HAL
open science

Capteurs passifs à transduction électromagnétique pour la mesure sans fil de la pression

Mohamed Mehdi Jatlaoui

To cite this version:

Mohamed Mehdi Jatlaoui. Capteurs passifs à transduction électromagnétique pour la mesure sans fil de la pression. Electromagnétisme. Institut National Polytechnique de Toulouse - INPT, 2009. Français. NNT : 2009INPT008H . tel-00559628

HAL Id: tel-00559628

https://theses.hal.science/tel-00559628v1

Submitted on 26 Jan 2011

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.

THÈSE

En vue de l'obtention du

DOCTORAT DE L'UNIVERSITÉ DE TOULOUSE

Délivré par *L'Institut National Polytechnique de Toulouse*
Discipline ou spécialité : *Microondes, électromagnétisme et optoélectronique*

Présentée et soutenue par *Mohamed Mehdi JATLAOUI*
Le *20 Avril 2009*

Titre : *Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression*

JURY

Thierry Monediere	*Professeur (XLIM – Université de Limoges)*	*Président de jury*
Hervé Aubert	*Professeur (INP-ENSEEIHT)*	*Directeur de thèse*
Patrick Pons	*Chargé de recherche (LAAS-CNRS)*	*Co-Directeur de Thèse*
Serge Toutain	*Professeur (Université de Nantes)*	*Rapporteur*
Sylvain Ballandras	*Directeur de recherche (Femto – ST)*	*Rapporteur*
Pierre Temple Boyer	*Chargé de recherche (LAAS-CNRS)*	*Membre*
Martin Paulet	*Ingénieur AIRBUS (Toulouse)*	*Membre*
Stephane Buschaert	*Ingénieur ANDRA*	*Membre*
Sébastiano Brida	*Ingénieur AUXITROL*	*Membre*

Ecole doctorale : *GEET*
Unité de recherche : *LAAS-CNRS*

À mes chers parents, Hédi et Kalthoum,

À mes sœurs, Imène et Yosra,

À mon frère, Chiheb

À ma chère Farah,

REMERCIEMENTS

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes (LAAS) du Centre National de la Recherche Scientifique (CNRS) de Toulouse, au sein du groupe MIcro et Nanosystèmes pour les Communications sans fils (MINC) et Microdispositifs et Microsystèmes de Détection (M2D).

Je tiens tout d'abord à remercier Monsieur Raja CHATILA, Directeur du LAAS pour m'avoir accueilli dans le laboratoire.

Je suis profondément reconnaissant à mes directeurs de thèse, Monsieur Hervé AUBERT, Professeur à l'Institut National Polytechnique de Toulouse, et Monsieur Patrick PONS, chargé de recherche au CNRS pour m'avoir tout d'abord fait confiance en me proposant une thèse pluridisciplinaire et motivante au sein du Laboratoire, et ensuite pour leurs soutiens, leurs conseils, leurs disponibilités et les échanges scientifiques que nous avons eu.

Je remercie vivement Monsieur Serge TOUTAIN, Professeur à l'université de Nantes et Directeur de l'Institut de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nantes Atlantique (IREENA), et Monsieur Sylvain BALLANDRAS, Directeur de recherche chez Femto - ST, pour l'intérêt qu'ils ont porté à ce mémoire en acceptant d'être les rapporteurs de mes travaux.

Je voudrais témoigner ma reconnaissance à Monsieur Thierry Monediere, Professeur à l'université de Limoges, qui m'a fait l'honneur de présider mon jury de thèse.

Je remercie également Monsieur Pierre TEMPLE BOYER responsable du groupe M2D et Monsieur Robert PLANA, responsable du groupe MINC.

J'exprime également ma reconnaissance à Messieurs Martin Paulet, Ingénieur AIRBUS (Toulouse), Stéphane Buschaert, Ingénieur ANDRA et Sébastiano Brida, Ingénieur AUXITROL, pour avoir accepté d'examiner mes travaux de thèse et de participer au jury de thèse.

Un grand 'MERCI' à l'ensemble du personnel du LAAS pour son aide et plus spécialement les membres du service TEAM et les membres du service Sysadmin.

Je ne saurais oublier de remercier l'ensemble du service administratif du LAAS, ainsi que le service documentation.

