fixé mais ils offrent une moins bonne atténuation du bruit en dehors de la bande passante (-30 dB).

Pour l'implémentation sur prototype, la bande passante retenue est de 6 kHz. La Figure III-27 montre la réponse en fréquence du filtre obtenu pour un signal d'amplitude 1 V en entrée. La première section est un filtre passe haut et la seconde est un filtre passe bas.



a – Amplitude de chaque section et du filtre complet

b – Phase du filtre complet

Figure III-27 Réponse en fréquence normalisée du filtre passe bande synthétisé : amplitude et phase

III.3.3.3. Implémentation

Les deux sections du filtre retenu peuvent être réalisées grâce à un filtre biquadratique conçu pour de forts coefficients de qualité ($\gg 1$) dont le schéma électrique général est extrait du chapitre 10 de [5] (Figure III-28). Les interrupteurs sont commandés par des horloges non recouvrantes Φ_1 et Φ_2 , qui sont générées à partir de H_{cap} (§ III.2.5.1, Figure III-10). Ils sont constitués d'un transistor avec des structures muettes pour limiter le phénomène d'injection de charge entre les transistors et les condensateurs.

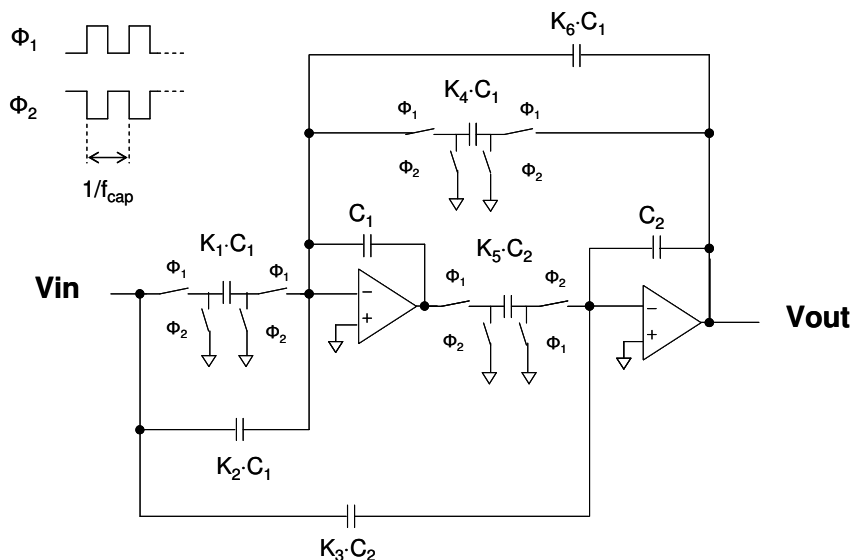


Figure III-28 Schéma général d'une section du filtre passe bande

Les valeurs des capacités sont données sur le Tableau III-4 et le dessin des masques (« layout ») des deux sections en technologie CMOS 0,8 μm sur la Figure III-29. Les condensateurs, obtenus entre deux couches de polysilicium, sont appairés grâce à un découpage en plusieurs capacités unitaires mises en parallèle. La valeur de capacité unitaire

est $0,88658 \text{ pF}$ pour la première section et $0,3709 \text{ pF}$ pour la seconde. De plus, le rapport périmètre sur aire de tous les condensateurs est le même, les coins sont orientés à 45° et des structures muettes ont été utilisées. Ceci diminue l'incertitude sur le rapport des capacités.

La précision des rapports de capacités, respectée par le dessin des masques, est inférieure à $0,1 \%$. Ceci a pu être vérifié par extraction des capacités à partir du « layout ». Notons qu'une meilleure précision nécessiterait plusieurs itérations entre dessin des masques et extraction pour ajuster la valeurs des capacités et ainsi corriger les approximations qui ont été faites.

Section	C_1	C_2	$K_1 \cdot C_1$	$K_2 \cdot C_1$	$K_3 \cdot C_2$	$K_4 \cdot C_1$	$K_5 \cdot C_2$	$K_6 \cdot C_1$
Section1 (capacité en pF)	10	10	0	0	1,87609	0,88658	0,88658	1,85972
Section2 (capacité en pF)	10	10	0,3709	0	0,0088	1,06889	1,06889	2,23932

Tableau III-4 Coefficients du filtre passe bande

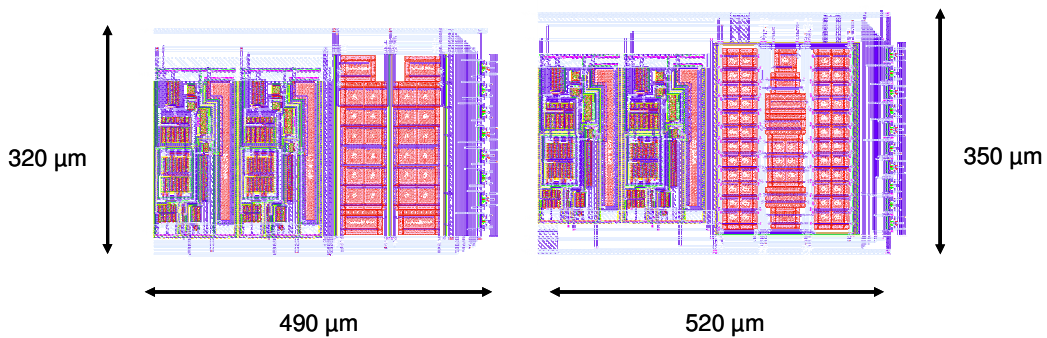


Figure III-29 Layout des deux sections du filtre passe bande

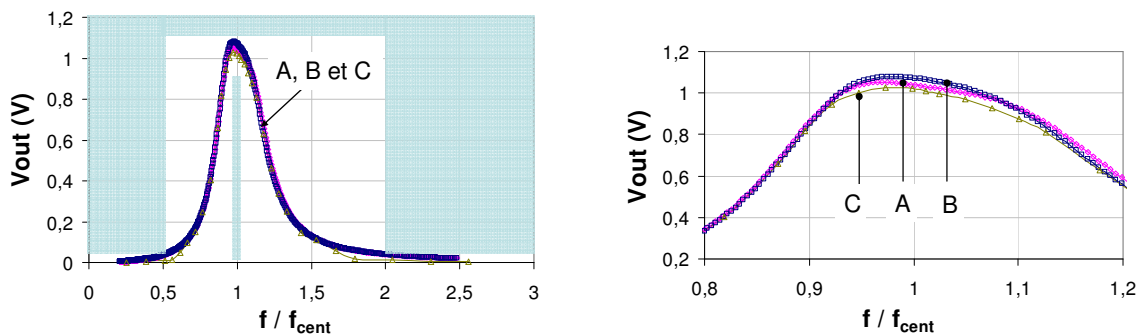
III.3.3.4. Simulation et caractérisation

Sur la Figure III-30, la réponse en fréquence de l'amplitude de sortie du filtre (l'amplitude d'entrée est 1 V) est donnée pour trois cas :

- A : Simulation du filtre obtenu après extraction du layout. Seules les capacités entre les deux niveaux de polysilicium sont extraites.
- B : Simulation du filtre obtenu après extraction du layout en prenant en compte les capacités parasites. Toutes les capacités sont extraites.
- C : Caractérisation du filtre sur un prototype de boussole.

Notons que les simulations sont obtenues grâce à l'analyse *PAC* (« Periodic AC ») de l'outil Spectre® RF. Elles permettent d'obtenir la réponse AC d'un système qui est excité par un ou plusieurs signaux périodiques. Dans le cas de la simulation d'un filtre à capacités commutées ce signal est unique et il s'agit de l'horloge. L'analyse *PAC*, qui est « petit signal », n'est

possible qu'après une analyse *PSS* (« Periodic Steady State »). L'analyse *PSS* permet d'obtenir la simulation du signal de sortie du filtre en régime transitoire classique établi. Il faut noter que ce type de simulation est beaucoup plus rapide qu'une analyse transitoire du filtre parce que le régime transitoire du filtre n'est pas simulé complètement. Notons que le régime transitoire d'un système est très long à simuler lorsqu'il existe un grand rapport de fréquence entre deux signaux d'entrée. C'est le cas de tous les filtres à capacités commutés puisque la fréquence du signal d'horloge est toujours beaucoup plus élevée que la fréquence du signal d'entrée.



a – Amplitude et gabarit

b – Zoom autour de la fréquence centrale

Figure III-30 Réponse en fréquence normalisée (f/f_{cent}) du filtre passe bande : amplitude

Après analyse de la réponse en fréquence (Figure III-30), il apparaît que la réponse du filtre n'est pas plate dans la bande passante. Il a été vérifié que ce défaut est dû aux approximations sur les valeurs de capacité. Rappelons que ces imprécisions peuvent être réduits par ajustement des capacités. Toutefois le filtre réalisé rentre dans le gabarit fixé. On observe, entre les deux résultats de simulations (A et B), que la réponse du filtre est peu sensible aux capacités parasites. Les différences entre les courbes B et C peuvent être dues à la précision des mesures et aux incertitudes du procédé mais aussi, et surtout, aux non linéarités du filtre. En effet, pour caractériser le filtre, le signal de sortie est de 1 V d'amplitude crête. L'analyse *PAC* ne permettant pas de voir, ces distorsions l'analyse *PDISTO* de Spectre® RF a été utilisée. Grâce à cette analyse il est possible de voir, au niveau de la simulation, que le filtre commence en effet à saturer lorsque la tension de sortie est autour de 1 V. Ceci limite la dynamique du signal de la chaîne de traitement et donc la dynamique du champ magnétique mesurable. Avec le gain des amplificateurs et la sensibilité théorique calculée, la plage de mesure est $\pm 60 \mu T$. Le champ magnétique terrestre dans le plan horizontal ($20 \mu T$) peut donc être mesuré.

La Figure III-31 présente la réponse en fréquence pour la phase dans les trois cas A, B et C. La valeur de la phase pour la fréquence centrale reste inférieure aux tolérances fixées par les spécifications ($0 \pm 10^\circ$).

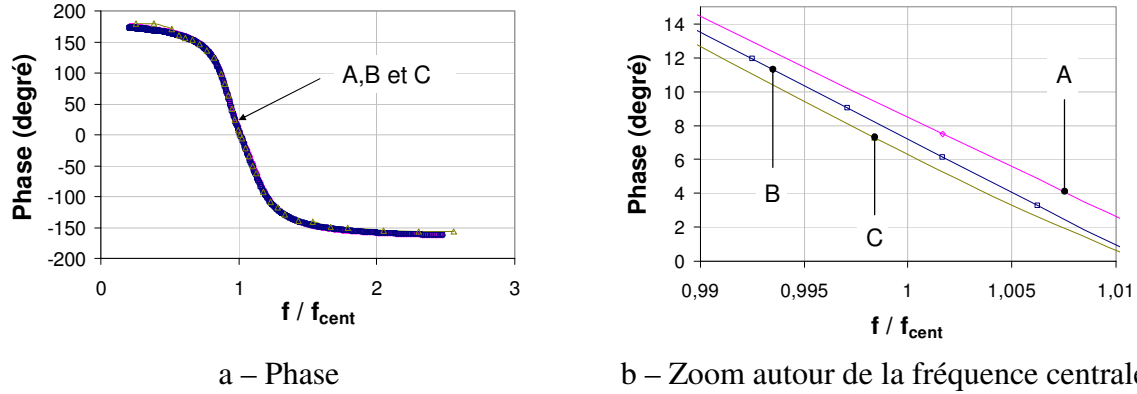


Figure III-31 Réponse en fréquence normalisée (f/f_{cent}) du filtre passe bande : phase

Les caractéristiques du filtre sont quasi identiques pour les trois cas : A, B et C (Tableau III-5). Aucune statistique expérimentale n'a pu être réalisée à cause du faible nombre de prototypes. Cependant une analyse de *Monte Carlo* sur le résultat de l'analyse *PAC* a permis d'estimer ces variations en simulation. Elles sont bien inférieures aux tolérances fixées par les spécifications. Ceci indique qu'il est très certainement possible d'augmenter la sélectivité du filtre pour mieux filtrer le bruit du capteur. Il y a toutefois un compromis à faire entre le temps de réponse et la résolution du système.

	Filtre A Simulation sans capacités parasites	Filtre B Simulation avec capacités parasites	Filtre C Mesure sur prototype
Bande passante ($f_{cent} = 24 \text{ kHz}$)	6,67	7,05 kHz	6,55 kHz
Coefficient de qualité	3,6	3,4	3,66
Gain maximal	1,05	1,08	1,03
Gain à la fréquence centrale	1,04	1,072	1,015
Incertitude du procédé sur le gain à la fréquence centrale (écart type)	0,0015	_____	_____
Phase à la fréquence centrale	$8,5^\circ$	$7,2^\circ$	$6,39^\circ$
Incertitude du procédé sur la phase à la fréquence centrale (écart type)	$0,426^\circ$	_____	_____

Tableau III-5 Caractéristiques de la réponse du filtre passe bande

III.3.4. Simulation de la chaîne de traitement complète

Toute l'électronique de la boussole a été validée par des simulations transitoires, rendues possible grâce aux simulations mixtes sous Cadence®. L'électronique analogique est décrite par son schéma électrique au niveau transistor tandis que l'électronique numérique (principalement le synthétiseur de fréquence et une partie du convertisseur analogique numérique) est décrite par une description Verilog au niveau porte logique. Pour accélérer les simulations, chaque bloc peut être décrit au niveau comportemental, par un langage Verilog-a pour les parties analogiques et les cantilevers et Verilog pour l'électronique numérique.

Pour vérifier la résolution de la chaîne de traitement, les seules analyses de bruit que permettent les modèles de bruit de l'électronique sont spectrales. Puisque le filtre à capacités commutées utilise une horloge, il n'est pas possible d'utiliser l'analyse « petit signal » : *NOISE*. L'outil de simulation Spectre® RF permet alors de faire une analyse *PNOISE* de la chaîne de traitement complète. Comme l'analyse *PAC*, elle permet une analyse « petit signal » d'un système qui a en entrée des signaux avec des fréquences différentes. Il en ressort que la résolution du capteur avec l'électronique de traitement est $0,88 \mu T$ à la sortie du démodulateur. La résolution angulaire de la boussole pour un champ magnétique terrestre horizontal de $20 \mu T$ est donc de 2° environ. La contribution en puissance de bruit à la sortie du démodulateur est de 43 % pour les résistances du pont de Wheatstone. Le bruit de l'électronique est donc bien calculé pour être du même ordre que celui du capteur.

III.4. Les prototypes de validation de la boussole

Après la validation par simulation du système retenu pour la boussole, un prototype de la boussole a été fabriqué. Il contient le système complet, sauf l'électronique numérique de contrôle. L'ASIC a été réalisé par le fondeur CMOS AMS en technologie CYE 0,8 μm , suivi du post procédé de gravure FSBM fait par IBS.

Un autre prototype, qui intègre une solution pour améliorer l'équilibre du pont de Wheatstone, est présenté par la suite.

III.4.1. Prototype avec électronique de traitement sur puce

Dans le prototype de la boussole intégrée, une seule chaîne de traitement est partagée pour les deux axes parce que, d'une part, les deux cantilevers ne peuvent pas être excités en même temps (problème de couplage) et, d'autre part, le coût en surface et consommation de la boussole est ainsi fortement diminué. Seul les préamplificateurs sont individuels à chaque capteur pour des contraintes de bruit liées à l'utilisation d'un multiplexeur. Le seul inconvénient de ne pas dupliquer l'électronique associée à chaque capteur est de doubler le temps de réponse de la boussole.

La Figure III-32 montre une photographie de la boussole. Toute l'électronique analogique nécessaire à la boussole est intégrée sur la puce. Seule l'électronique numérique de contrôle reste à réaliser en externe. La surface du circuit est raisonnable (10,6 mm^2) par rapport à la taille des boussoles intégrées commercialisées. Si toutefois la surface du circuit devait être optimisée, la surface occupée par le synthétiseur peut certainement être réduite au quart de la surface actuelle (§ III.3.1.3). Le convertisseur Analogique/Numérique à approximations successives qui est celui de la librairie standard du kit de conception AMS CYE, peut aussi être optimisé en surface. La consommation du circuit est de 56 mW en mode normal. Cela ne permet pas à la boussole d'être embarquée dans des applications portables si on a besoin d'un rafraîchissement de l'azimut égal au temps de réponse du capteur. Pour baisser la consommation moyenne de l'ensemble en dessous de 10 mW , il peut être envisagé d'avoir une stratégie pour rendre le circuit inactif pendant une partie du temps. Par exemple, si le temps entre deux rafraîchissements de l'azimut est de 1 s , étant donné le temps de réponse de la boussole est de 10 ms , le circuit peut être plongé en mode basse consommation (à implémenter par la coupure des courants de polarisation et arrêt de l'horloge des circuit digitaux) 99% du temps. D'autre compromis entre résolution et consommation peuvent aussi

être faits au niveau du capteur. Par exemple la résistance des jauges peut être augmentée pour diminuer le courant de polarisation.

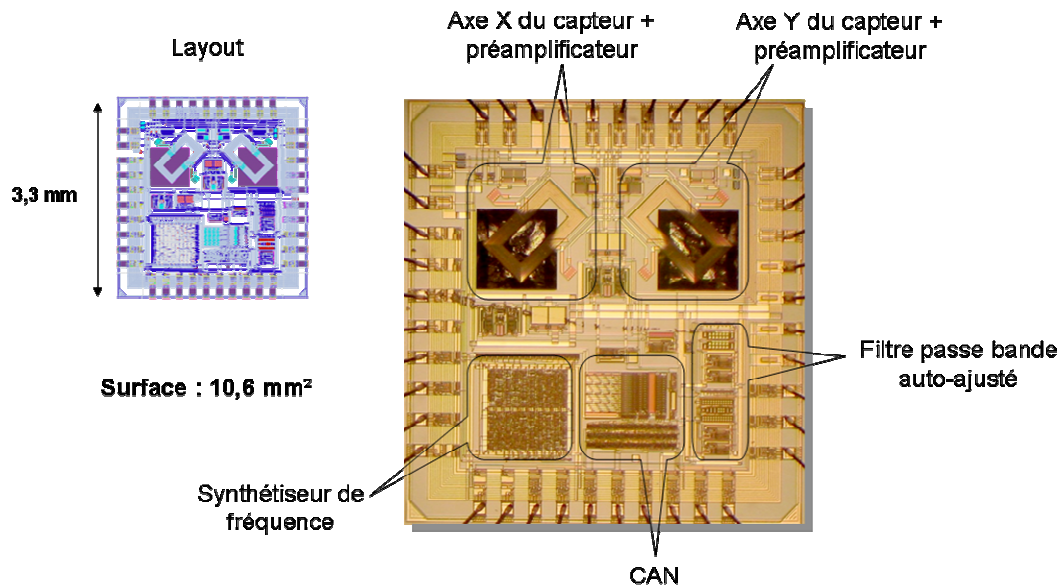


Figure III-32 Photographie optique et layout de la boussole intégrée

La capture d’oscilloscope de la Figure III-33 illustre l’amélioration du rapport signal sur bruit par le filtre passe bande. Le champ magnétique mesuré est de l’ordre de la dizaine de micro Tesla. Le bruit visible sur la trace de l’oscilloscope est un bruit haute fréquence qui est dû essentiellement à l’horloge du filtre à capacités commutées (environ 1,356 Mhz) et le bruit global généré par les parties numériques de la puce. Il faut surtout constater que l’amplitude de la sinusoïde varie peu (bruit autour de la fréquence du signal).