Je n'oublie pas également mes amis et collègues de bureau qui m'ont aidé en créant une ambiance agréable et amicale tout au long de ces années de thèse : Franck CHEBILA, Jean François LE NEAL, Sébastien PACCINI, Euloge TCHKAYA, Mohamed LAMHAMDI, Hikmat ACHKAR, Fabienne PENNEC, Fabio COCCETTI, DRAGOMIRESCU Daniela, Gustavo Adolfo ARDILA RODRIGUEZ, Fadi KHALIL. Michael KRAMER, Jinyu RUAN, Ali Ahmed, BADR EL DIN SHAARAWY Heba, BOUAZIZ Sofiene, OUAGAGUE Badreddine, LECOINTRE Aubin, HENAUT Julien, AL BAHRI Mohamed, HALLIL Hamida, OLSZACKI Michal et Rodrigo SAAD.

Table Des Matières

Table des matières

REMERCIEMENTS 7
Table Des Matières 9
I. Introduction et problématique 13
I.1. Introduction : 15
I.2. Les Principaux types de capteurs sans fil: 15
I.2.1. Les capteurs Actifs : 16
I.2.2. Les capteurs passifs : 16
I.2.2.1. Les capteurs Inductifs : 17
I.2.2.2. Les capteurs RFID : 17
I.2.2.3. Les SAW : 18
I.3. Problématique liée aux capteurs sans fil : 19
I.4. Conclusion : 21
II. Principe de fonctionnement, Modélisation, Conception et Simulation du capteur 29
II.1. Introduction : 31
II.2. Conception du capteur à transduction EM: 31
II.2.1. Principe de fonctionnement : 31
II.2.2. Contraintes de conception et choix préliminaires : 32
II.2.2.1. Choix de la fréquence de travail : 33
II.2.2.2. Choix des matériaux : 33
II.2.2.3. Choix du résonateur : 34
II.2.3. Modèle d'une ligne coplanaire : permittivité effective et champ électromagnétique : 35
II.2.3.1. Etude d'une ligne coplanaire placée au dessous d'un milieu Air/Diélectrique : 35
II.2.3.2. Représentation de la distribution du champ électrique pour la ligne coplanaire (interface Air/Diélectrique) : 42
II.2.4. Dimensionnement du résonateur millimétrique : 47
II.2.5. Dimensionnement de la membrane : 51
II.2.5.1. Propriétés mécaniques de la membrane: 51
II.2.5.2. Profil de la déformation de la membrane : 52
II.3. Simulations électromagnétiques : 53
II.3.1. Présentation du logiciel HFSS : 53
II.3.2. Cas d'une membrane à déplacement vertical uniforme : 54
II.3.2.1. Simulation du résonateur à lignes couplées quart d'ondes : 54
II.3.2.2. Simulation de l'influence de l'épaisseur de la membrane : 57

II.3.3. Cas d'une membrane ayant un profil en forme de cône : 60
II.4. Conclusion : 65
III. Fabrication et caractérisation du capteur à transduction EM 69
III.1. Introduction : 71
III.2. Fabrication : 71
III.2.1. Réalisation des masques : 72
III.2.2. Gravure humide du pyrex : 74
III.2.3. Dépôt et structuration des lignes : 77
III.2.4. Gravure RIE du Silicium haute résistivité: 80
III.2.5. Assemblage Pyrex/Silicium: 83
III.2.6. Discrétisation et libération des cellules de mesure: 84
III.3. Description des Bancs de test : 89
III.3.1. Banc de test RF : 89
III.3.2. Banc de test en pression (PPM) : 90
III.4. Déplacement vertical uniforme de la membrane : 95
III.4.1. Rappel : 95
III.4.2. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour un Gap d'air (h=3µm) : 95
III.4.3. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour différentes épaisseurs de la couche d'air : 96
III.5. Membrane avec déflexion réelle : 99
III.5.1. Les résultats de mesures : 99
III.6. Conclusion : 101
IV. Conclusion générale 105
Liste des figures 112
Liste des Tableaux 115
Liste des publications 116
Annexe A 117
Rapide état de l'art sur les capteurs de pression 117
Annexe B 124
Propriétés du Pyrex 124
Propriétés du silicium 124
Annexe C 125
Expression analytique des modes $\left(\mathbf{f}_{\mathbf{n}}^{\alpha}\right)_{\substack{n\in N\\ \alpha=TE,TM}}$ 125
Annexe D 126

Pointes de mesures RF 126
Annexe E 127
Topologie et technologie des filtres 127

I. Introduction et problématique

I. Introduction et problématique 13
I.1. Introduction : 15
I.2. Les Principaux types de capteurs sans fil: 15
I.2.1. Les capteurs Actifs : 16
I.2.2. Les capteurs passifs : 16
I.2.2.1. Les capteurs Inductifs : 17
I.2.2.2. Les capteurs RFID : 17
I.2.2.3. Les SAW : 18
I.3. Problématique liée aux capteurs sans fil : 19
I.4. Conclusion : 21

I.1. Introduction :

Les capteurs sont largement utilisés dans une multitude de domaines et sont employés dans la vie de tous les jours pour transformer des événements mécaniques, chimiques ou thermiques en signal électrique. Ils forment ainsi une partie centrale et fondamentale de l'interface entre le monde physique et le monde électrique. Les cinquante dernières années et plus spécialement la première décennie du XXIème siècle ont été le siège d'un réel progrès technologique et d'énormes avancées dans les activités capteurs, allant des premiers composants en silicium micro-usiné (**Annexe A**) pour aboutir aux microcapteurs sans fil intégrés sur substrat **[1].** On a, également, assisté à la multiplication des types de capteurs (pression, gaz, contraintes, accélération, température) autonomes sans fil qui s'appuient sur la disponibilité d'une part d'éléments sensibles, petits et performants et d'autre part sur de nouveaux circuits électroniques de communication à faible coût entre 300MHz et 3GHz. Ces composants répondent à la demande croissante pour des réseaux de capteurs communicants autonomes pour des applications distribuées de surveillance, d'analyse ou encore de diagnostic **[2]-[7]**. De plus, un aperçu du marché mondial des capteurs **[8]-[12]** et des composants MEMS montre tous les besoins et les enjeux économiques liés à ces unités de mesure, qui deviennent des éléments essentiels pour la vie de tous les jours. Ces demandes émergentes consistent en une simplicité du capteur et le souhait d'un système de mesure sans fil qui ne nécessite pas de contact physique. Ainsi, les développeurs qui sont chargés de la mise au point de ce type de capteurs doivent tenir compte de toutes ces exigences dans le but d'extraire l'information cruciale à partir de l'unité de mesure. Mais, comme il va être démontré un peu plus loin dans cette partie, cela ne se fait pas sans mal : un problème et un défi de taille viennent compliquer la tâche des concepteurs de réseaux de microcapteurs qui, de ce fait, sont contraints de mettre en œuvre des solutions de plus en plus complexes.

I.2. Les Principaux types de capteurs sans fil:

Le capteur, premier élément d'une chaîne de mesure, a pour fonction essentielle de traduire une grandeur physique, objet de la mesure et que l'on nomme le mesurande (m), en une autre grandeur physique, généralement électrique (S) image de la grandeur physique et de ses variations. La grandeur, ainsi transformée, doit être utilisable par l'homme directement ou par le biais d'un instrument approprié (Fig I. 1). Le capteur est donc le dispositif physique qui, soumit à l'action du mesurande, non électrique, produit la fonction électrique :

$$S = F(m) \qquad \text{(éq I.1)}$$

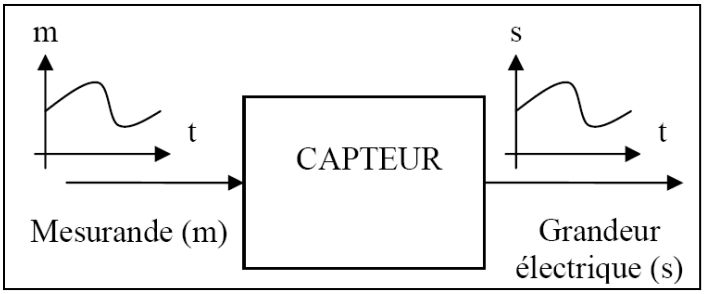


Fig I. 1. Schéma synoptique d'un capteur [13]