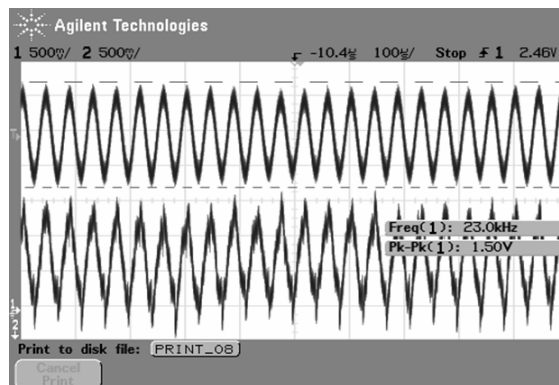


Figure III-33 Capture de l’oscilloscope : tension de sortie de la chaîne d’amplification (en bas) et du filtre passe bande (en haut)

La capture de la Figure III-34 illustre la démodulation de la sortie du filtre en mode normal. On vérifie bien que la sinusoïde est échantillonnée sur des crêtes. Le bruit haute fréquence est éliminé par une fonction de l’oscilloscope qui permet de faire la moyenne de plusieurs traces.

Si on considère que la conversion analogique numérique n'est pas affectée par le bruit haute fréquence, le bruit restant sur la valeur moyenne échantillonnée par le convertisseur implique une résolution estimée à environ 15 mV.

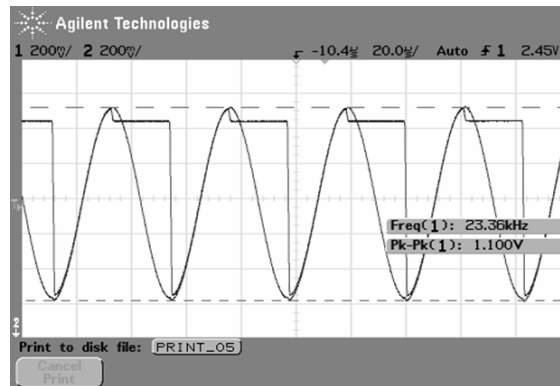


Figure III-34 Capture de l'oscilloscope (avec fonction moyenne) : tension de sortie du filtre passe bande et du démodulateur

Enfin la Figure III-35 illustre la détection du champ magnétique terrestre de 20 μT , lorsque l'axe de référence du prototype est tourné selon les quatre points cardinaux. A partir des données sur le graphique et de la résolution en sortie de l'échantillonneur bloqueur la résolution de la boussole peut être estimée à environ 4° (résultat proche des estimations).

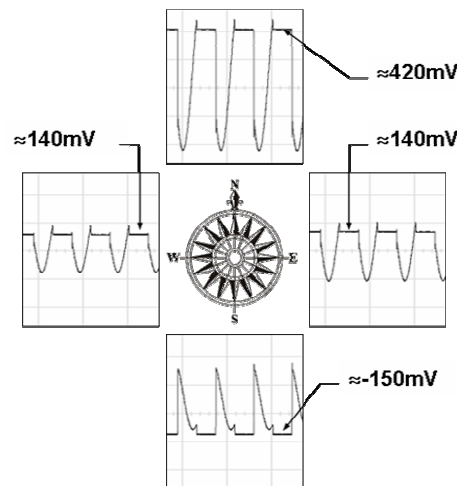


Figure III-35 Capture d'oscilloscope (avec fonction moyenne) selon les orientations des quatre points cardinaux : tension de sortie du démodulateur

III.4.2. Solution pour améliorer l'équilibre du pont de Wheatstone

Le principal défaut de l'électronique présentée est le faible taux de réjection du bruit d'alimentation causé par le déséquilibre du pont de Wheatstone (en moyenne -41 dB). Une solution est proposée dans la suite pour compenser ce phénomène.

III.4.2.1. Principe de la structure à cantilever muet

Cette méthode de compensation est utilisée pour un bolomètre dans [8]. Ce capteur repose sur l'utilisation d'une structure suspendue sensible au rayonnement infrarouge sur laquelle sont placées deux jauges et une autre structure suspendue insensible au rayonnement infrarouge sur laquelle sont placées les résistances de référence. Comme les deux structures sont identiques, aux erreurs d'appariement près, leur comportement thermique est identique et l'échauffement des jauges est le même que celui des résistances de référence. L'équilibre du pont de Wheatstone n'est donc pas sensible à ce phénomène thermique mais seulement aux infrarouges. La contribution de l'auto échauffement des résistances sur l'offset du pont est nettement diminuée (divisée par 22) par rapport à la solution qui consiste à mettre les résistances de références sur le substrat.

Cette technique de compensation a été prototypée pour le capteur de champ magnétique, comme le montre la photographie de la Figure III-36. Pour cela, il faut pouvoir rendre un cantilever insensible au champ magnétique sans changer sa structure. Les lignes de métal du cantilever muet (« dummy cantilever ») ne sont pas embobinées mais font des allers-retours. Ainsi le courant total traversant une section du cantilever est nul et aucune force de Lorentz n'est créée. La largeur et le nombre de pistes en métal sont strictement identiques dans les deux structures et elles sont parcourues par le même courant puisqu'elles sont disposées en série.

Notons que l'optimisation en nombre de spires du capteur n'est pas la même que pour le capteur retenu au Chapitre II. En effet pour que le courant qui passe dans un cantilever reste maximum, sans modifier la tension appliquée à la bobine, il faut augmenter la largeur des spires puisque sa longueur est approximativement doublée. La sensibilité est multipliée par 1,4 par rapport au capteur sans structure muette et le courant consommé multiplié par 2,56. Le rapport sensibilité sur courant consommé (sensibilité relative) est alors approximativement divisé par deux (1,83 exactement). C'est le coût à payer lorsque deux structures consomment, au lieu d'une seule.

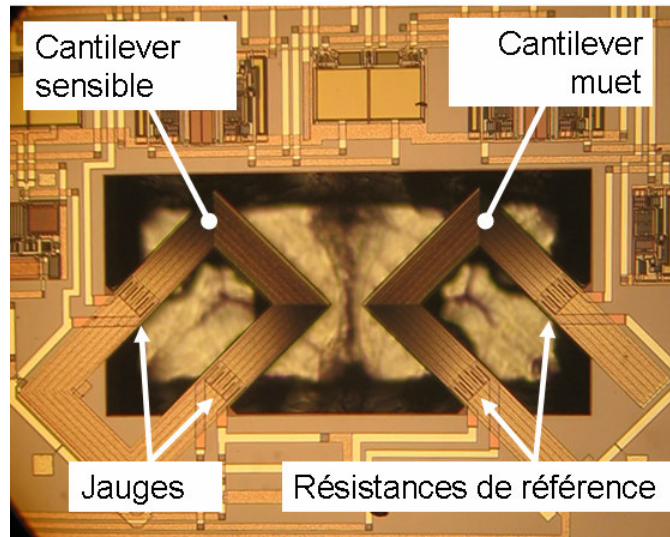


Figure III-36 Photographie optique du prototype avec une structure muette

Etant donné que la dissipation de chaleur par effet joule ne dépend pas du sens du courant, l'échauffement produit par les lignes de métaux est identique dans les deux structures. Nous pouvons donc nous attendre à ce que les effets suivants soient compensés, aux erreurs d'appariement près :

- Auto échauffement des jauges
- Echauffement dû la bobine (en statique ou dynamique)
- Relaxation de contraintes

Si ces effets sont complètement annulés, le déséquilibre du pont restant sera dû essentiellement aux incertitudes du procédé CMOS sur l'appariement des jauges. Au Chapitre II, il a été évalué à 17 mV ($PSRR = -50 \text{ dB}$ environ) en prenant trois fois l'écart type sur les dispersions mesurées.

III.4.2.2. Caractérisation

Pour vérifier l'efficacité de la structure muette, le prototype a été caractérisé. L'étude n'a pu être menée que sur deux échantillons et aucun résultat statistique ne peut être déduit. Par la suite, une puce est prise en exemple pour illustrer les mesures.

Considérons tout d'abord l'échauffement de la bobine. On en déduit sa contribution sur la variation relative d'une jauge sur la structure sensible par rapport à une résistance de référence sur la structure muette :

$$(éq. 72) \quad \frac{\Delta R}{R} = k_{th} \times R_{thf(sensible)} \times P_f - k_{th} \times R_{thf(muette)} \times P_f = k_{th} \times \Delta R_{thf} \times P_f$$

Où k_{th} est la sensibilité thermique des jauges. L'effet dépend donc de la différence de résistance thermique équivalente par rapport à l'échauffement de la bobine (ΔR_{thj}) entre les deux cantilevers, qui est théoriquement nulle. Ce paramètre a pu être caractérisé comme s'il s'agissait de la résistance thermique de l'ensemble des deux structures. La valeur extraite à partir d'une réponse indicielle (cf. Chapitre II) est égale à $25 \text{ }^\circ\text{C/W}$ et produit alors un offset statique de $0,33 \text{ mV}$ lorsque la bobine est alimentée sous 5 V . Etant donné que la résistance thermique équivalente théorique (R_{thf}) est $1216 \text{ }^\circ\text{C/W}$, la structure muette apporte une atténuation de l'effet thermique de 98% .

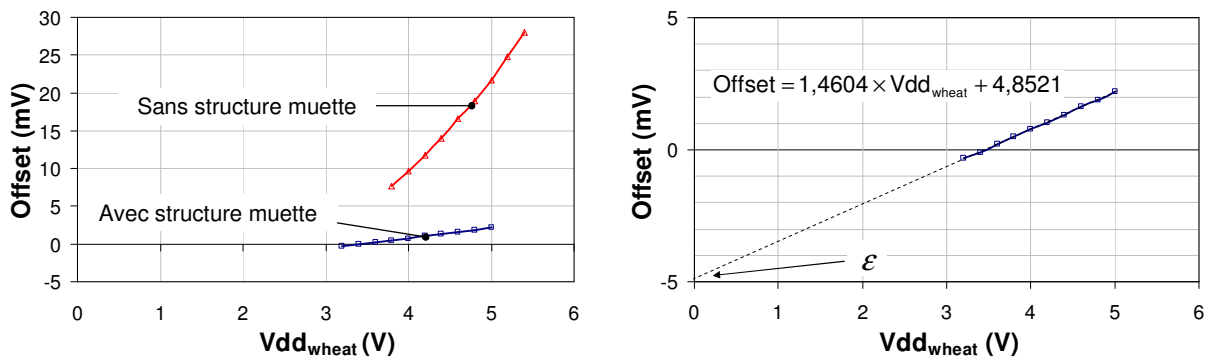
En ce qui concerne le déséquilibre du pont dû à l'échauffement des jauges et au phénomène de relaxation de contrainte, l'offset a été caractérisé pour plusieurs tensions d'alimentation du pont (Vdd_{wheat}), sans alimenter la bobine. La méthode de mesure de l'offset est basée sur la compensation de celui-ci par une différence de tension entre les bornes de la tension d'alimentation de chaque branche du pont (cf. Chapitre II). Comme dans le cas de l'échauffement de la bobine, la variation relative de résistance due à l'effet thermique dépend de la différence de résistance thermique équivalente ΔR_{thj} . On a alors :

$$(éq. 73) \quad \frac{\Delta R}{R} = k_{th} \times \Delta R_{thj} \times P_j + \frac{\Delta R_{cst}}{R}$$

Où $\Delta R_{cst}/R$ ne varie pas en fonction de P_j et dépend du désappariement des jauges dû au procédé CMOS et au phénomène de relaxation de contraintes. La puissance dissipée (P_j) par les deux jauges (ou les résistances de référence) est égale à $Vdd_{wheat}^2/(2 \times R)$. On peut alors déduire que l'offset de sortie mesuré est théoriquement :

$$(éq. 74) \quad Offset = \frac{k_{th} \cdot \Delta R_{thj}}{4R} \cdot Vdd_{wheat}^3 + \frac{\Delta R_{cst}}{2R} \cdot Vdd_{wheat} + \varepsilon$$

Où ε est l'offset de l'amplificateur de mesure. La courbe expérimentale de la variation de l'offset en fonction de la tension d'alimentation du pont de Wheatstone est donnée par la Figure III-37. On peut observer que la structure muette apporte une nette diminution de l'offset. La relation entre l'offset et la tension d'alimentation devient linéaire. L'effet thermique (lié à Vdd_{wheat}^3) est donc négligeable. Par contre, à partir de la pente et par identification avec (éq. 74), on déduit que $\Delta R_{cst}/R$ est égal à $0,29 \%$. Cette valeur correspond à un offset de 7 mV qui est prépondérant devant l'effet thermique dû à la bobine ($0,33 \text{ mV}$). Cette différence relative de résistance entre les jauges et les résistances de référence est essentiellement due au procédé CMOS puisqu'elle correspond à l'ordre de grandeur des dispersions et que l'effet de relaxation de contrainte doit être annulé par la structure muette.



a – Comparaison : avec ou sans structure muette

b – Zoom sur le cas avec la structure muette

Figure III-37 Offset en fonction de la tension d'alimentation du pont de Wheatstone

Les performances obtenues avec la puce étudiée avec une structure muette sont comparées avec la solution sans structure muette dans le Tableau III-6. L'offset, qui est principalement dû au désappariement des résistances par le procédé CMOS, est situé à presque quatre fois l'écart type simulé par analyse Monte Carlo. Un bon appariement suppose que des règles de disposition de résistance soient appliquées (structure proche et entrelacée, résistance muette...). Il est donc normal que l'offset soit plus grand que celui obtenu en simulation. Sur des structures sans cantilever muet et non gravée la moyenne de l'offset est quasi-nulle et l'écart type est de 6 mV (sur 45 puces). L'utilisation d'une structure muette permet de ramener l'offset autour de ces valeurs.

	Surface	Sensibilité relative	Offset total	PSRR
Sans structure muette (valeurs moyennes)	A	S_{rel}	44,5 mV	-41 dB
Avec structure muette (valeurs)	2×A	$S_{rel}/2$	7,33 mV	-57,5 dB

Tableau III-6 Synthèse des performances de capteur avec et sans structure muette

En conclusion, la structure muette permet de réduire le déséquilibre du pont de Wheatstone à celui qui existe lorsque les résistances sont toutes sur le substrat. Cependant, les règles de disposition classiques de résistances ne peuvent pas être utilisées pour des raisons topologiques et les jauges restent éloignées entre elles et par rapport aux résistances de référence. Les coûts en surface et en consommation sont doublés. L'offset restant en sortie ne permet pas de se passer d'un filtrage passe haut pour éviter la saturation des amplificateurs.

Cette solution pour réduire le déséquilibre n'est donc pas forcément intéressante. Une autre piste a donc été explorée. Elle basée sur une contre réaction de l'offset.

III.4.2.3. Proposition d'une solution alternative

Une solution alternative à la structure muette et aux solutions classiques de compensation en externe est présentée sur la Figure III-38. Des transistors ($M1$ et $M2$) fonctionnent comme des résistances commandées en tension (régime triode) pour compenser le déséquilibre du pont. Un filtre passe bas (ou un intégrateur) peut être utilisé comme correcteur dans la boucle de contre réaction. Ainsi l'offset statique au niveau de la sortie (V_{out}) est annulé si l'erreur de contre réaction est nulle. Le déséquilibre du pont est donc compensé à l'erreur près qu'il existe sur la mesure de la tension de sortie du pont (V_{wheat}). Pour les amplificateurs différentiels, tel que celui utilisé dans le système de la boussole, cette erreur (c'est-à-dire l'offset ramené en entrée) est liée à un désappariement entre les deux branches de la paire différentielle. L'écart type de l'offset ramené en entrée est de 1 mV .

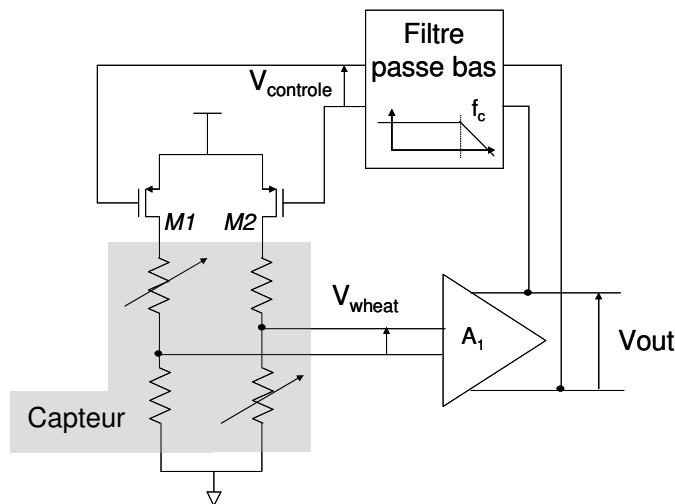


Figure III-38 Schéma de compensation du déséquilibre du pont

Comme pour la structure muette, cette solution devrait permettre de ramener le problème de déséquilibre du pont à un problème de désappariement du procédé CMOS. L'avantage est que les règles de dessins pour réaliser un bon appariement peuvent être respectées puisque l'électronique n'est pas soumise à des contraintes topologiques contrairement aux résistances du pont. Le déséquilibre du pont est donc mieux compensé. On peut aussi espérer de meilleures performances en surface et consommation.

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons proposé un ensemble de solutions électroniques répondants au besoin d'interface d'une micro boussole à faible coût de production.

Côté chaîne de conditionnement du signal, l'architecture classique ne permet pas de garantir un filtrage du bruit avec une faible bande passante sans besoin d'ajustement (« trimming ») de la fréquence centrale. Nous avons proposé d'auto ajuster le filtre grâce à un signal dérivé du circuit d'excitation. Ainsi la bande passante de bruit peut être réduite tout en garantissant la robustesse du système. Le principe a été validé avec un filtre à capacités commutées qui permet un ajustement de sa fréquence centrale par un signal d'horloge. En perspective, il serait intéressant de valider cette solution d'autres types de filtre qui sont commandés par une fréquence d'horloge. Par exemple, une interface sigma-delta, réalisant simultanément la conversion analogique numérique et le filtrage passe bande, serait peut être envisageable et plus avantageuse.

Côté circuit d'excitation, les solutions permettant de faire résonner le capteur par une boucle fermée montrent une limite pour la mesure d'un faible champ magnétique tel que celui de la terre. Nous avons proposé d'utiliser le capteur en boucle ouverte en se servant du phénomène d'actionnement thermique pour pouvoir étalonner périodiquement la fréquence du circuit sur la fréquence de résonance du cantilever. Grâce à un circuit de mise en forme numérique des signaux pour générer un signal thermique adéquate, il est montré que le phénomène d'actionnement thermique est effectivement adapté pour mesurer la fréquence de résonance du capteur. Concernant la réalisation du circuit d'excitation, un générateur numérique basé sur une architecture simple suffit à délivrer tous les signaux nécessaires à l'actionnement du capteur et au circuit de conditionnement.

Concernant la validation des solutions proposées et de la boussole complète, un prototype intégré a été caractérisé et montrent des performances comparables à celles des composants commercialisés. Nous avons apporté des éléments de réponse permettant de réduire la consommation de la boussole. Finalement nous avons conclu ce chapitre sur des solutions envisageables pour augmenter le rapport de réjection du bruit de l'alimentation. L'utilisation d'une structure muette a été évaluée grâce à un prototype. Etant donné que le coût en surface

et en consommation est trop important et que cette solution ne permet pas d'éliminer l'effet des dispersions du procédé CMOS, nous avons proposé une solution électronique basée sur une boucle de contre-réaction.

Notons que, concernant le circuit de conditionnement, la solution proposée pour auto ajuster un filtre passe bande est applicable à tous les capteurs résonants ou utilisant une technique de modulation pour décaler la fréquence du signal à mesurer. Concernant l'étalonnage du circuit d'excitation, le principe peut être réutilisé pour d'autres capteurs qui utilisent une structure suspendue en résonance. Enfin, les solutions proposées pour équilibrer un pont de Wheatstone et l'analyse du problème peuvent être appliquées plus généralement aux capteurs piézorésistifs.

Références bibliographiques du Chapitre III :

- [1] Vincent Berroulle, "Conception et test de systèmes monolithiques CMOS piézorésistifs : application à un capteur de champ magnétique", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 31 Octobre 2002.
- [2] Muriel Dardalhon, "Contribution a l'analyse de la fiabilité de microsystemes : prise en compte des contraintes liées à l'environnement spatial", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 17 Décembre 2003.
- [3] C. Barthod, Y. Teisseyre, C. Géhin, G. Gautier "Resonant force sensor using a PLL electronic", Sensors and Actuators A 104, 2003, p. 143–150.
- [4] G. Ferri, P. De Laurentiis, A. D'Amico, C. Di Natale, "A low voltage integrated CMOS analog lock in amplifier prototype for LAPS application", Sensors and Actuators A92, 2001, p. 263-272.
- [5] David Johns, Ken Martin, "Analog integrated circuit design", Jonh Wiley & Sons Incorporation, ISBN 0-471-14448-7, 1997.
- [6] A. Heiskanen, A. Mäntyniemi, T. Rahkonen "A 30 MHz DDS clock generator with 8-bit, 130 ps delay generator and -50 dBc spurious level", Proc. of ESSCIRC'01, 2001, p. 416-419.
- [7] A. Bertz, "A single-crystal Si-resonator with on chip read out amplifier in standard CMOS", Sensor and Actuators A 93, 2001, p. 163-172.
- [8] Pavel Neuzil, Ting Mei, "A method of suppressing self-heating signal of bolometers", IEEE Sensors Journal, vol. 4, no. 2, April 2004.

CHAPITRE IV

IV. LE TEST DE L'ELEMENT SENSIBLE

**Test électrothermique, Caractérisation et
Conception en Vue du Test**

IV.1.Introduction

IV.1.1. Généralités sur le test des MEMS

Le test de production des MEMS est un point dur de leur industrialisation. En effet, pour bénéficier du faible coût de fabrication qu'offre la production microélectronique de masse, il faut être capable de tester le produit à faible coût également [1]. Or le test des MEMS peut nécessiter des moyens très importants. Si on le compare avec le test d'un circuit exclusivement électronique, plusieurs raisons expliquent les difficultés et la différence de coût :

- Les stimuli à appliquer peuvent être coûteux à générer à cause de leur nature diverse. En effet, la plupart des MEMS ne peuvent pas être testés avec des stimuli exclusivement électriques. Les équipements de test standards de la microélectronique ne peuvent donc pas être réutilisés. Des équipements spécifiques à chaque MEMS doivent alors être mis en œuvre.

- Beaucoup de stimuli ne peuvent pas être appliqués au niveau du wafer ou avant la mise en boîtier. Par exemple, il est difficile d'envisager de tester un accéléromètre en appliquant une accélération à tout un wafer. On voit donc qu'il n'est pas souvent possible de tester le circuit au plus tôt pour ne pas avoir à jeter des circuits avec une forte valeur ajoutée. Ceci est d'autant plus vrai que la mise en boîtier a un coût très important. Il serait donc utile de tester les MEMS avant leur mise en boîtier. Cependant, la présence du boîtier peut être indispensable pour tester le circuit. De plus, la mise en boîtier peut aussi influencer le comportement du MEMS et donc le test n'est pas valable avant cet étape [2].

- Les défauts et mécanismes de défaillance des structures mécaniques restent encore peu connus [3]. Or, la connaissance précise de ces défauts et de leur impact sur le comportement des MEMS est une condition nécessaire au développement de stratégies de test structurel. Par test structurel, on entend toute technique de test qui vise à mettre en évidence l'absence de défaut dans la structure. Cette approche qui a déjà fait ses preuves dans le domaine des circuits numériques et qui suscite actuellement un vif intérêt dans le domaine des circuits analogiques constitue une alternative au test fonctionnel. Cette approche s'appuie notamment sur le développement de modèles de fautes permettant de représenter les défaillances susceptibles de se manifester dans un circuit. Or, contrairement aux composants électroniques (transistors, résistances, capacités), les composants des MEMS sont très divers

et les difficultés pour classer et modéliser les fautes sont grandes. La mise en boîtier pose aussi de nouvelles difficultés, des défauts peuvent apparaître à cette étape.

- Les défauts peuvent aussi apparaître dans le temps [4]. En effet, les MEMS sont d'une part en interaction avec leur environnement et peuvent donc être soumis à des conditions extérieures qui dégradent leurs performances ou qui les rendent complètement inutilisables. D'autre part, les structures mécaniques peuvent s'user à cause de leur mouvement. Par exemple, dans les engrenages mécaniques, les frottements peuvent user les matériaux et, en plus, créer des particules qui perturbent le fonctionnement. Il apparaît aussi nécessaire de tester le composant MEMS au cours de sa vie, surtout pour les applications où un fort niveau de fiabilité est requis (le domaine médical, le spatial etc ...). L'autotest et le test en ligne (pendant le fonctionnement du capteur) sont alors fortement utiles, mais difficiles à mettre en œuvre à cause de la difficulté à générer des stimuli non électriques sur le circuit [5].

- Les capteurs MEMS tendent à être très miniatures et à avoir un nombre très limité d'entrées/sorties [2]. Il apparaît alors le problème classique d'observabilité et de contrôlabilité. L'intégration d'électronique avec le capteur permet quelquefois d'éliminer une partie de cette difficulté en utilisant une interface série pour communiquer les données de test.

Dans ce contexte, il apparaît nécessaire de rechercher des nouvelles méthodes de test pour les MEMS. Les solutions proposées dans ce chapitre visent à surmonter ces difficultés. Elles sont basées sur l'utilisation de stimuli électrothermiques qui ont l'avantage d'être peu coûteux à générer. Ces méthodes seront appliquées au cas de la micro boussole dont la principale difficulté est de tester l'élément sensible : le cantilever U-Shape.

IV.1.2. Les défauts de production de l'élément sensible

Avant de présenter les méthodes de test, il est nécessaire de connaître les principaux défauts qui peuvent intervenir lors du procédé de fabrication. Dans [9], les principaux mécanismes de défaillance constatés sur des structures du procédé CMOS suivi du post-procédé FSBM, sont répertoriés. Le Tableau IV-1 présente une vue synthétique de ces mécanismes de défaillance ainsi que les défaut induits. Ils ont été classés en fonction de leur ordre d'apparition dans les différentes étapes de la fabrication du MEMS ou pendant son utilisation. On pourrait également ajouter les défauts qui peuvent être créés lors de la mise en boîtier. Par exemple,

pour la micro boussole, un défaut d'orientation de la puce dans le boîtier est la cause d'une imprécision du capteur qui peut alors être fautif.

Certains défauts qui interviennent pendant le procédé CMOS créent des fautes classiques dans l'électronique et les interconnexions. Ils concernent donc les jauges et la bobine du cantilever U-Shape. Ce sont des fautes catastrophiques (court-circuit et circuit ouvert) ou paramétriques (variation d'un paramètre géométrique ou d'une propriété de transduction d'une jauge etc..). D'autres défauts influencent le comportement mécanique ou thermique du cantilever : variation d'épaisseur, de propriétés des matériaux etc ...

Notons que les défauts présents dans les structures fabriquées par un usinage en surface sont différents. En effet, comme les structures sont plus proches les unes des autres elles peuvent être collées ensemble ou une petite particule peut plus facilement les bloquer [8], [9], [10].

Mécanismes de défaillance		défauts
Procédé CMOS	Lithographie	Courts circuits, circuits ouverts, défauts topologiques Variations paramétriques : mécanique, thermique
	Dépôts	Courts circuits, circuits ouverts, défauts topologiques, Variations paramétriques : mécanique, thermique.
	Gravure	Courts circuits, circuits ouverts, défauts topologiques, Variations paramétriques : mécanique, thermique
	particules	Courts circuits, circuits ouverts, défauts topologiques, Variations paramétriques : mécanique, thermique.
	oxydation	Variations paramétriques : mécanique, thermique.
	Contamination chimique	Courts circuits, circuits ouverts, bruit.
Post Process	Résidus dans les ouvertures	Encastremets mécaniques, courts circuits thermiques, non-gravure, filets
	Attaque chimique	Circuits ouverts, bruit, fragilité mécanique, déviations paramétriques, défauts topologiques (réduction des épaisseurs)
	Agitation du Bain de Gravure	Fracture
	Sous gravure	Courts circuits thermiques, encastrement mécanique
	Dépôt d'un résidu	Défauts thermiques
Utilisation	Surcharges électriques	Fusion, variations paramétriques, déformation plastique
	Délamination	Courts circuits, fracture
	Chocs, accélération	Fracture
	Fatigue	Fracture, déformation plastique

Tableau IV-1 Mécanismes de défaillance et défauts dans les structures mécaniques fabriquées par un procédé CMOS + FSBM (copié sur [9], thèse de Benoît Charlot)

Parmi les défauts, certains induisent un comportement catastrophique de la structure U-Shape comme ceux montrés sur la Figure IV-1. Dans le cas d'une cassure (Figure IV-1.a), il est évident que le champ magnétique ne peut pas être mesuré. Le défaut coupe la bobine et les jauges et sera donc facilement détectable par un simple test électrique. Le cantilever peut

aussi être sous-gravé (Figure IV-1.b), c'est-à-dire qu'il reste un morceau de substrat relié au cantilever. Ceci peut être causé par un trop faible temps de gravure ou une trop faible agitation du bain de solution de gravure. Sur la Figure IV-1.b, on observe que le défaut est de forme pyramidale. Il engendre une faute catastrophique puisque le cantilever est bloqué. Il peut être vérifié par simulation de gravure que l'attaque chimique qui libère le cantilever se termine toujours par le silicium situé en dessous des coins du cantilever U-Shape. Par contre, après la libération de la structure, il se peut qu'il reste encore du silicium près de l'encastrement qui diminue la longueur du cantilever. Dans ce cas, le défaut se traduit par une faute paramétrique dans le modèle du cantilever. Le champ magnétique peut être mesuré mais les performances de la boussole sont affectées.

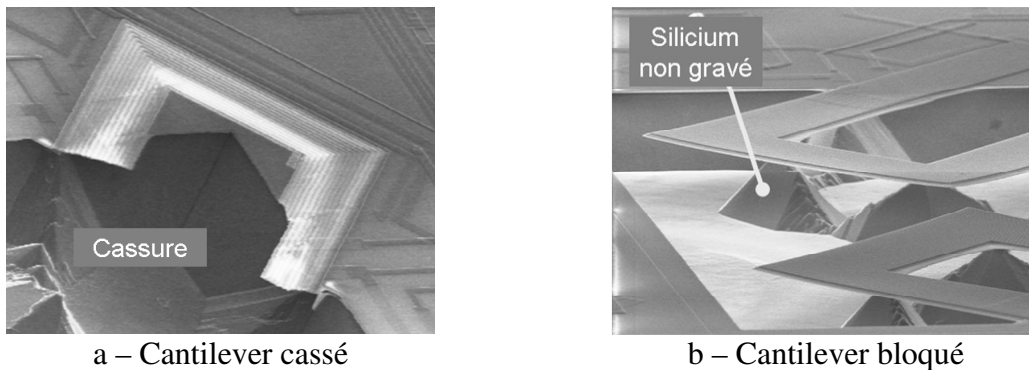


Figure IV-1 Exemple de défauts qui induisent un comportement catastrophique

Contrairement aux défauts de la Figure IV-1, ceux de la Figure IV-2 sont plutôt de nature à engendrer une variation d'un ou plusieurs paramètres du modèle du cantilever. La présence de particules engendre un changement de masse, celle d'un oxyde résiduel entraîne un changement du coefficient d'amortissement et les variations des épaisseurs des couches ou des propriétés des matériaux provoquent une variation du coefficient de raideur et de la masse. Ainsi, la fonction de transfert du cantilever U-Shape est changée, ce qui se manifeste par une variation de la fréquence de résonance de la sensibilité et/ou de la bande passante.

Pour la boussole, les conséquences gênantes se situent à divers niveaux. Une perte de la sensibilité d'un capteur à la résonance peut dégrader la résolution et la précision angulaire. Une réduction de la bande passante peut entraîner une augmentation du temps de réponse. Outre ces dégradations de performances, des variations trop grandes de la fonction de transfert peuvent aussi être à l'origine d'un dysfonctionnement total du système. Par exemple, il est possible que l'électronique ne permette pas de fournir un signal d'excitation dans la bande passante du capteur si la réduction de la bande passante est trop importante ou si la

fréquence de résonance est très éloignée de celle prévue. En effet, même si le circuit d'excitation de la boussole présenté au chapitre III est robuste à ces variations, certaines limites ne peuvent pas être tolérées.

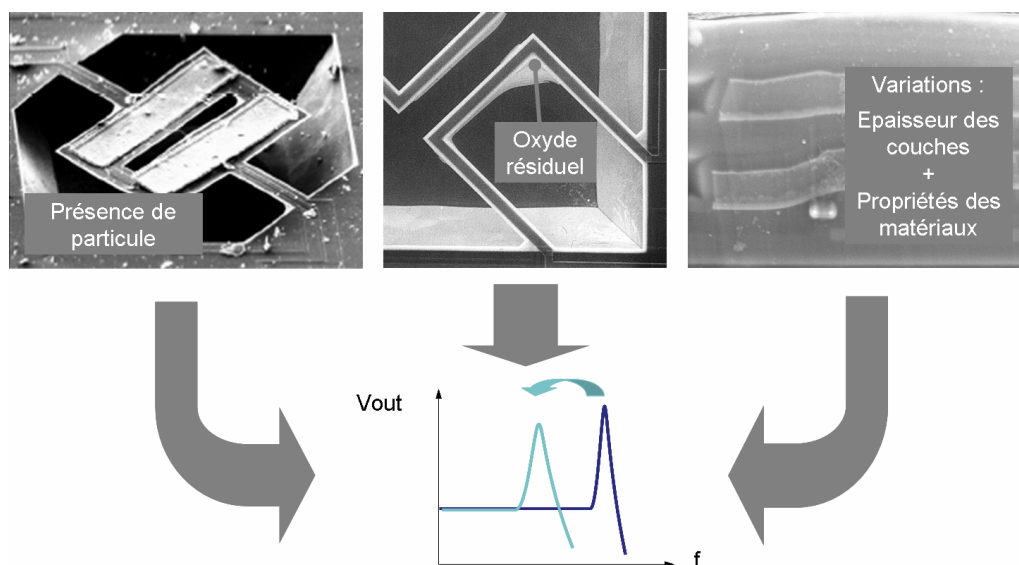


Figure IV-2 Exemple de défauts qui induisent une variation paramétrique du comportement du cantilever, visible sur sa fonction de transfert

Après cette étude basée sur la bibliographie existante et les constatations faites au LIRMM sur quelques circuits fabriqués, dans la suite de ce chapitre nous verrons quels sont les défauts qui peuvent être testés par des stimuli électrothermiques et comment mettre en oeuvre ce type de test.

IV.2. Le test par stimuli électrothermiques

Après une explication sur l'intérêt d'utiliser des stimuli électrothermiques, les caractérisations de plusieurs cas de défaut de sous gravure seront présentées. A partir de ces analyses préliminaires, un modèle de fautes sera alors proposé.

IV.2.1. Intérêt des stimuli électrothermiques

Précisons tout d'abord que, dans les précédents travaux menés au LIRMM [2], des solutions basées sur l'insertion de points de test ont été étudiées. De simples tests électriques sont suffisants pour détecter des fautes tels que des circuits ouverts ou des courts-circuits dans les jauges et la bobine. C'est un test faible coût puisqu'il est entièrement électrique mais il ne permet pas de tout tester, en particulier les défauts de sous-gravure et les variations de paramètres mécaniques. Dans les travaux précédents, l'utilisation d'un champ magnétique

pour améliorer la couverture de test a aussi été étudiée et évaluée. Cependant comme nous avons vu dans le chapitre III, pour l'étalonnage du circuit, l'utilisation d'un champ magnétique terrestre a un coût important. Il est donc intéressant de rechercher une solution alternative faible coût basée exclusivement sur l'utilisation de stimuli électriques.