Cette équation théorique est étroitement liée aux lois physiques qui conditionnent le mode de fonctionnement du capteur. Le mesurande peut appartenir à l'une des grandeurs physiques suivantes : chimique, radiative, mécanique, thermique, électrique et magnétique.
Selon leur complexité et leur principe de fonctionnement, les capteurs sont fondés sur un élément sensible appelé transducteur. Ce dispositif constitue la partie la plus importante du système de mesure. Le transducteur permet de détecter toute variation de la grandeur physique en entrée du capteur. Sa conception est étroitement liée au domaine d'application pour lequel le capteur sera utilisé.
En adoptant une approche fondée sur la consommation énergétique, on peut classifier tous les capteurs sans fil en deux types: actif et passif **[14]-[15]**.

I.2.1. Les capteurs Actifs :

Généralement, un capteur actif est un système de mesure qui nécessite une source d'énergie embarquée, la plupart du temps assurée par une batterie, et ce pour la réalisation de la phase de traitement au cours de laquelle le signal est filtré (nettoyé), amplifié et converti dans un format compatible et exploitable. Dans ce cas, le capteur doit non seulement mesurer des propriétés physiques mais doit également effectuer des tâches additionnelles au travers de circuits de traitement et de communication intégrés **[16]**. Ce type de capteur est surtout utilisé pour assurer des mesures continues en temps réel.

I.2.2. Les capteurs passifs :

Les capteurs passifs sont des dispositifs qui ne possèdent pas de source d'énergie embraquée et présentent l'avantage d'être facilement intégrables. Ce type de capteur est utilisé dans des applications spécifiques (surveillance environnementale **[17],** des instruments de suivis spatial et aéronautique **[18],** des applications liées à la santé **[19]-[21]**) qui nécessitent des unités de mesure miniatures, passives, de grande précision et fiables. L'objectif est d'assurer des mesures à distance des grandeurs physiques **[22]-[35].** Dans ce cas, deux différentes technologies peuvent être utilisées pour la transmission sans-fil de données : la transmission inductive et la transmission radio basée sur la réflexion (transpondeur passif). Dans ce qui suit, on présente brièvement les composants les plus répandus fondés sur ces types de technologies.

I.2.2.1. Les capteurs Inductifs : [36]-[41]

Les capteurs inductifs sont des dispositifs composés d'un élément sensible et d'une antenne. Le capteur lui-même ne contient pas de source d'énergie, mais on y a intégré un condensateur et une inductance pour réaliser un circuit résonateur LC série pour la communication sans fil.
Le capteur est interrogé à distance avec une ou deux antennes boucles moyennant un couplage inductif mutuel. Le couplage inductif est fondé sur un couplage magnétique entre la bobine interne et l'autre externe. Ces bobines forment un système de transformateur et de l'information peut être transférée par modulation de puissance. Le champ magnétique généré par la boucle d'émission induit une force électromotrice au sein de la bobine reliée au capteur, qui à son tour génère une FEM vers la boucle extérieure. Vu que le capteur contient un circuit résonant LC série, la FEM du capteur est maximale à la fréquence de résonance. Donc, la FEM de retour est aussi maximale à cette fréquence là. La fréquence de résonance du circuit LC change lorsque la valeur de la capacité change. Cette variation est récupérée à distance et se traduit par une variation dans les propriétés du couplage inductif. Le taux du transfert énergétique dépend aussi de la position et de l'orientation de la bobine interne par rapport à la bobine externe. Le transfert énergétique est maximal quand les axes des bobines coïncident. Il est détérioré si on a un mauvais alignement angulaire ou latéral. Dans le cas pratique, les deux boucles doivent être placées à des courtes distances (quelques centimètres à une dizaine de centimètre) l'une par rapport à l'autre.

I.2.2.2. Les capteurs RFID : [42]

Fig I. 2. Principe de fonctionnement d'un dispositif RFID

Les dispositifs RFID, connus essentiellement pour leur utilisation dans l'identification d'objets, peuvent être également exploités pour des applications de mesure. Le dispositif se présente sous la forme d'un microprocesseur (connecté à un élément sensible) doté d'une antenne (Fig I .2). L'étiquette reçoit de l'énergie électrique par son antenne. Lorsqu'il reçoit suffisamment d'énergie pour être activé, le système RFID renvoie un message au lecteur, qui a la fonction de décodage.