D'un point de vue général, cette approche a déjà été explorée sur un certains nombre de capteurs, le succès le plus marquant étant l'accéléromètre ADXL d'Analog Device qui dispose d'une fonction d'auto-test utilisant une force électrostatique pour remplacer la force d'accélération [URL1]. On trouve aussi dans la littérature un certains nombre de travaux s'intéressant à l'utilisation de stimuli électrothermiques pour le test de capteurs tactiles [12], de capteurs de pression [13], d'accéléromètres ou encore de capteurs infrarouges [14]. Dans ce contexte, notre objectif est d'explorer l'utilisation de stimuli électrothermiques pour le test de notre capteur de champ magnétique. Les avantages escomptés sont :

- L'utilisation d'un équipement de test électrique standard.
- Le test du circuit le plus tôt possible, avant la mise en boîtier, au niveau du wafer.
- La génération des stimuli sur le circuit en vue du développement de solutions d'auto-test permettant de réduire les contraintes sur l'équipement de test et diminuer le nombre de plots de test, mais aussi des solutions de test en ligne pendant le fonctionnement du capteur permettant d'améliorer la fiabilité du système.

IV.2.2. Les cas d'études

Pour l'étude expérimentale, nous nous intéresserons au défaut de sous gravure pour lequel nous disposons de plusieurs échantillons fautifs. Ces derniers sont issus d'un lot de fabrication du premier prototype de la boussole qui présentait un rendement catastrophique. Les cantilevers U-Shape de ces puces ont été classés en quatre catégories :

- A : Le cantilever est libéré. L'effet de relâchement de contrainte produit une courbure du cantilever qui fait remonter l'extrémité de quelques micromètres vers le haut. Même s'il reste du silicium non gravé au fond de la cavité, le cantilever peut bouger puisque son débattement est au maximum de quelques nanomètres.
- B : Le cantilever est faiblement connecté au substrat par une pyramide. La section de silicium qui le retient est faible.
- C : Le cantilever est fortement connecté au substrat. La section de silicium qui retient le cantilever est plus grande.

- D : Le cantilever est non gravé. Ce défaut peut être produit par un reste d'oxyde qui empêche la solution de gravure d'attaquer. Il s'agit dans ce cas d'un défaut de sous-gravure extrême.

Notons que seul les cantilevers de la catégorie A correspondent à des dispositifs fonctionnels. Pour les trois autres catégories, le défaut de sous-gravure engendre une faute catastrophique, le cantilever étant bloqué.

IV.2.3. Caractérisation

Nous avons vu dans le Chapitre II qu'il existe deux effets thermiques. Chacun constitue un moyen d'observation différent. Le premier est lié à la sensibilité thermique des jauges. D'un point de vue du test, cet effet peut être utilisé pour mesurer la température du cantilever au niveau des jauges. Le second est l'actionnement thermique qui est un moyen de mettre en mouvement la structure. D'un point de vue du test, cet effet peut être utilisé pour mesurer des contraintes sur les jauges piézorésistives lorsque la structure est en résonance. Concernant les moyens de contrôle du test, il existe dans la structure deux éléments dissipateurs qui permettent d'injecter des stimuli électrothermiques par effet Joule : les jauges et la bobine.

L'effet d'un défaut sur le comportement thermique de la structure est d'abord étudié par des images infrarouges. Ensuite, plusieurs combinaisons des moyens de contrôle et d'observation sont explorées, correspondant à trois types de test : la réponse statique, la réponse indicielle et la réponse en fréquence.

IV.2.3.1. Etude par des Images infrarouges

Un cantilever de la catégorie C, qui est sous gravé, a été étudié par images infrarouges et comparé au cantilever A qui est non fautif (Figure IV-3). L'expérimentation a été effectuée dans les mêmes conditions que celle menée au Chapitre II pour caractériser les effets thermiques. La tension appliquée à la bobine et l'alimentation du pont de Wheatstone est 5 V. Rappelons que les mesures de température par images infrarouges ne sont pas précises en valeur absolue. Cependant, elles permettent de donner un ordre de grandeur et de faire des comparaisons. On observe que la température d'un cantilever sous gravé est égale à 4,5 °C si les jauges dissipent de la chaleur, 3,5 °C si la bobine dissipe, alors qu'elle est égale à 7 °C pour un cantilever gravé et libéré dans les deux mêmes configurations. La conséquence de la présence du défaut est donc une diminution de température. Ceci s'explique par la conduction thermique dans le défaut, illustrée par la Figure IV-4. Le cantilever est moins bien isolé thermiquement du substrat parce que le défaut agit comme un court circuit thermique.

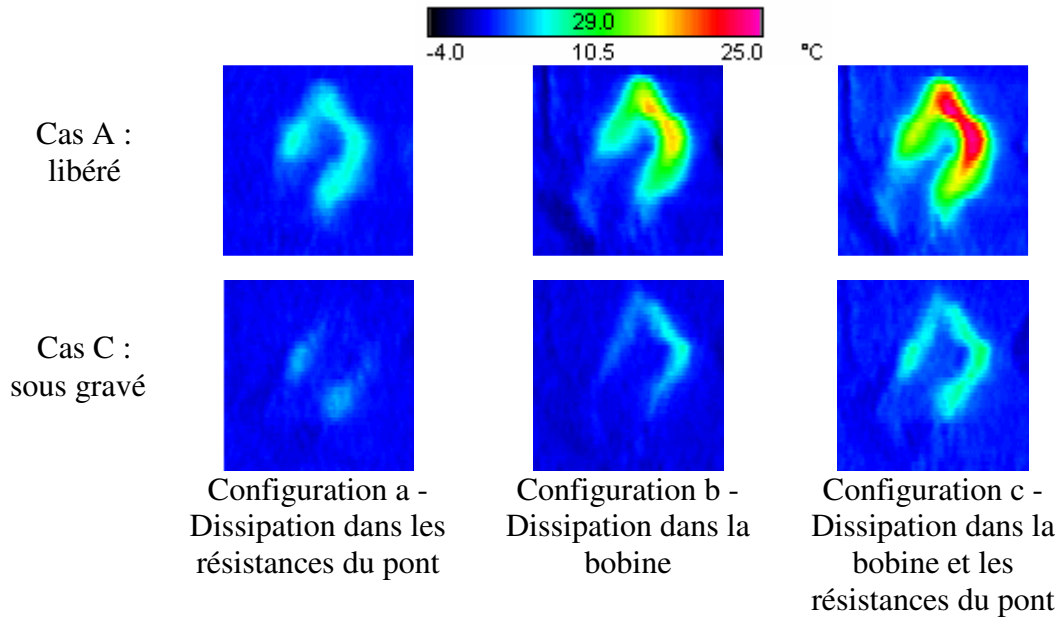


Figure IV-3 Image infrarouge d'une puce fautive et non fautive

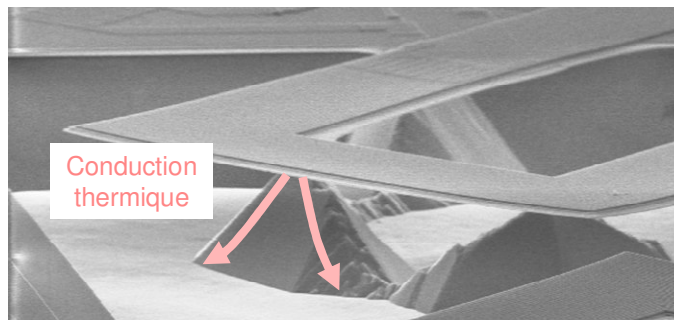


Figure IV-4 Illustration de la conduction thermique dans le défaut

A partir de la température atteinte au niveau de la jauge (Tableau IV-2), on peut extraire la résistance thermique relative à l'échauffement au niveau de la jauge par un élément dissipateur (bobine ou jauges) comme il est détaillé au Chapitre II. Dans le Tableau IV-2, on peut observer que la présence du défaut est la cause d'une diminution des résistances thermiques ($720 \text{ }^\circ\text{C/W}$ au lieu de $1120 \text{ }^\circ\text{C/W}$ pour R_{thj} ; $550 \text{ }^\circ\text{C/W}$ au lieu de $1101 \text{ }^\circ\text{C/W}$ pour R_{thf}). On peut interpréter cela comme une diminution de l'isolation thermique de la structure. On peut aussi observer que le défaut a plus d'impact sur la résistance thermique relative à l'échauffement de la bobine (diminution de 50 %) que sur la résistance thermique relative à l'échauffement des jauges (diminution de 36 %). Ceci s'explique par l'éloignement des jauges par rapport au défaut alors qu'une partie de la bobine est à proximité. La présence du défaut est donc plus facilement détectable en utilisant la bobine comme élément dissipateur. Notons

que l'idéal serait de disposer d'un élément dissipant de la puissance ponctuellement au niveau des défauts.

Dans le Tableau IV-2, on peut remarquer qu'aucune résistance thermique équivalente n'est donnée pour l'échauffement des jauges et de la bobine réunie. Ceci est justifié dans le Chapitre II pour un cantilever libéré. Pour un cantilever sous gravé, ceci est encore plus justifié parce que l'impact de la puissance dissipée dans la structure sur la température dépend de l'élément dissipateur.

	Cas A : Cantilever libéré			Cas C : Cantilever sous gravé		
	Jauges	Bobine	Jauges et Bobine	Jauges	Bobine	Jauges et Bobine
Puissance fournie à la structure : P (mW)	6,25	6,36	12,61	6,25	6,36	12,61
Augmentation de la température au niveau de la jauge : ΔT_j (°C)	7	7	14	4,5	3,5	8
Résistance thermique équivalente au niveau de la jauge : R_{th} (en °C/W) $R_{th} = \Delta T_j / P$	1120	1101	—	720	550	—

Tableau IV-2 Mesure expérimentale de la température atteinte dans la structure en fonction de l'élément dissipateur (cas A et C)

Cette étude préliminaire révèle que la mesure de température en régime statique est un moyen de détecter un défaut de sous gravure, ce type de défaut agissant sur la résistance thermique de la structure. Toutefois, l'utilisation d'images infrarouges n'est pas envisageable pour la mise en œuvre d'un test de production faible coût. L'alternative envisagée consiste donc à exploiter la sensibilité thermique des jauges pour réaliser une mesure électrique de la température dans la structure.

IV.2.3.2. La réponse statique : mesure de l'offset

Nous avons vu, lors de la caractérisation de l'effet thermique (Chapitre II), que l'offset de sortie du pont de Wheatstone dépend fortement de la température du cantilever lorsque les résistances de référence sont placées sur le substrat et qu'aucune technique de compensation n'est active. La polarisation des jauges étant statique, un moyen de test simple et très faible coût pour mettre en œuvre le test électrothermique consiste donc à mesurer l'offset de sortie

en désactivant les techniques de compensation. Cependant l'offset statique dépend aussi de phénomènes non thermiques qui peuvent masquer l'effet thermique.

Des mesures qui ont été faites sur différents dispositifs des catégories A, C et D montrent ce phénomène. Notons que ne disposant que d'un seul dispositif de la catégorie B, ce dispositif n'a pas été utilisé dans l'étude statistique qui a été menée. La Figure IV-5 représente l'histogramme de l'offset pour un nombre significatif de puces avec le pont de Wheatstone alimenté sous la tension $V_{dd} = 5 V$. Le protocole expérimental pour mesurer l'offset est le même que celui utilisé au Chapitre II. Il est basé sur une méthode d'équilibrage du pont en agissant sur la tension d'alimentation d'une des branches.

D'après la Figure IV-5, il n'est pas possible de distinguer le cas du cantilever libéré (A) des autres cas, à cause des fortes dispersions observées d'une puce à l'autre. Elles sont dues en grande partie au procédé CMOS puisque l'écart type est le même dans le cas du cantilever D qui n'a pas subi de post-procédé que dans le cas des autres cantilevers (A et C). On constate néanmoins que les structures de la catégorie D présentent comme attendu un offset moyen quasi-nul alors qu'on mesure un offset moyen d'environ $23 mV$ pour les structures fonctionnelles de la catégorie A. Par contre, les structures sous gravées de la catégorie C présentent un offset moyen très proche de celles de la catégorie A alors qu'on aurait pu s'attendre à une valeur plus faible due à la présence du défaut. Ceci s'explique par un mécanisme de compensation de l'effet thermique par l'effet de relaxation de contraintes. En effet dans le cas d'un cantilever libéré (A), la moyenne de l'offset présent en sortie du pont de Wheatstone sur un grand nombre d'échantillon dépend de l'effet thermique et du phénomène de relaxation de contrainte qui induit une contribution de signe opposé. Dans le cas d'un cantilever sous gravé (C), l'effet thermique est effectivement plus faible mais le phénomène de relaxation de contrainte est différent puisque la structure est à moitié libérée, il en résulte un offset moyen du même ordre de grandeur.

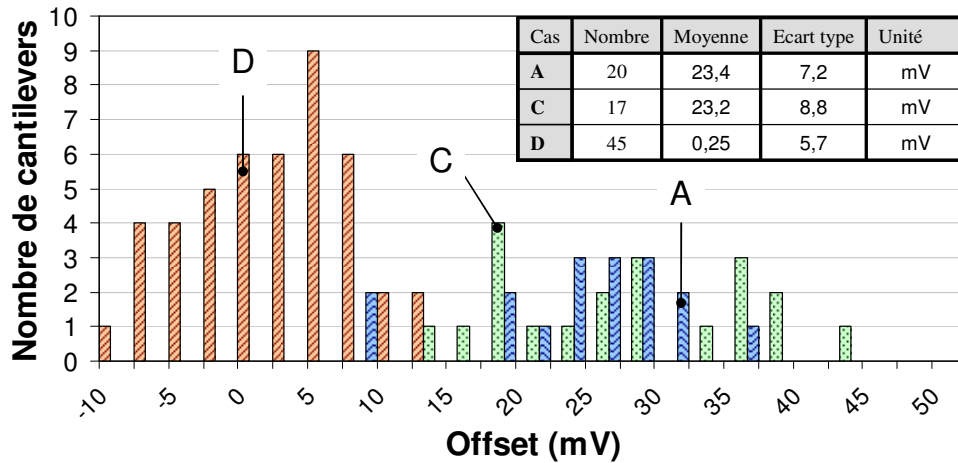


Figure IV-5 Histogramme de l'offset dans les cas A, C et D

La mesure de l'offset ne permet pas de tirer de conclusions immédiates sur la présence du défaut de sous-gravure. Cependant, nous avons vu au Chapitre II.4.3., qu'il est possible d'extraire la résistance thermique équivalente du cantilever par rapport à l'échauffement des jauges à partir de plusieurs mesures d'offset. Pour cela, il faut faire varier la tension d'alimentation du pont de Wheatstone. Les résultats sont présentés sur la Figure IV-6 pour les structures des catégories A et C. Le cas des structures de la catégorie D n'est pas représenté parce que l'offset est trop faible pour garantir une mesure précise représentative de la résistance thermique. On constate qu'il est effectivement possible de dissocier les dispositifs fonctionnels (A) des dispositifs défectueux (C), la résistance thermique d'un cantilever sous gravé étant 50 % inférieure à celle d'un cantilever libéré.

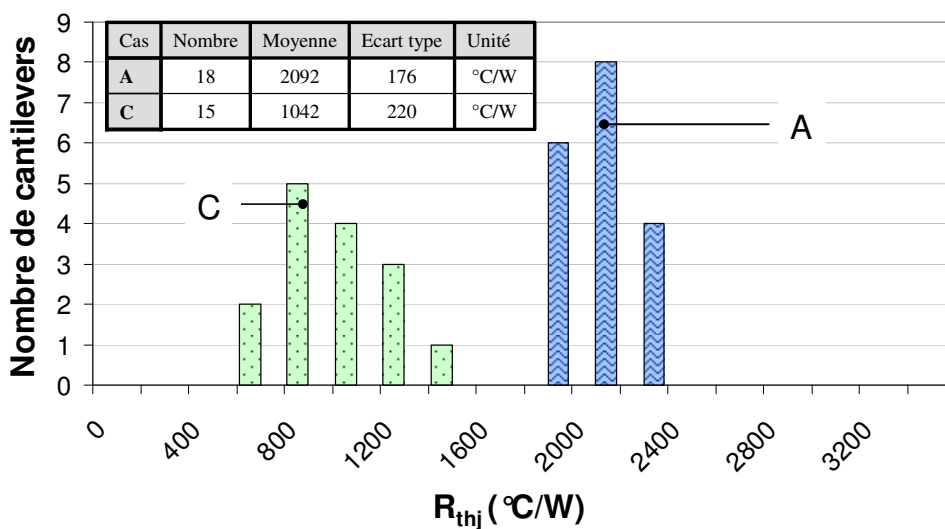


Figure IV-6 Histogramme de la résistance thermique équivalente par rapport à l'échauffement des jauges dans les cas A et C

En résumé, une simple mesure d'offset en sortie du pont de Wheatstone ne permet pas de garantir la détection du défaut de sous gravure. Cette détection devient possible si l'on réalise plusieurs mesures d'offset, avec différentes tensions d'alimentation du pont, afin d'extraire la résistance thermique équivalente, par rapport à l'échauffement des jauges. Le temps de test se trouve néanmoins pénalisé. La mise en œuvre de ce type de test nécessite l'accès à la tension d'alimentation du pont de Wheatstone indépendamment de la tension d'alimentation générale. Ceci peut être obtenu aisément par l'insertion d'un point de test mais représente bien entendu un coût de test supplémentaire.