Les performances d'un système RFID s'expriment en termes de distance et de vitesse de lecture. On peut classer les RFID en quatre catégories selon les bandes de fréquences dans lesquelles ils fonctionnent :

- Les étiquettes BF (fréquence inférieure à 135 kHz) avec une distance de lecture de quelques centimètres.
- Les étiquettes HF (fréquence de 13,56 MHz) avec une distance de lecture de quelques dizaines de centimètres. La plupart des puces passives utilisent cette bande de fréquences.
- Les étiquettes UHF (868-950 MHz) avec une distance de lecture de l'ordre du mètre.
- Les étiquettes UHF à 2,45 GHz.

I.2.2.3. Les SAW :

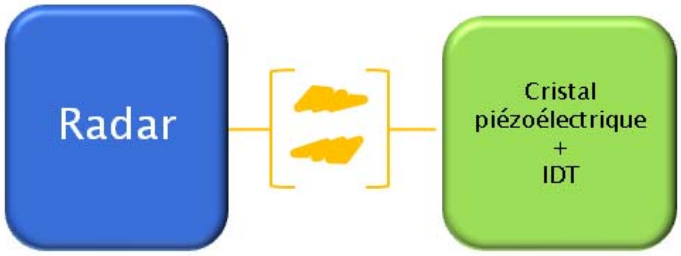


Fig I. 3. Principe de fonctionnement d'un capteur SAW

Au début des années 1980, de nouveaux types de capteurs passifs ont été étudiés en utilisant des composants à ondes acoustiques de surface (SAW) **[43]-[63]**. Le principe de fonctionnement (Fig I.3) est le suivant : une onde électromagnétique (signal provenant d'un lecteur RF), transmise par l'antenne d'un système d'émission réception (E/R), est reçue par l'antenne du transducteur SAW passif. Ensuite, cette onde est transformée en une onde acoustique de surface via un transducteur interdigité (IDT) placé sur un substrat piézo-électrique connecté à l'antenne **[64]**. La propagation de cette onde acoustique peut être modifiée par les conditions environnementales (température, contrainte, gaz, ...) ou en chargeant la ligne SAW avec un capteur utilisé comme une impédance variable. Les ondes acoustiques générées subissent une réflexion au sein du composant avant d'être reconverties en ondes électromagnétiques et retransmises à l'unité d'émission/réception. L'analyse de l'onde électromagnétique réfléchie par le capteur permet d'obtenir une information sur la grandeur qui a modifié la propagation de l'onde acoustique. La fréquence (électromagnétique et acoustique) de fonctionnement du capteur est fixée par le pas des électrodes inter-digitées. Typiquement un pas de 5µm (0,5µm) permet d'obtenir une fréquence de l'ordre de 300MHz (3GHz). La distance d'interrogation pour ce genre de dispositif est de l'ordre d'une dizaine de mètres. La figure **(**Fig I. 4**)** qui suit montre une photo MEB de deux paquets d'ondes émis par un transducteur interdigité (IDT). Inversement, vu qu'on a un phénomène linéaire, des ondes acoustiques génèrent une distribution de charge électrique au sein de l'IDT et on obtient un signal RF en sortie.