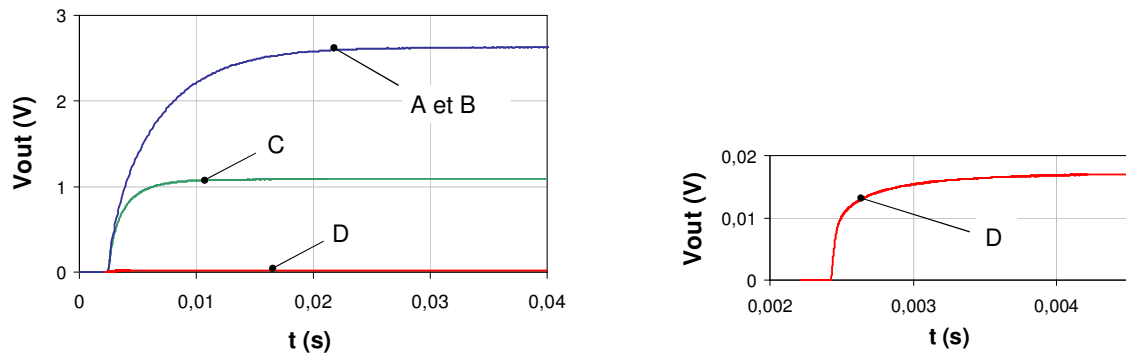
Notons que la simple mesure de l'offset peut, toutefois, être indispensable pour tester une faute paramétrique sur le rapport de réjection de l'alimentation (PSRR) du pont de Wheatstone. A partir de l'offset, on peut remonter au déséquilibre du pont et donc, calculer ce paramètre, comme il est décrit dans le Chapitre II.

IV.2.3.3.La réponse indicielle

Nous avons vu que le test par mesure statique souffre, d'une part, d'un problème de dispersion de l'offset dû au procédé CMOS et, d'autre part, d'un problème de compensation de l'effet thermique par l'effet de relaxation de contraintes dû au post procédé. La réponse indicielle est un moyen de contourner ce problème parce qu'elle permet de s'affranchir des effets statiques. Concernant la mise en œuvre, il s'agit de générer dans la structure un échelon de température. L'utilisation des jauges, comme élément dissipateur, est problématique, puisqu'elles doivent rester polarisées en statique pour pouvoir mesurer une tension en sortie du pont de Wheatstone. Par contre, la bobine peut être librement utilisée pour injecter le stimulus de test.

La réponse indicielle a été mesurée dans les quatre cas : A, B, C et D (Figure IV-7). Le protocole expérimental est le même que celui utilisé dans le Chapitre II.4.1.2., à savoir qu'avant d'appliquer l'échelon de tension aux bornes de la bobine, l'offset du pont de Wheatstone est annulé par un potentiomètre. On peut donc considérer que l'amplitude de la réponse sur la Figure IV-7 correspond à la différence de tension de sortie entre avant et après l'application du stimulus. Ce qu'on mesure dépend donc, seulement, de l'effet de la bobine. Etant donné que le champ magnétique est nul, seul les phénomènes thermiques liés à l'échauffement de la bobine sont mesurés. Rappelons que le gain de l'amplification qui permet de mesurer le signal du pont de Wheatstone est 545 et la puissance dissipée est 1,346 *mW*.

L'analyse des réponses de la Figure IV-7 révèle une différence significative entre le cantilever de type A et les cantilevers de type C et D. Par contre, le défaut du cantilever B n'induit pas un comportement thermique du cantilever assez différent pour être détecté. Plus généralement, on observe que les réponses indicielles sont celles de systèmes du premier ordre, à l'exception du cas D.



a – Réponse indicielle pour les cas A, B, C et D.

b – Zoom sur le cas D.

Figure IV-7 Réponse indicielle dans les cas A, B, C et D

Les paramètres, extraits de la réponse indicielle selon la procédure de calcul définie au Chapitre II.4.1, sont résumés dans le Tableau IV-3. Au niveau signature électrique, on observe une différence significative entre le cantilever de type A et les cantilevers de type C et D, à la fois par l'amplitude en régime permanent et la constante de temps. D'un point de vue signature thermique, la différence observée sur l'amplitude, qui est l'image de la température, se traduit par une variation équivalente de la résistance thermique. Par contre, la capacité thermique d'un cantilever de type C est très proche de celle d'un cantilever de type A. En effet, ce paramètre représente la capacité à stocker de l'énergie thermique. Il est proportionnel à la masse de la structure. Dans les deux cas A et C, la masse chauffée reste principalement celle du cantilever. Il n'y a donc pas de forte différence de capacité thermique entre ces deux cas. A l'inverse, dans le cas D, le cantilever étant non gravé, la bobine chauffe aussi une partie du substrat, induisant une variation forte de la capacité thermique ($23,3 \mu J/^{\circ}C$).

	Réponse indicielle		Cantilever	
	Amplitude	Constante de temps	Résistance thermique	Capacité thermique
Cas A : Cantilever libéré Cas B : Cantilever sous gravé (petit défaut)	2,62 V	4,2 ms	1582 °C/W	2,65 μJ/°C
Cas C : Cantilever sous gravé (gros défaut)	1,09 V	1,5 ms	658 °C/W	2,28 μJ/°C
Cas D : Cantilever non gravé	17 mV	0,24 ms	10,3 °C/W	23,3 μJ/°C

Tableau IV-3 Paramètres extraits de la réponse indicielle

La réponse indicielle par échelon de tension aux bornes de la bobine a permis de mesurer la résistance et la capacité thermique relatives à l'échauffement de la bobine. Ce test permet de tester à faible coût un défaut de sous gravure. Cependant le cas d'un cantilever faiblement connecté au substrat n'est pas détecté.

Notons que ce test peut être utilisé pour tester d'autres défauts tels qu'un circuit ouvert dans la bobine ou dans une des résistances du pont. Ainsi, une cassure du cantilever qui touche la bobine ou une jauge est détectée. Il permet aussi de tester un défaut tel que la présence d'un objet qui augmente la masse du cantilever. Il faut pour cela extraire la capacité thermique à partir de la réponse indicielle et vérifier qu'elle reste inférieure à un maximum toléré. Ce défaut peut être créé pendant la gravure du substrat par un bout de structure cassé qui proviendrait d'un circuit voisin.

IV.2.3.4.La réponse en fréquence

L'efficacité d'un test utilisant les effets thermiques en régime dynamique a été étudiée. Pour cela, la réponse en fréquence du cantilever par rapport à l'échauffement de la bobine a été mesurée pour les quatre cas étudiés. Le protocole expérimental est le même que celui utilisé au Chapitre II.4.1.3., à savoir une excitation sinusoïdale différentielle et symétrique sur la bobine. Les réponses en fréquence mesurées dans chacun des cas sont données sur la Figure IV-8 et les paramètres extraits de ces réponses sont résumés dans le Tableau IV-4.

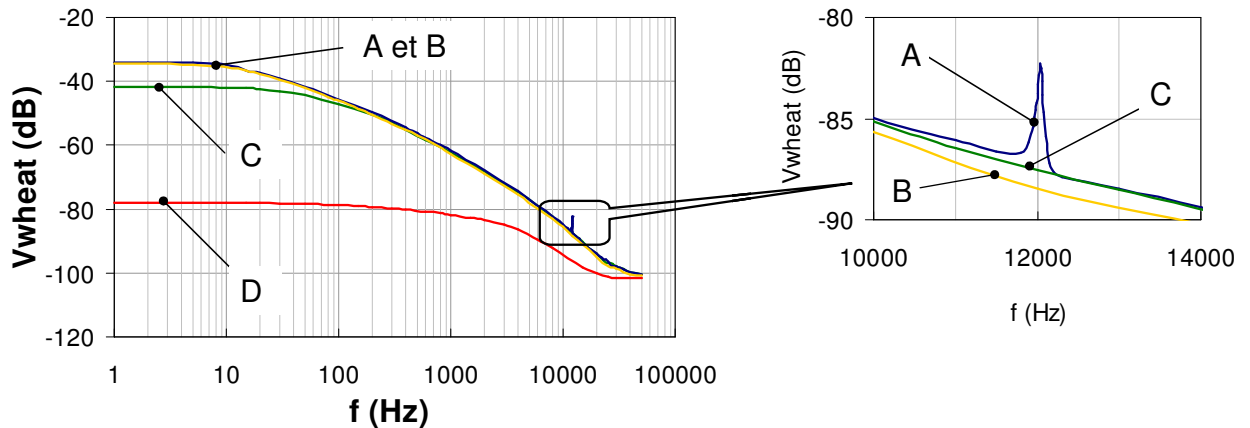


Figure IV-8 Réponse en fréquence dans les cas A, B, C et D

	Réponse en fréquence		Cantilever	
	Amplitude	Fréquence de coupure	Résistance thermique	Capacité thermique
Cas A : Cantilever libéré et cas B : Cantilever sous gravé (petit défaut)	-34,01 dB	19 Hz	1547 °C/W	2,7 μJ/°C
Cas C : Cantilever sous gravé (gros défaut)	-41,78 dB	57 Hz	639 °C/W	2,2 μJ/°C
Cas D : Cantilever non gravé	-77,9 dB	600 Hz	9,98 °C/W	13,3 μJ/°C

Tableau IV-4 Paramètre extraits de la réponse en fréquence

Concernant la réponse à basse fréquence les mêmes observations, que pour la réponse indicielle, peuvent être faites et n'apportent donc pas d'information supplémentaire :

- Le cas du cantilever de type B est confondu avec le cas du cantilever du type A.
- La résistance thermique équivalente est un paramètre qui permet de détecter la présence du défaut dans les cas C et D.
- La capacité thermique équivalente du cantilever de type C est proche de celle du cas A.

Ce dernier point explique pourquoi le produit gain–bande passante de la fonction de transfert thermique (environ 0,4 V·Hz) est constant dans les cas A, B et C. Ceci peut s'observer directement sur la Figure IV-8 parce que la réponse du cantilever de type A devient égale à celle du cantilever de type C après la fréquence de coupure thermique du cantilever de type C.

Concernant la réponse à plus haute fréquence et notamment dans la gamme de fréquence de résonance du cantilever, on constate que le pic d'actionnement thermique n'est présent que dans le cas d'une structure libérée (A). En effet, le cantilever étant bloqué dans tous les autres cas (B, C et D), il ne peut pas résonner.

La recherche du pic d'actionnement thermique est donc un moyen de détecter tous les défauts de sous gravure considérés dans cette étude, quelque soit la taille du défaut. De plus, grâce à la mesure de la fréquence de résonance mais aussi de l'amplitude du pic et de sa bande passante, il est possible d'envisager un test paramétrique du comportement mécanique. Ce type de test est ainsi bien plus efficace que l'analyse de la réponse indicielle. En contrepartie, il est plus complexe à mettre en œuvre. En effet, pour pouvoir mesurer le faible signal de sortie du pont de Wheatstone, il est important de noter que le bruit a été filtré par l'oscilloscope grâce à une fonction qui permet de moyenner les traces.

IV.2.4. Modèles de faute et simulation

La modélisation de fautes est une étape importante en vue du développement de stratégies de test efficaces. De nombreux travaux publiés dans la littérature mettent ainsi en avant la nécessité de disposer de modèles de fautes permettant de simuler le capteur et éventuellement, l'électronique associée dans l'environnement de conception [15], [5]. Dans le contexte de notre étude, il apparaît donc intéressant de disposer d'un modèle de faute électrique permettant de représenter le défaut de sous-gravure caractérisé jusque là.

IV.2.4.1. Injection de faute dans le modèle distribué du capteur

Nous disposons d'un modèle du comportement thermique du cantilever qui est le modèle distribué présenté au Chapitre II.4.2.1.3. Dans ce modèle, la connexion d'un point du cantilever au substrat due à un défaut de sous gravure peut être modélisée par une résistance de court circuit entre un des nœuds du circuit et le nœud correspondant à la référence thermique [16]. Les paramètres du défaut sont alors sa localisation et sa résistance thermique R_{def} , comme illustré sur la Figure IV-9.

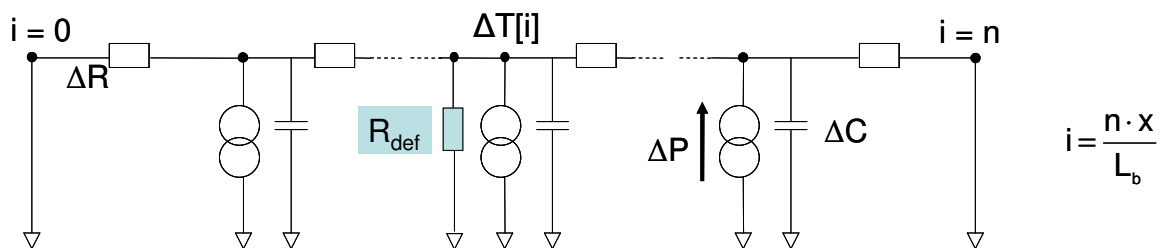


Figure IV-9 Injection d'une faute dans le modèle thermique distribué du cantilever

A partir de ce modèle, il est possible de voir comment la taille du défaut affecte la température dans le cantilever en faisant varier R_{def} . Nous avons notamment simulé le cas d'un défaut présent de façon symétrique au niveau des deux coins du cantilever U-Shape lorsque la bobine est alimentée sous une tension de 5 V. La Figure IV-10 présente l'évolution de la température au niveau des jauges en fonction de la résistance thermique du défaut. On constate que la température varie de 3,1 °C lorsque le court circuit est parfait ($R_{def} < 100$ °C/W) jusqu'à 10,9 °C lorsque le cantilever est libéré ($R_{def} > 1.10^6$ °C/W).

De ce graphique, on peut estimer la taille minimale du défaut détectable. En particulier, si on suppose que les variations de la résistance thermique d'un cantilever libéré sont de 10 %, à cause des dispersions de procédé, le plus petit défaut détectable a une résistance de 100,000 C/W.

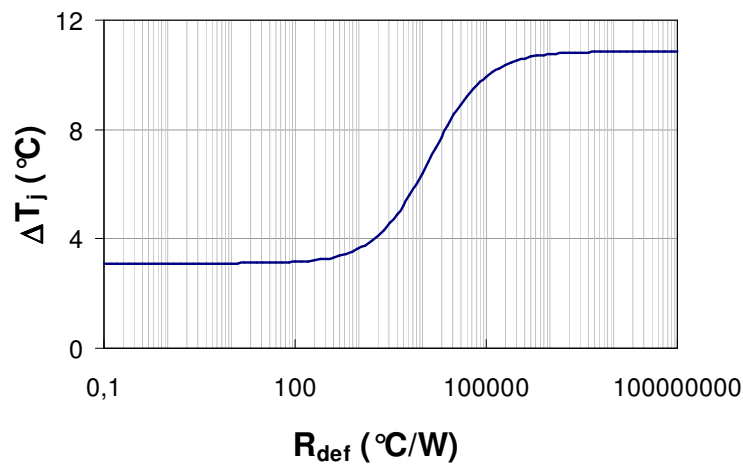


Figure IV-10 Simulation de la variation de température des jauges en fonction de la résistance thermique du défaut

On peut mettre en relation cette valeur de résistance avec la taille du défaut de forme pyramidale. En faisant l'hypothèse que la pyramide est de base carrée avec des arrêtes inclinées à 45° (Figure IV-11), la base inférieure étant connectée au substrat et la base supérieure au cantilever, la résistance thermique est alors, pour $b \gg a$:

$$(éq. 75) \quad R_{def} = 1/(\kappa_{Si} \cdot a)$$

Où κ_{Si} est la conductivité thermique du silicium, égale à $157 \text{ W.m}^{-1}.\text{K}^{-1}$. On en déduit que la base minimale détectable est $a = 0,06 \mu\text{m}$, ce qui correspond à un défaut de petite taille. On peut donc s'attendre à ce que la plupart des défauts de sous gravure soient détectés par la mesure de température des jauges. Ce résultat est en accord avec nos expériences de caractérisation puisque sur les 17 structures défectueuses dont nous disposons à la suite d'un

défaut de sous gravure, seule une structure ne peut pas être détectée fautive par la mesure de température au niveau des jauges.

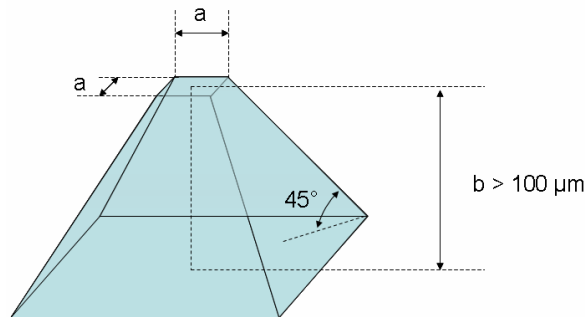


Figure IV-11 Dessin du défaut en forme de pyramide

Nous nous sommes aussi intéressés au comportement dynamique du modèle en présence d'un défaut. Par expérimentation, on a vu que le produit gain-bande passante de la fonction de transfert thermique reste à peu près constant, lorsque un défaut est présent. Cette propriété peut être vérifiée grâce à une simulation paramétrique en fonction de la taille du défaut, comme illustré sur la Figure IV-12. La variation maximale de produit gain-bande est de 15 %. Si on extrait la capacité thermique à partir de la fréquence de coupure, cette variation est aussi celle de la capacité thermique équivalente C_{thf} .

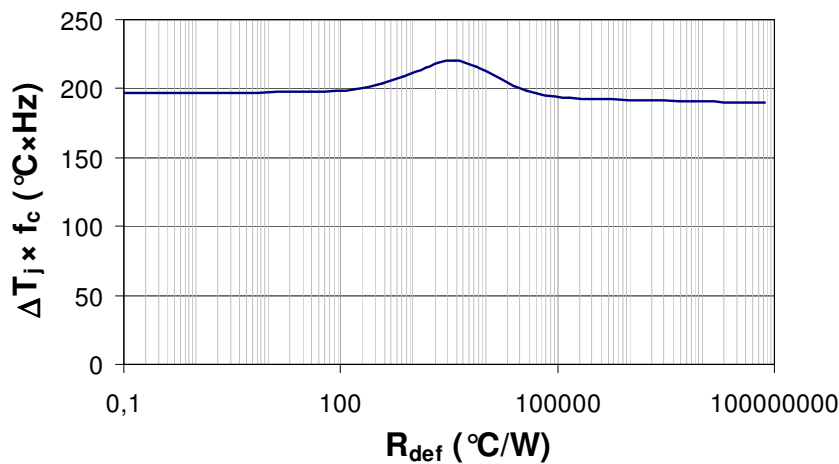


Figure IV-12 Variation du produit gain - bande de la fonction de transfert thermique du cantilever en fonction de la résistance thermique du défaut

IV.2.4.2. Injection de faute dans le modèle complet du capteur

Nous avons vu que l'insertion d'une résistance de court-circuit dans le modèle distribué permet d'étudier l'impact d'un défaut de sous gravure en fonction de sa localisation et de sa taille. A plus haut niveau, il est intéressant de disposer d'un modèle de fautes compatible avec le modèle complet du cantilever utilisé pour les simulations au niveau système.

Dans ce modèle, le comportement thermique du cantilever est représenté globalement par une résistance thermique R_{thf} et une capacité thermique C_{thf} équivalente. Les résultats de simulation et caractérisation ayant établis que la capacité thermique de la structure C_{thf} est constante il est alors possible de représenter le défaut par une résistance thermique R_{def}' en parallèle avec la résistance thermique équivalente (Figure IV-13). Rappelons que P_f est la puissance dissipée par la partie suspendue de la bobine.

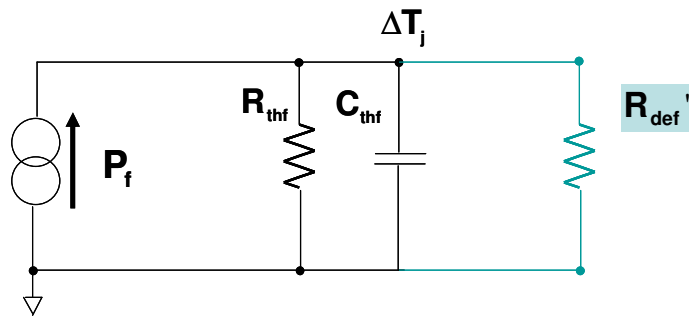


Figure IV-13 Injection d'une faute dans le modèle thermique simple du cantilever

A titre d'illustration, une faute correspondant à $R_{def}' = 682 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ a été injectée dans le modèle complet du cantilever. Pour représenter le blocage du cantilever, le nœud représentant la force appliquée à l'extrémité du cantilever a été déconnecté de l'entrée du modèle masse, ressort et amortisseur du cantilever. La réponse en fréquence simulée dans le cas d'un cantilever sain et avec injection de faute est présentée sur la Figure IV-14. On observe effectivement une diminution de la température en basse fréquence et la disparition des pics d'actionnement thermique et magnétique en présence de la faute. On peut aussi observer que le produit gain-bande passante de la fonction de transfert thermique est préservé en présence du défaut.

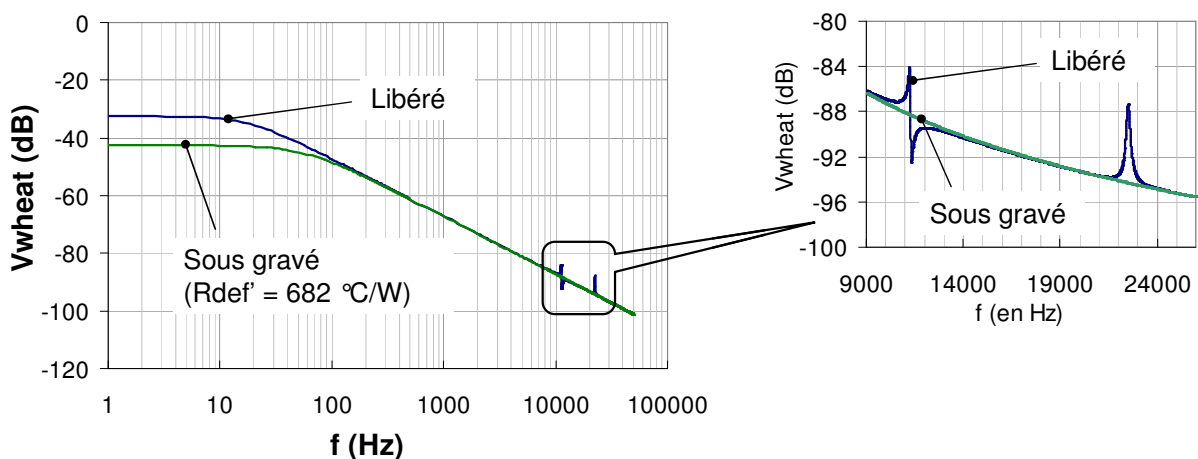


Figure IV-14 Réponse en fréquence du modèle de cantilever avec injection d'une faute

IV.2.5. Conclusion sur le test électrothermique

En résumé, le test par excitation électrothermique a été étudié et validé sur des structures sous gravées selon trois méthodes :

- Mesures statiques : le défaut de sous gravure ne peut pas être détecté par simple mesure directe de l'offset du pont de Wheatstone à cause des fortes dispersions de procédé et de l'effet de relaxation de contrainte. En faisant varier la tension du pont de Wheatstone, la résistance thermique peut cependant être isolée et la détection d'un défaut de sous gravure est rendu possible pour des défauts de taille importante.
- Mesure de la réponse indicielle : les défauts de sous gravure de taille importante sont détectés. Grâce à la simulation du modèle distribué avec injection de la faute, la taille minimale du défaut détectable a été évaluée.
- Mesure de la réponse harmonique : la réponse harmonique permet de détecter tous les défauts de sous gravure considérés.

Bien qu'elles ne permettent pas de détecter tous les défauts de sous gravure, les deux premières méthodes offrent un moyen simple de détecter la quasi-totalité des défauts. A ce titre, elles peuvent être utilisées en production avant l'encapsulation des puces pour éviter de mettre en boîtier des puces non fonctionnelles. Un test plus complet devra être fait une fois les puces mises en boîtier. Rappelons que l'avantage de ces tests est de ne pas être influencés par l'environnement magnétique et donc d'être adaptés à l'environnement de production.

Nous avons vu que les trois méthodes permettent aussi d'évaluer des paramètres (résistance thermique, capacité thermique ...) qui dépendent des dimensions du cantilever. Elles peuvent donc servir à faire un test paramétrique. En particulier, la réponse harmonique a l'avantage de donner une information sur le comportement mécanique grâce à l'actionnement thermique.

IV.3. Conception en vue du test

La conception en vue du test consiste à augmenter la testabilité d'un circuit, c'est-à-dire le nombre de fautes détectables. Une des techniques consiste à insérer des points d'observabilité et de contrôlabilité en rendant accessible certains nœuds du circuit. Dans un capteur monolithique, il est également intéressant d'ajouter de l'électronique pour aider au test du circuit. Ceci permet de :

- Diminuer les capacités nécessaires aux équipements de test.
- Eventuellement diminuer le nombre d'entrée/sortie ou de plots nécessaires pour le test du circuit en sérialisant l'échange de données de test.

- Si le circuit électronique peut tester complètement le circuit, l'auto-test peut être utilisé pendant toute la durée de vie du composant (à chaque mise sous tension par exemple). Ce type de test est appelé test sur site.
- Le circuit électronique peut servir à tester le capteur pendant son fonctionnement. Ce type de test est appelé test en ligne.

Etant donné que les stimuli électrothermiques peuvent être générés sur puce et que la réponse thermique peut être mesurée électriquement, il est possible de les utiliser pour développer des techniques de conception en vue du test. Dans la suite, on verra comment ajouter une électronique de test à la boussole étudiée dans cette thèse pour utiliser les stimuli électrothermiques. Deux cas sont envisagés : le test orienté production et le test en ligne.

IV.3.1. Test électrothermique orienté production

IV.3.1.1. Test par réponse indicielle

Il est possible de modifier l'architecture de la boussole pour permettre le test par réponse indicielle. La Figure IV-15 présente une solution qui permet d'appliquer un échelon de test et de mesurer la réponse indicielle après conversion analogique-numérique (le mode étalonnage n'est pas représenté sur la figure pour alléger le schéma). Le choix du mode de test est commandé par une entrée de contrôle supplémentaire RI.

Les principales modifications de l'architecture concernent la commande des « buffers » d'entrée de la bobine pour appliquer l'excitation électro-thermique d'une part, et le circuit de conditionnement pour permettre l'analyse de la réponse de test, d'autre part.

Côté excitation, lorsque le mode test par réponse indicielle est sélectionné, il s'agit de remplacer les signaux de contrôle générés par le synthétiseur de fréquence par un simple échelon sur un des « buffers » d'entrée de la bobine, l'autre restant à polarisation constante. Pour cela, des multiplexeurs contrôlés par l'entrée RI sont insérés entre le synthétiseur de fréquence et les « buffers ».

Côté analyse de réponse, il est nécessaire de modifier le circuit de conditionnement et en particulier de désactiver les filtres passe haut et passe bande afin de permettre l'observation de la réponse thermique qui est une réponse basse fréquence. Il faut alors diminuer le gain des amplificateurs pour que l'offset de capteur n'entraîne pas de saturation de la chaîne. La solution retenue est basée sur l'insertion de multiplexeurs et de portes de transmission (interrupteurs) pour désactiver les filtres et configurer les amplificateurs d'instrumentation en

suiveurs. En mode test, le gain total de la chaîne est ainsi de 10 (gain du préamplificateur). L'offset de 50 mV du capteur ne sature donc pas la chaîne. L'échauffement produit par la bobine étant de 10,9 °C pour un cantilever sain, l'amplitude de la réponse indicielle (ΔV_{out}) à la sortie de la chaîne d'amplification est alors :

$$(éq. 76) \quad \Delta V_{out} = \Delta T_j \times k_{th} \times \frac{V_{dd}}{2} \times 10 = 245 \text{ mV}$$

Ce signal est assez grand pour être mesuré sans problème de bruit. L'échantillonneur bloqueur et le convertisseur analogique-numérique (non représenté) peuvent être réutilisés. Ainsi, l'interface de test est entièrement numérique.

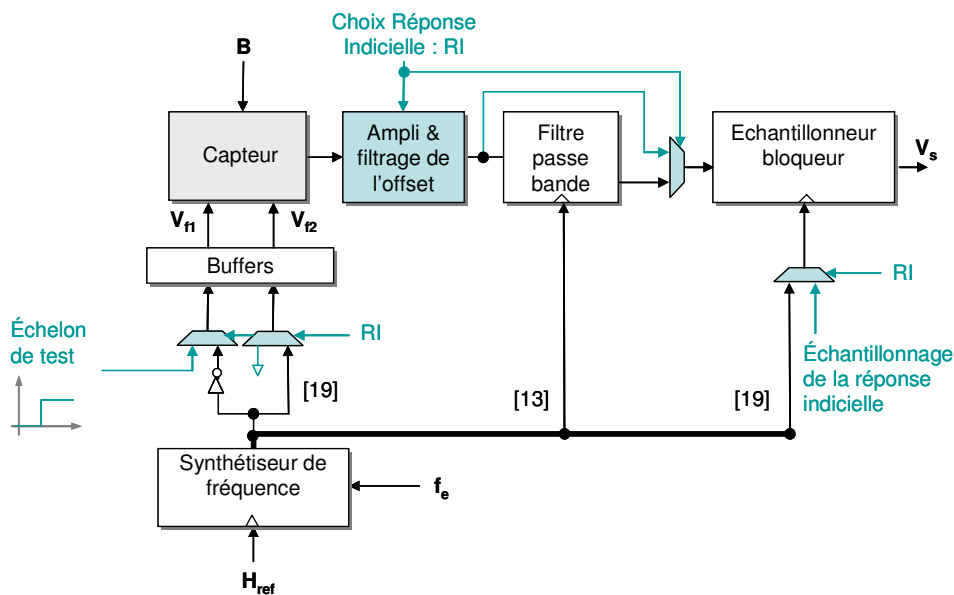


Figure IV-15 Schéma global de l'architecture d'un axe de la boussole avec insertion de point de test

L'architecture présentée sur la Figure IV-15 permet un test électrothermique structural du cantilever avec des signaux entièrement numériques. C'est une solution faible coût qui permet de réaliser un équipement totalement standard et qui ne demande que des modifications mineures de l'architecture. Trois entrées supplémentaires (Echelon de test, Choix Réponse Indicielle (RI) et Echantillonnage de la réponse indicielle) sont toutefois insérées pour le test. Il s'agit là de solutions où le contrôle est géré en externe. Afin de limiter le nombre d'entrées/sorties ou de plots de test supplémentaires à la boussole, il est possible d'intégrer un contrôleur interne entièrement numérique qui gère le mode test et communique avec l'extérieur par une interface série ou une interface standard de test.

IV.3.1.2. Test par réponse en fréquence

L'architecture de la boussole a été définie avec un mode étalonnage basé sur la recherche en fréquence du pic d'actionnement thermique. L'implémentation du test par réponse en fréquence ne demande donc pas de modification particulière dans la mesure où toute l'électronique nécessaire est déjà disponible sur la puce pour le mode étalonnage. Le test peut se dérouler de la même façon que l'étalonnage. La fréquence d'entrée du signal appliqué aux bornes de la bobine est balayée entre une fréquence minimale et une fréquence maximale. Si aucun pic d'actionnement thermique n'est présent on peut considérer que le capteur est fautif, soit parce qu'un défaut de sous gravure est présent, soit parce que la fréquence de résonance est en dehors des tolérances. A la différence du mode étalonnage où il est nécessaire de relever la fréquence du pic d'actionnement thermique, on peut se contenter en mode test de détecter la présence d'un pic. Par exemple, on peut observer si la tension maximale mesurée pendant le balayage est supérieure à un seuil. Une réponse de test de type « go/nogo » peut ainsi être générée.

Pour un test paramétrique, il s'agit de mesurer pour chaque fréquence du balayage l'amplitude de la tension présente en sortie de la chaîne. A partir de ces mesures, il est alors possible d'extraire non seulement la fréquence de résonance mais aussi la largeur du pic, qui est liée à la bande passante de la fonction de transfert mécanique, et la hauteur du pic, qui est liée à la sensibilité du capteur.

Plusieurs solutions autres que le balayage de la fréquence d'entrée existent pour mesurer la réponse en fréquence et plus généralement la fonction de transfert d'un système. La plupart des techniques existantes sont basées sur l'utilisation de signaux d'excitation avec un spectre qui s'étend au moins sur la bande de fréquence sur laquelle on désire connaître la réponse : réponse impulsionnelle, réponse à un bruit blanc et réponse à un signal pseudo aléatoire (utilisée comme solution d'autotest pour un MEMS dans [17]).

Outre qu'elle s'intègre à l'architecture choisie pour la boussole, la solution présentée ici possède les avantages suivants (qui sont les mêmes que pour l'étalonnage du circuit d'excitation) :

- Le signal d'excitation à trois niveaux permet de dissocier la réponse due à l'actionnement thermique de celle qui est due à l'actionnement magnétique. Le test est alors insensible à l'environnement magnétique.

- Le filtre auto ajusté permet d'obtenir la résolution nécessaire pour détecter le pic dû à l'actionnement thermique.
- L'échantillonnage synchrone permet de rejeter le signal parasite lié à la sensibilité thermique des jauges. Seul le phénomène d'actionnement thermique est mesuré.

IV.3.2. Test électrothermique en ligne

IV.3.2.1.Principe et intérêt

Dans certaines applications où le niveau de fiabilité doit être important, l'intégrité du capteur doit être vérifiée en continue de façon à pouvoir gérer un dysfonctionnement le plus rapidement possible. Un moyen couramment utilisé pour détecter une anomalie est de faire fonctionner plusieurs capteurs identiques et redondants en parallèle et de comparer leur réponse. Si l'une d'elle est différente des autres, un comportement anormal est signalé pour pouvoir être pris en compte par le système. Pour éviter cette solution qui est coûteuse et qui limite la miniaturisation du système, un test en ligne intégré a été étudié sur le capteur de champ magnétique de la boussole.

Une méthode pour tester en ligne un capteur est d'exploiter pour le test un fonctionnement du capteur dans une gamme de fréquence différente de la gamme de fréquence opérationnelle. Dans [18], ce concept est utilisé pour un accéléromètre. Le signal de test électrique reproduit l'effet de l'accélération sur la masse sismique grâce à l'actionnement thermique. Il est injecté à une fréquence plus haute que la fréquence des accélérations mesurées. Ainsi à la sortie du capteur, on peut extraire le signal de test et le signal de mesure. Dans [19], ce même principe de superposition d'un signal de test à une fréquence différente de la fréquence opérationnelle est utilisé pour le pont de Wheatstone d'un capteur de conductivité.

Dans le cas de notre capteur de champ magnétique, l'idée est d'exploiter en plus de la résonance mécanique utilisée pour la mesure du champ magnétique, le comportement thermique basse fréquence pour le test. En effet, nous avons vu que la réponse aux stimuli électrothermiques appliqués à la bobine à basse fréquence ($< 40 \text{ Hz}$) dépend des paramètres géométriques du cantilever et peut être utilisée comme moyen de test, en particulier pour vérifier l'intégrité de la structure. Le schéma de principe du test électrothermique en ligne (Figure IV-16) consiste donc à exciter simultanément le capteur avec un signal de test U_{stim} basse fréquence ($< 40 \text{ Hz}$) et le signal d'excitation utile U_f ($\approx 22,5 \text{ kHz}$) pour ensuite récupérer la réponse du test (V_{test}) grâce à un filtre passe-bas placé en sortie du capteur.

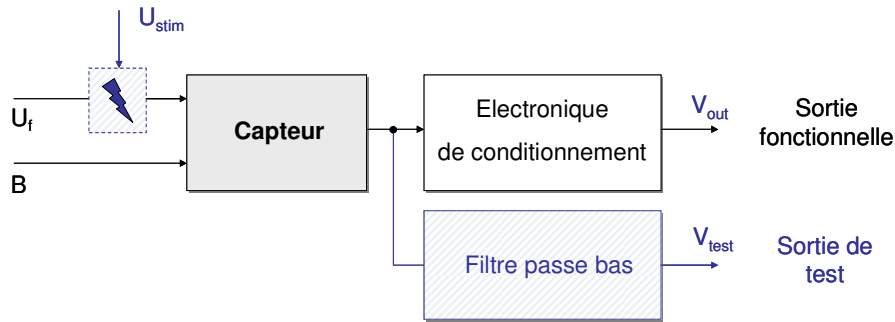


Figure IV-16 Schéma de principe de test électrothermique en ligne

IV.3.2.2. Injection du signal de test

Nous avons choisis d'utiliser comme stimulus de test un signal basse fréquence afin d'exploiter la réponse indicielle thermique de la structure. Deux fonctions entre le stimulus de test et la tension d'actionnement de la bobine ont été étudiées : la modulation qui consiste en une multiplication (Figure IV-17.a) et la superposition qui consiste en une addition (Figure IV-17.b).