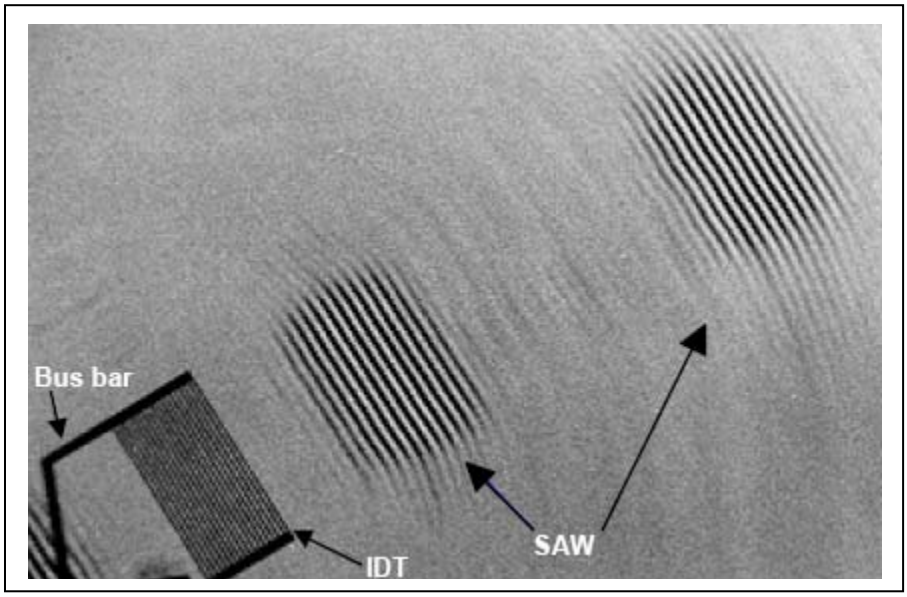


Fig I. 4. Photo MEB d'un transducteur interdigité et de deux pulsations à ondes acoustiques [65]

I.3. Problématique liée aux capteurs sans fil :

Pendant ces dernières années, les technologies de capteur ont beaucoup évolué. On a assisté à une amélioration de la sensibilité ainsi qu'à une réduction des dimensions et par conséquent une réduction du prix des unités de mesures. Par contre, les principes fondamentaux de la conception des capteurs sont restés inchangés. L'inconvénient majeur lié aux capteurs sans fil réside dans la limitation de leur autonomie énergétique. En effet, dans le cas des capteurs à piles (actifs), les transducteurs utilisés pour convertir la grandeur à mesurer en signal électrique exploitable utilisent généralement une transduction impédancemétrique (capacité, résistance) qui nécessitent une alimentation électrique. Le signal doit ensuite être conditionné, amplifié, numérisé pour être finalement envoyé. Ces différentes fonctions sont réalisées à l'aide de circuits électroniques dont la consommation dépend du type de transduction, de conditionnement mais aussi de la quantité d'information à transmettre et de la distance de la liaison. La plupart des recherches visant à augmenter l'autonomie de ces capteurs se focalise d'une part sur la réduction de la consommation des cellules sensibles et des circuits électroniques et d'autre part sur la disponibilité de l'énergie embarquée. Dans ce cas plusieurs axes sont explorés : la récupération de l'énergie environnante (photovoltaïque, mécanique, thermoélectrique, électromagnétique), le développement de nouvelles sources électriques miniatures (électrochimique, nucléaire, thermoélectriques, thermoïonique, …). Bien que séduisantes, toutes ces solutions présentent des inconvénients majeurs tels que la complexité

des dispositifs à mettre en œuvre, des faibles courants disponibles ou encore une quantité d'énergie stockée peu importante. Outre la limitation de l'autonomie, cette électronique liée au capteur peut élever son coût et ajouter un poids et un volume considérables à l'unité de mesure. Le capteur actif est donc à éviter si l'on veut apporter une solution au problème énergétique. On se tourne alors vers l'autre type de capteurs. Bien que très attrayants, les capteurs inductifs et les RFID souffrent d'une faible distance d'interrogation, comme le montre la figure (Fig I. 5) : lorsqu'on passe des RFID fonctionnant à la fréquence de 869MHz aux RFID à 2.45 GHz et pour une puissance d'émission fixe, cette distance est nettement diminuée.

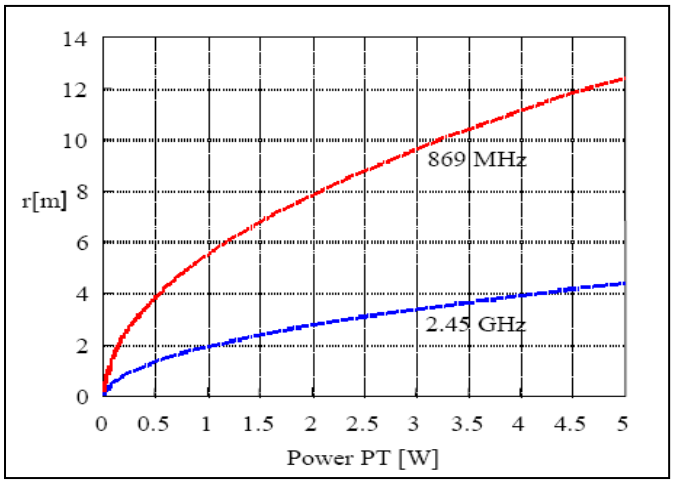


Fig I. 5. Distance d'interrogation pour les RFID (869 MHz et 2.45 GHz) en fonction de la puissance [66]