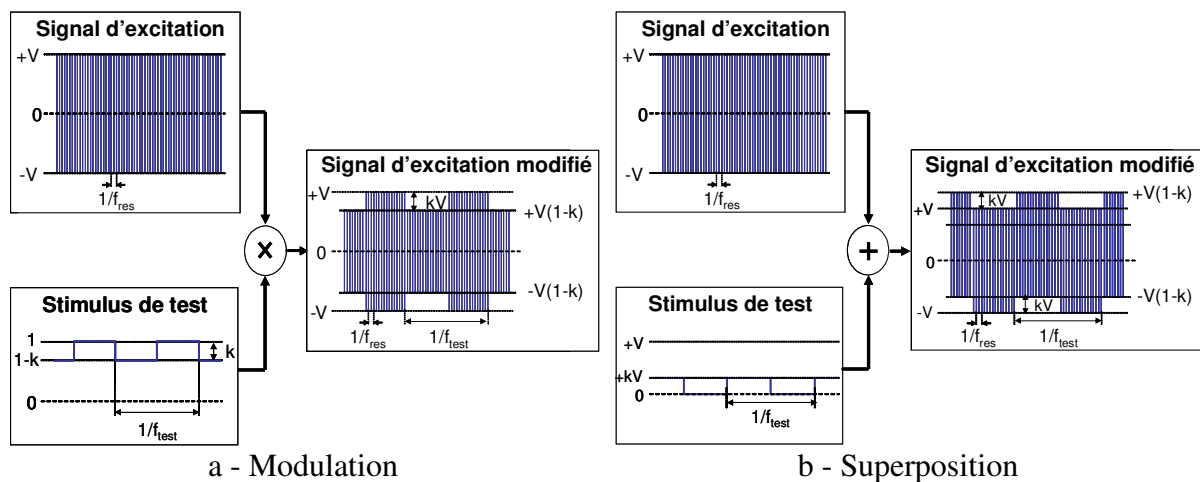


Figure IV-17 Modification de signal d'excitation par modulation (a) et superposition (b)

Dans le cas de la modulation (Figure IV-17.a), l'amplitude des oscillations du signal modulé varie d'un niveau bas $V \times (1-k)$ à un niveau haut V , où k est le coefficient de modulation. Pour un état donné du stimulus de test (niveau bas ou niveau haut), le signal modifié reste symétrique par rapport à 0, c'est-à-dire que l'amplitude du courant circulant dans un sens de la bobine est la même que dans l'autre sens. Ainsi l'effet thermique, dans un état donné se traduit, après la phase transitoire, par un offset constant en sortie du capteur. C'est cet offset qui varie à basse fréquence selon la fréquence du signal de test (f_{test}). Il n'y a donc pas d'effet thermique à plus haute fréquence qui pourrait modifier le fonctionnement du capteur.

Cependant l'amplitude du signal d'excitation varie et aura forcément un impact sur la sensibilité du capteur et donc sur le signal fonctionnel.

Concernant la réponse thermique basse fréquence, lorsque le stimulus de test est au niveau haut l'offset thermique sera proportionnel à V^2/R_f alors que lorsque le stimulus est au niveau bas il sera proportionnel à $V^2 \times (1-k)^2/R_f$. Il en résulte qu'en sortie du capteur la variation relative du signal thermique à basse fréquence est :

$$(éq. 77) \quad \frac{\Delta V_{modulation}}{V} = \frac{V_{wheat(haut)} - V_{wheat(bas)}}{V_{wheat(haut)}} = k \cdot (2 - k)$$

La variation du signal de test générée en sortie du capteur sera donc proportionnelle à $2 \times k$, si $k \ll 1$.

Dans le cas d'une superposition (Figure IV-17.b), l'amplitude du signal d'excitation modifié ne varie pas. La sensibilité du capteur reste donc constante. Par contre, la tension milieu des oscillations est décalée de $k \times V$ lorsque le stimulus de test est au niveau haut, où k est le coefficient de superposition. La symétrie du signal d'excitation n'est pas préservée et un signal thermique haute fréquence, qui peut affecter le signal opérationnel du capteur, sera généré.

Concernant la réponse thermique basse fréquence en sortie du capteur, le signal de test généré est proportionnel à V^2/R_f et $(V^2 \cdot (1+k)^2 + V^2 \cdot (1-k)^2)/(2 \cdot R_f)$ lorsque le stimulus est respectivement au niveau bas et au niveau haut. Il en résulte une variation relative du signal thermique à basse fréquence qui est de :

$$(éq. 78) \quad \frac{\Delta V_{modulation}}{V} = \frac{V_{wheat(haut)} - V_{wheat(bas)}}{V_{wheat(haut)}} = k^2$$

En comparaison à l'équation (éq. 77), le signal de test généré en sortie du capteur sera plus grand dans le cas de la modulation pour $k < 1$.

IV.3.2.3. Résultats de simulation

IV.3.2.3.1. Validation du test en ligne par stimuli électrothermiques

Pour valider le principe du test électrothermique en ligne, des simulations haut niveau ont été menées grâce au modèle du capteur complet. Les Figure IV-18.a et Figure IV-18.b représentent la réponse transitoire observée à la sortie du préamplificateur de gain 10 dans les conditions suivantes : $B = 100 \mu T$, $f_{test} = 4,5 \text{ Hz}$ et $k = 10 \%$. Dans les deux cas, la réponse

transitoire comprend des oscillations à la fréquence de résonance, liées au comportement mécanique, et des variations basses fréquences liées au comportement thermique.

Concernant la réponse fonctionnelle, c'est-à-dire le signal à la fréquence de résonance du cantilever (22,5 kHz), son amplitude crête à crête est 3,6 mV. Cependant, elle descend à 3,2 mV pour la modulation et monte à 5,8 mV pour la superposition lorsque le stimulus de test agit. Pour la modulation, cette variation de 10 % est due à la variation de sensibilité du capteur. Par contre, dans le cas d'une superposition, le phénomène est dû un signal thermique à la fréquence de résonance qui vient s'ajouter au signal fonctionnel qui est dû au champ magnétique. Ce signal parasite vient des deux phénomènes : effet direct et actionnement thermique à la résonance.

Concernant le signal basse fréquence contenu dans la réponse du capteur, ses variations correspondent à l'effet direct de la température. On retrouve la réponse thermique au stimulus de test carré. C'est le signal utile pour le test qui peut être extrait de la sortie du préamplificateur par un filtre passe bas. L'amplitude crête à crête est nettement plus grande pour la modulation (43 mV) que pour la superposition (2,3 mV).

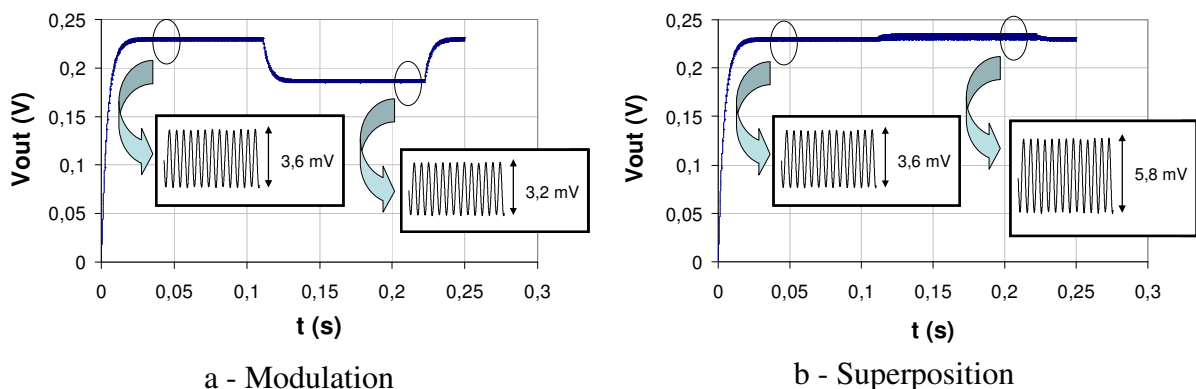


Figure IV-18 Simulation de la réponse du capteur (après préamplificateur) pour

$$B = 100 \mu T, f_{test} = 4,5 \text{ Hz et } k = 10 \%$$

IV.3.2.3.2. Influence sur le signal fonctionnel

Dans l'objectif de déterminer l'impact de l'injection d'un stimulus de test sur le fonctionnement du capteur, la sortie fonctionnelle obtenue après filtrage passe-haut et amplification du signal du capteur, a été analysée pour différentes valeurs du coefficient de modulation/superposition.

D'après les Figure IV-18.a et Figure IV-18.b, on a constaté qu'en sortie du capteur, l'amplitude des oscillations à la fréquence de résonance varie de 10 % dans le cas d'une modulation et de 63 % dans le cas d'une superposition. Au niveau de la sortie fonctionnelle,

les mêmes constatations sont faites. La variation d'amplitude de la sortie fonctionnelle (ΔV_{out}) a été évaluée par simulation pour différentes valeurs de k . Les résultats sont synthétisés sur Figure IV-19. Il apparaît que l'impact induit par la modulation du signal d'excitation est toujours plus faible que celui induit par la superposition, pour une même valeur du coefficient k .

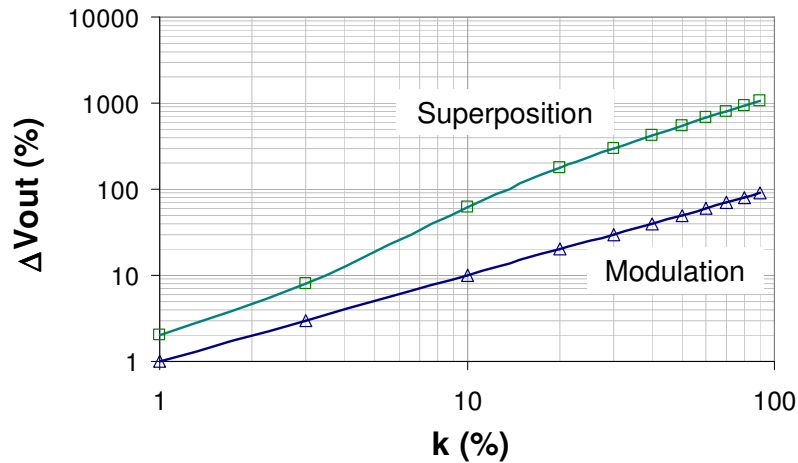


Figure IV-19 Variation relative du signal fonctionnel en fonction du coefficient de modulation/superposition

Dans les deux cas, on observe que l'impact se réduit avec les faibles valeurs du coefficient k . En prenant $k = 1 \%$, l'impact de l'injection d'un stimulus de test correspond à une variation acceptable de 1% dans le cas de la modulation et de 2% dans le cas de la superposition. Pour cette valeur prise en exemple, les Figure IV-20 et Figure IV-21 représentent l'analyse FFT du signal fonctionnel. Un pic apparaît au niveau de la fréquence de résonance ($\approx 22,5 \text{ kHz}$). Un zoom autour de ce pic permet d'apercevoir la présence de raies harmoniques situées à $f_{res} \pm (2n+1) \times 4,5 \text{ Hz}$. Leur amplitude est cependant largement inférieure à celle du fondamental avec un facteur supérieur à 7000 et 600 pour la modulation et la superposition, respectivement. L'impact de la superposition est donc clairement plus grand que celui de la modulation.

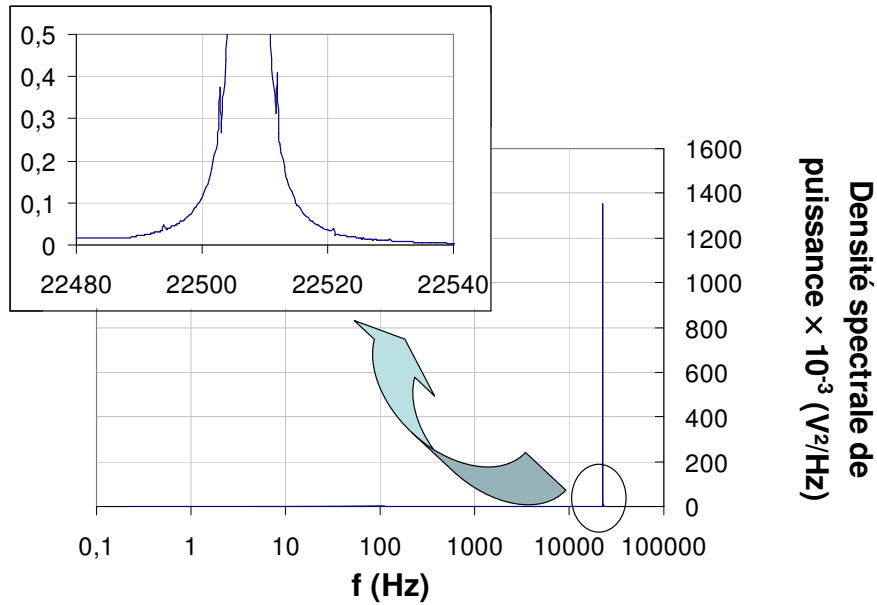


Figure IV-20 Spectre en fréquence du signal fonctionnel pour une modification du signal d'excitation par modulation, $B = 100 \mu T$, $f_{test} = 4,5 \text{ Hz}$ et $k = 1 \%$

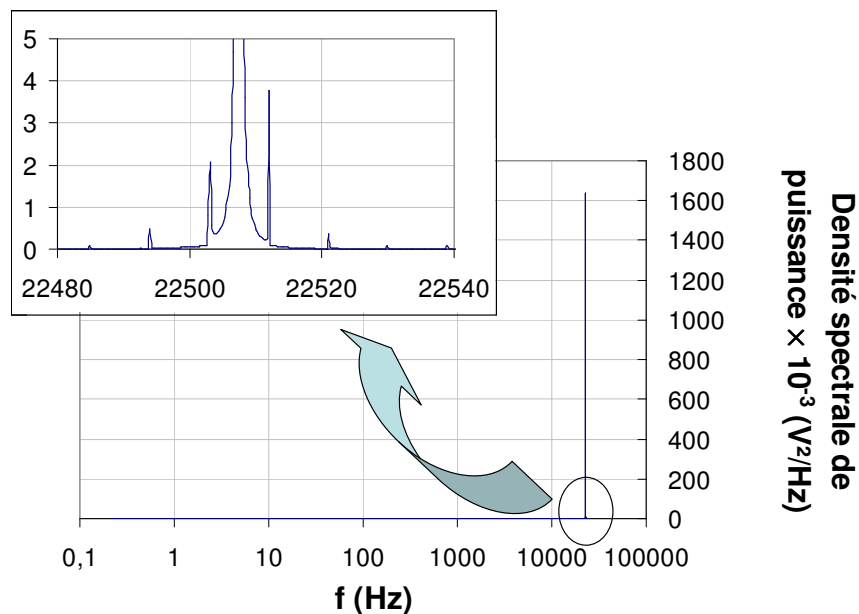


Figure IV-21 Spectre en fréquence du signal fonctionnel pour une modification du signal d'excitation par superposition, $B = 100 \mu T$, $f_{test} = 4,5 \text{ Hz}$ et $k = 1 \%$

IV.3.2.3.3. Analyse de la réponse du test

La superposition et la modulation permettent de générer un signal de test à basse fréquence dans le signal de sortie du capteur. Le signal de test obtenu après un filtrage passe bas de fréquence de coupure 1 kHz placé après le préamplificateur est présenté sur la Figure IV-22. Le coefficient k est identique à l'exemple précédent (1%).

Dans le cas de la modulation, la variation d'amplitude est de 4,61 mV. Elle est assez significative pour être traitée par l'électronique de test. Par contre la variation est de 20 μV dans le cas de la superposition et n'est certainement pas suffisant pour être mesurée.

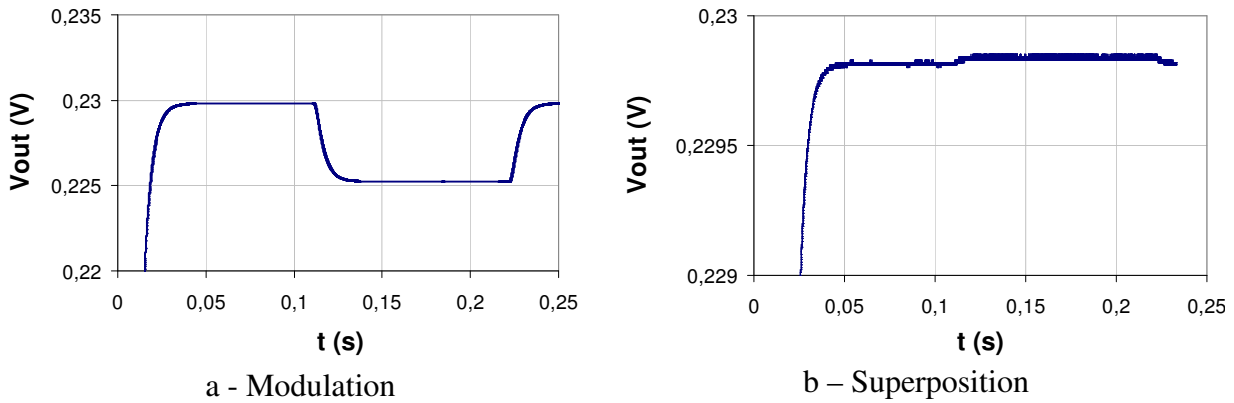


Figure IV-22 Signaux de test pour $B = 100 \mu T$, $f_{test} = 4,5 \text{ Hz}$ et $k = 1 \%$

La variation relative du signal de test a été étudiée en fonction du coefficient de modulation/superposition (Figure IV-23). Comme prévu par les équations (éq. 77) et (éq. 78), la loi de variation en $2 \cdot k$ et celle en k^2 sont observées dans les cas respectifs de la modulation et de la superposition. La modulation offre ainsi un signal de test beaucoup plus grand que la superposition, et ce d'autant plus que l'on considère de faibles valeurs du coefficient k pour minimiser l'impact sur la sortie fonctionnelle.

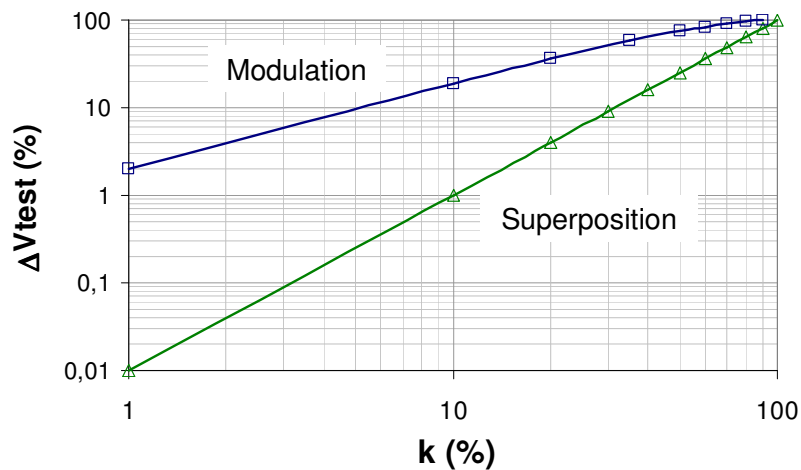


Figure IV-23 Variation relative du signal de test en fonction du coefficient de modulation/superposition

IV.3.2.4. Conclusion sur le test en ligne

Le principe d'injection d'un stimulus de test électrothermique basse fréquence dans le signal d'excitation d'un cantilever fonctionnant à plus haute fréquence a été validé. C'est une solution faible coût pour détecter en ligne le dysfonctionnement d'un capteur.