En ce qui concerne les capteurs SAW, on remarque que la distance d'interrogation (une dizaine de mètre) est plus grande comparée aux capteurs inductifs et RFID. Mais, elle reste inférieure aux besoins exprimés (quelques dizaines de mètre). On peut noter, aussi, que la contrainte majeure liée aux SAW réside dans l'efficacité de transduction due à la double conversion d'ondes : le signal d'interrogation électromagnétique doit être converti une première fois en ondes acoustiques puis reconverti de nouveau en ondes électromagnétiques. De plus, ce même signal doit couvrir deux fois la distance entre l'émetteur/récepteur et le capteur, et ce sans amplification. Dans ce cas, l'atténuation est deux fois plus importante comparée à un système de capteur alimenté par batterie. Il en résulte que l'amplitude du signal reçu par l'E/R est beaucoup plus faible que l'amplitude du signal d'interrogation émis au départ **[67]**.

I.4. Conclusion :

Le défi le plus important auquel les concepteurs de réseaux de microcapteurs, prévus pour fonctionner pour une longue période, doivent faire face, c'est le besoin de réductions significatives de la consommation d'énergie. Cette énergie est principalement dissipée par l'électronique de conditionnement du signal. Pour remédier à ce problème, une des approches de conception consiste en une optimisation des capteurs en terme de consommation énergétique. Cette optimisation se fait en jouant sur la récupération de l'énergie environnante, ou bien par une optimisation de la périodicité de l'envoi des données. Donc, les voies explorées jusqu'à maintenant consistent en une optimisation à tous les niveaux de la hiérarchie du système de mesure sans modifier le principe de conception. L'autre approche, plus intéressante, réside dans le fait d'effectuer des mesures passives à distance : c'est la capacité de mesurer sans fil certaines propriétés physiques détectées grâce à des capteurs sans utiliser d'alimentation. Cette approche permet de supprimer toute la partie de traitement du signal au niveau du capteur et par conséquent la majorité des consommations en énergie. Ceci demande une émission, par les outils d'interrogation, et une haute sensibilité de détection du signal RF de retour.

Cette démarche captivante a été suivie dans le cadre de cette thèse où l'on s'est intéressé au cas particulier des capteurs de pression. En comparaison avec les autres solutions passives existantes, l'objectif de ce travail de recherche consiste à repenser complètement le principe de conception du capteur en développant un nouveau mode de transduction complètement passif qui ne nécessite pas d'énergie embarquée et qui peut être interrogé à grande distance (plusieurs mètres à quelques dizaines de mètres) par radar. Cette solution est basée sur l'électromagnétisme. Le principe du capteur se base sur la perturbation de la distribution du champ électromagnétique présent à l'interface entre un résonateur planaire, de fréquence de résonance f_r, et une membrane (Fig I.6). Le capteur est d'autant plus sensible que la variation du champ est rapide et le couplage mécanique/électromagnétique est fort pour de faible mouvement de membrane (quelques µm).

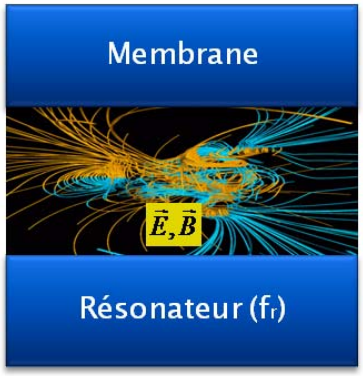


Fig I. 6. Principe de fonctionnement du capteur à transduction électromagnétique

L'ambition de ce travail de recherche est d'évaluer la faisabilité de ce nouveau mode de transduction. Le microcapteur de pression a été donc conçu, modélisé, fabriqué, et caractérisé. Ce projet est à ce titre particulièrement original et se situe à la frontière de plusieurs disciplines : les microtechnologies, la mécanique, les capteurs et les circuits hyperfréquences.