Deux cas de figures ont été validés et comparés : la modification du signal d'excitation par modulation ou par superposition. Les deux solutions permettent de combiner dans la réponse du capteur les oscillations fonctionnelles à la fréquence de résonance et un signal thermique basse fréquence. Dans le cas du cantilever U-Shape, la modulation offre cependant un signal de test d'amplitude beaucoup plus grande pour un impact sur le signal fonctionnel plus faible.

IV.4. Conclusion sur le test de l'élément sensible

Dans ce chapitre, nous avons proposé d'utiliser des stimuli électrothermiques pour tester en production l'élément sensible de la boussole.

Dans un premier temps, l'utilisation des réponses statiques, indicielles et harmoniques pour détecter un défaut de sous-gravure sur un cantilever U-Shape a été évaluée par des caractérisations. Nous avons montré que les tests par réponse statique et indicielle utilisant une mesure de la température grâce à la thermistance des jauges, sont efficaces pour détecter les gros défauts. La réponse harmonique, qui permet d'observer l'actionnement thermique du cantilever à la résonance, permet de détecter tous les défauts. Suite aux caractérisations, nous avons proposé un modèle de faute permettant de simuler le comportement du cantilever fautif. Il est important de noter que les tests proposés peuvent être appliqués à toutes les structures CMOS fabriquées par un procédé de gravure du substrat. Pour ce type de composants mécaniques, les forces électrostatiques ne peuvent pas être utilisées comme moyen d'excitation pour le test et donc les stimuli électrothermiques apparaissent comme une alternative intéressante.

Une mise en œuvre du test indiciel et harmonique par stimuli électrothermiques est proposée pour la boussole dont l'architecture retenue est décrite au Chapitre III. Il est montré que de simples modifications de l'électronique permettent d'augmenter la testabilité du composant. Pour tester le capteur pendant son fonctionnement, nous avons proposé d'appliquer simultanément un stimulus électro-thermique basse fréquence et le signal d'actionnement magnétique aux bornes de la bobine intégrée dans le cantilever. La modulation du signal d'excitation par le stimulus de test et la superposition du stimulus de test au signal d'excitation ont été évalués. Il est montré que la modulation est plus intéressante et permet un test en ligne de la boussole.

Références bibliographiques du Chapitre IV :

- [1] R. D. Blanton, "The challenge of MEMS Test", International Test Conference (ITC), 2000, p. 1133.
- [2] T. Olbrich, A. Richardson, W. Vermeiren, B. Straube, "Integrating testability into microsystems", Microsystem Technologies, Février 1997, p. 72-79.
- [3] A. Kolpekwar, R. Blanton, "Development of MEMS Testing methodology", International Test Conference (ITC'97), 1997, p. 923-931.
- [4] J. A. Walraven, "Failure Mechanisms in MEMS", International Test Conference (ITC'03), 2003, p. 823-833.
- [5] S. Mir, L. Rufer, B. Charlot et B. Courtois, "On-chip testing of embedded silicon transducers", Proceedings of the 17th International Conference on VLSI Design (VLSI' 04), 2004, p. 463.
- [6] Muriel Dardalhon, "Contribution a l'analyse de la fiabilité de microsystemes : prise en compte des contraintes liées à l'environnement spatial", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 17 Décembre 2003.
- [7] B. Charlot, "Modélisation de fautes et conception en vue du test structurel des microsystemes", Thèse de Doctorat, INPG, 12 Mars 2001.
- [8] Toa Jiang and R.D Blanton, "Particulate failures for surface-micromachined MEMS", International Test Conference (ITC'99), 1999.
- [9] N. Deb, R. D. Blanton, "Analysis of failure sources in surface-micromachined MEMS", International Test Conference (ITC' 99), 2000, p. 739-749.
- [10] A. Kolpekwar, R. D. Blanton, D. Woodilla, "Failure modes for stiction in surface-micromachined MEMS", International Test Conference (ITC' 98), 1998, p. 551-556.
- [11] Vincent Berroulle, "Conception et test de systèmes monolithiques CMOS piézorésistifs : application à un capteur de champ magnétique", Thèse de Doctorat, Université Montpellier II, 31 Octobre 2002.

- [12] F. Parrain, B. Charlot, N. Galy., B. Courtois, "A CMOS compatible micromachined tactile fingerprint sensor", Proc. SPIE Design, Test, Integration, and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'02), Cannes-Mandelieu, France, May 6-8, 2002.
- [13] D. De Bruyker, A. Cozma, R. Puers, "A combined piezoresistive/capacitive pressure sensor with self-test function based on thermal actuation", in Sensors and Actuators A 66, 1998, p. 70-75.
- [14] B. Charlot, F. Parrain; S. Mir; B. Courtois "A Self-testable CMOS thermopile-based infrared imager", Proc. SPIE Design, Test, Integration, and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'01), Vol. 4408, 2001, p. 96-103.
- [15] R. Rosing, A. M. Richardson, A. P. Dorey, "A Fault Simulation Methodology for MEMS", Design Automation and Test in Europe (DATE'00), Paris, France, 2000.
- [16] B. Charlot, S. Mir, E.F. Cota, M. Lubaszewski, B. Courtois, « Fault modelling of suspended thermal MEMS", International Test Conference (ITC' 99), 1999, p. 319-328.
- [17] A. Dhayni, S. Mir and L Rufer, "MEMS BIST Using MLS", European Test Symposium (ETS'04), Ajaccio, France, 2004.
- [18] M. Aikele, K.Bauer, W. Ficker, F. Neuhauer, U. Prechtel, J.Sechalk, H. Seidel, "Resonant accelerometer with self-test", Sensors and Actuators A 92, 2001, p.161-167.
- [19] C. Jeffrey, Z. Xu, A. Richardson, "Bias Superposition – On-line Testing of Sensors and Circuits", European Test Symposium (ETS'05), Tallinn, Estonia, May 2005.

Adresses électroniques :

[URL1] Analog Devices. <http://www.analog.com/>

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Conclusion générale et perspectives

Les technologies de fabrication de MEMS monolithiques permettent de fabriquer des capteurs associés à leur électronique pour un faible coût. L'objectif de cette thèse était d'apporter des solutions aux verrous qui empêchent le développement de tels microsystemes. A travers la réalisation d'une microboussole, nous avons donné des éléments de réponse concernant la conception de l'interface et le test en production.

Dans une première partie consacrée à l'état de l'art, nous avons tout d'abord mis en relief les avantages de la solution ASIC intégrant interface et capteur sur la même puce par rapport aux autres solutions, en terme de coût mais aussi de performances.

Après un aperçu des technologies de fabrication de tels composants, la technologie de gravure du substrat apparaît comme la plus avantageuse en terme de coût étant donné qu'elle peut offrir un bon rendement avec un procédé simple.

Enfin, nous avons présenté l'état de l'art des microboussoles intégrées à faible coût. Le développement des MEMS CMOS pour capter le champ magnétique terrestre apparaît comme une solution intéressante. Cependant, aucune interface n'a été proposée pour réaliser la microboussole complète à faible coût, antérieurement aux travaux de cette thèse.

Dans une seconde partie, nous avons entrepris l'optimisation et la modélisation du capteur de champ magnétique CMOS, qui est l'élément sensible de la boussole et qui a été conçu précédemment au LIRMM.

Grâce à un modèle analytique, nous avons d'abord déterminé les dimensions du capteur permettant d'obtenir les performances optimales que peut offrir la technologie de gravure du substrat par la face avant.

Nous avons ensuite apporté une modélisation plus complète du capteur en prenant en compte les effets parasites, essentiellement thermiques, qui perturbent la mesure. Le modèle proposé peut être transcrit en langages de haut niveau pour permettre la simulation conjointe du capteur avec son électronique.

Dans une troisième partie, nous avons apporté des solutions pour concevoir une électronique capable d'exciter le capteur à la résonance et d'améliorer suffisamment la résolution du capteur de façon à pouvoir mesurer le champ magnétique terrestre. Concernant l'excitation du

capteur nous avons proposé d'exciter le capteur en boucle ouverte avec un générateur qui peut s'auto étalonner sur la fréquence de résonance de la structure grâce au phénomène d'actionnement thermique. Concernant le conditionnement du signal, nous avons proposé d'utiliser une architecture qui permet l'auto-centrage du filtre passe bande sur le signal à mesurer. Toutes les solutions ne nécessitent pas d'ajustement externe et sont donc adaptées à la production du système complet à faible coût.

Nous avons réalisé et caractérisé un prototype de la micro boussole dont les performances sont comparables à celles qui sont commercialisées pour un coût bien inférieur. Nous avons ensuite soulevé le problème de réjection du bruit de l'alimentation qui peut limiter la résolution de la boussole. Nous avons alors réalisé et caractérisé une solution couramment utilisée qui consiste en l'utilisation d'une structure muette. Suite aux faibles performances obtenues nous avons proposée en perspective une solution alternative plus prometteuse basée sur un circuit électronique de contre réaction.

Dans une quatrième partie, nous avons abordé le test de production des microsystèmes. Une stratégie pour réduire le coût du test est de trouver des stimuli électriques capables de détecter les défauts des parties mécaniques. Nous avons alors évalués l'utilisation de stimuli électrothermiques sur le capteur de champ magnétique dans le cas d'un défaut de sous gravure. Les résultats montrent l'efficacité de ce type de test pour détecter ce type de défauts et ouvrent des perspectives intéressantes pour tester des fautes paramétriques.

Nous avons ensuite montré comment ce type de test peut être intégré sur la microboussole développée dans cette thèse. Avec une légère modification de l'électronique, la testabilité du capteur est améliorée. Les solutions apportées ouvrent la possibilité au capteur de s'autotester. Enfin, nous avons proposé une solution pour tester le capteur pendant son fonctionnement et à faible coût. Nous avons montré qu'en appliquant un stimulus de test électrothermique en même temps que l'excitation du capteur, un signal de test donnant des informations sur la partie mécanique de la boussole peut être extrait de la réponse du capteur.

D'une façon générale, cette thèse illustre l'intérêt de développer de façon conjointe une électronique monolithique associée au capteur, dans le but d'apporter une forte amélioration des caractéristiques du système, pour un faible coût ajouté.

Notons que la microboussole développée a l'avantage d'être fabriquée exclusivement à partir de matériaux CMOS contrairement aux solutions commercialement disponibles (capteurs à effet Hall fabriqués à partir d'un procédé CMOS modifié, capteurs magnétorésistifs, magnéto-

impédances, fluxgates). A notre connaissance, elle est la première de ce type. De plus, la technologie utilisée permet d'intégrer des accéléromètres qui peuvent être utilisés comme inclinomètres. Ceci ouvre la voie à la réalisation de capteurs monolithiques tels que des capteurs de positionnement angulaire ou des boussoles compensées en inclinaison. Ces perspectives intéressantes sont approfondies actuellement au LIRMM pour réaliser des capteurs à faible coût qui trouvent des applications dans les interfaces d'appareils mobiles par exemple.

Publications

Publications et conférences internationales :

- [SENSORS05] A. Chaehoi, N. Dumas, F. Maily, L. Latorre et P. Nouet "Absolute Pitch, Roll and Yaw Measurement on CMOS", 4th IEEE Conference on Sensors (SENSORS'05), Irvine, California, 31 Octobre-3 Novembre 2005.
- [EUROSENSORS05] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet, "Offset and Noise Rejection Analysis in CMOS Piezoresistive Sensors", EUROSENSORS XIX, Barcelone, Espagne, 11-14 Septembre 2005.
- [IMSTW05] F. Maily, F. Azaïs, N. Dumas, L. Latorre, and P. Nouet, "Superposition vs. modulation: a comparative analysis for electro thermal on line MEMS testing", 11th IEEE International Mixed-Signals Testing Workshop (IMSTW'05), Cannes, France, 27-29 Juin 2005, p. 212-219.
- [TRANSDUCERS05] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet, "Design of a Micromachined CMOS Compass", 13th Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS'05), Seoul, Corée, 7-9 Juin 2005, p. 405-408.
- [ETS05] F. Maily, F. Azaïs, N. Dumas, L. Latorre, and P. Nouet, "Towards on-line testing of MEMS using electro-thermal excitation" 10th IEEE European Test Symposium (ETS'05), Talinn, Estonie, 22-25 Mai 2005, p. 76-81.
- [EUSPEN05] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet "Design of a high resolution MEMS-based CMOS magnetometer", 5th International Conference of the European Society for Precision Engineering and Nanotechnology (EUSPEN'05), Montpellier, France, 8-11 Mai 2005, p. 287-290.
- [VTS05] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre, P. Nouet "On-Chip Electro-Thermal Stimulus Generation for a MEMS-based Magnetic Field Sensor", 23rd VLSI Test Symposium (VTS'05), Palm Springs, USA, 1-5 Mai 2005, p. 213-218.
- [LATW05a] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre, P. Nouet "BIST Implementation of Electro-Thermal Stimulus Generation for a MEMS-based Magnetic Field Sensor", 6th IEEE Latin Test Workshop (LATW'05), Salvador, Brésil, 30 Mars-2 Avril, p. 207-212.

PUBLICATIONS

- [LATW05b] F. Maily, N. Dumas, L. Latorre, F. Azais and P. Nouet "Electro-thermal On-line Testing of a MEMS Magnetometer through Bias Modulation", 6th IEEE Latin Test Workshop (LATW'05), Salvador, Brésil, 30 Mars-2 Avril, p. 213-218.
- [SETS05] N. Dumas, "Generation of electrically-induced thermal stimuli for MEMS testing", South European Test Seminar (SETS'05), St. Leonhard, Autriche, 1-5 Mars 2005.
- [ETS04] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre, P. Nouet "Electrically-Induced Thermal Stimuli for MEMS Testing", 9th IEEE European Test Symposium (ETS'04), Ajaccio, France, 23-26 Mai 2004, p. 60-65.
- [ISIE04] L. Dilillo, V. Beroulle, N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet "An A/D Interface for Resonant Piezoresistive MEMS Sensor", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE'04), Ajaccio, France, 4-7 Mai 2004, p. 83-88.
- [LATW04] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre, P. Nouet "On the Use of Electrical Stimuli for MEMS Testing", 5th IEEE Latin American Test Workshop (LATW'04), Cartagena, Colombie, 8-10 Mars 2004, p. 118-122.
- [DCIS03] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet, "Low noise CMOS amplifier for a piezoresistive magnetic field sensor", 18th Conference on Design of Circuits and Integrated Systems (DCIS'03), Ciudad Real, Espagne, 19-21 Novembre 2003, p. 639-644.
- [JETTA] N. Dumas, F. Azaïs, L. Latorre and P. Nouet, "Electro-thermal stimuli for MEMS testing in FSBM technology", Journal of Electronic Testing: Theory and Applications (JETTA), revision en cours.

Autres publications :

- [DOCTISS05] N. Dumas, L. Latorre et P. Nouet, "Conception des MEMS", Journée des Doctorants de l'Ecole Doctorale Information, Structures et Systèmes, 9 Mars 2005.
- [JNRDM04] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet, "Conception d'une micro-boussole MEMS intégrée", Journée Nationale du Réseau Doctoral en Microélectronique (JNRDM'04), Marseille, France, 4-6 Mai 2004, p. 179-181.
- [TAISA03] N. Dumas, L. Latorre, P. Nouet "Amplificateur CMOS Faible Bruit pour Micro Capteur MEMS", 4^{ième} colloque sur le Traitement Analogique de l'Information, du Signal et ses Applications (TAISA'03), Louvain-la-Neuve, Belgique, 25-26 Septembre 2003, p. 71-74.

RESUME

Il existe un besoin important de développer des capteurs intégrés à faible coût qui ne nécessitent pas de grandes performances. Les technologies de fabrications de MEMS avec un procédé CMOS monolithiques offrent un coût réduit de production collective. Cependant plusieurs verrous subsistent dans le développement de ce type de capteurs. Ce sont : la conception d'une interface de capteur robuste aux fortes dispersions de la technologie, le test à faible coût des parties mécaniques et la mise en boîtier. Cette thèse propose des solutions nouvelles qui adressent les deux premiers points. Elle est illustrée par le développement d'une micro boussole.

L'approche proposée part de l'optimisation de l'élément sensible, de l'évaluation de ses performances intrinsèques et de sa modélisation complète qui inclue les effets parasites. Ensuite, les choix au niveau de l'interface sont expliqués et l'utilisation d'un environnement CAO est détaillée. Les solutions proposées permettent à l'électronique de s'auto ajuster ou s'auto étalonner au capteur. Enfin, l'évaluation des stratégies de test basées sur l'utilisation de stimuli électrothermiques montre leur efficacité sur un ensemble de défauts considérés. Nous montrons que ces méthodes permettent un test à faibles coûts du capteur, intégré et en ligne.

MOTS CLES

Microsystèmes, MEMS, Test, Intégration monolithique, Boussole électronique

TITLE

Contribution to the Design and Test of Monolithic Microsystems: Application to an Electronic Compass

ABSTRACT

There is an important need to develop low-cost sensors that do not necessarily require an excellent performance level. CMOS monolithic technology offers an adequate solution for batch fabrication. However, some bottlenecks are present in the development of this kind of sensors. It is: the design of an electronic interface robust to process scattering, low-cost test techniques for mechanical structures and packaging. This thesis proposes new solutions that address the first two points. It is illustrated by the development of a micro compass.

The proposed approach starts from an optimisation of the sensitive part, the evaluation of its intrinsic performances and a complete model including parasitic effects. Then, the options for the design of the electronic interface are explained. A special focus is given on the use of Computer Aided Design tools. Proposed solutions allow the electronic to be self adapted or self calibrated to meet the sensor characteristics. Finally, the evaluation of test strategies based on electro thermal stimuli shows a good efficiency on considered defects. We show that these techniques allow low cost, integrated and online testing of the sensor.

KEYWORDS

Microsystems, MEMS, Test, Monolithic Integration, Electronic Compass