Ce manuscrit est structuré de la manière suivante :

Le chapitre qui suit est consacré aux étapes de conception et de simulation du microcapteur de pression. Dans un premier temps, on présentera le principe de fonctionnement de ce nouveau mode de transduction électromagnétique suivi d'une validation théorique apportée par une étude basée sur la méthode d'analyse transverse. Dans un second temps, on présentera les résultats des simulations électromagnétiques qui viennent apporter une estimation de la sensibilité du capteur et une meilleure interprétation du phénomène physique lié à ce type de transduction.

Le dernier chapitre est dédié à la fabrication et la caractérisation des microcapteurs. Dans une première partie, on s'intéressera aux étapes technologiques nécessaires à la fabrication des cellules. Ensuite, on présentera les bancs de mesures utilisés pour la caractérisation ''sur plaquettes'' des unités de mesure. Enfin, les résultats de caractérisation hyperfréquence seront exposés dans un premier temps pour une membrane à déformation uniforme et dans un deuxième temps pour une membrane à déflexion réelle. Des comparaisons entre résultats de simulations et de mesure seront progressivement développées.

Enfin, on conclura ce manuscrit par une synthèse des résultats obtenus et on présentera les perspectives qui en découlent.

Références

[1] Kensall D.Wise, '*Integrated sensors, MEMS, and Microsystems: Reflections on a fantastic voyage*', Sensors and Actuators A 136 (2007) 39-50.

[2] Jon S. Wilson, '*Sensor Technology Handbook*', Elsevier 2005.

[3] H.B. Mitchell , '*Multi-sensor Data Fusion*' , Springer 2007.

[4] Torfs, T.; Sanders, S.; Winters, C.; Brebels, S.; Van Hoof, C, '*Wireless network of autonomous environmental sensors*', Sensors, 2004, 24-27 Oct. 2004 Page(s): 923 - 926 vol.2.

[5] Callegari, S.; Talamelli, A.; Zagnoni, M.; Golfarelli, A.; Rossi, V.; Tartagni, M.; Sangiorgi, E, '*Aircraft Angle of Attack and Air Speed Detection by Redundant Strip Pressure Sensors*' , Sensors, 2004, 24-27 Oct. 2004 Page(s): 1526 - 1529 vol.3

[6] Peng Cong Young, D.J. Ko, W.H., '*Novel Long-Term Implantable Blood Pressure Monitoring System*', Sensors, 2004 24-27 Oct. 2004On page(s): 1359- 1362 vol.3.

[7] CHEN Po-Jui ; RODGER Damien C. ; HUMAYUN Mark S. ; TAI Yu-Chong, '*Unpowered spiral-tube parylene pressure sensor for intraocular pressure sensing*', Sensors and actuators. A, 2006, vol. 127, n°2, pp. 276-282

[8] '*Sensor Markets 2008: Worldwide Analyses and Forecasts for the Sensor Markets until 2008*', INTECHNO CONSULTING, Basle (Switzerland).

[9] Patric R. Salomon, '*Micro Sensors – World Wide Markets and Economic Impact*', Eurosensors Göteborg, September 2006

[10] Tom Hausken, '*The image Sensor Market*', Strategies unlimited.

[11] http://www.researchandmarkets.com/reportinfo.asp?report_id=307920

[12] Sergey Y. Yurish, Nikolay V. Kirianaki, Igor L. Myshkin, '*World Sensors and MEMS Markets: Analysis and Trends*', *Sensors & Transducers Magazine (S&T e-Digest), Vol.62, Issue 12, December* 2005, *pp.456-461*

[13] Noury. Norbert, '*du signal à l'information : le capteur intélligent exemples industriels en médecine*', S.l : Habilitation à dériger des recherches, Avril 2002.

[14] Jacob Fraden, '*Handbook of Modern Sensors PhysicsS, Designs, and Applications*', Third Edition, 2004 Springer-Verlag New York, Inc

[15] Jon S. Wilson, '*Sensor Technology Handbook*', 2005, Elsevier Inc

[16] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy, K.A. Jose, '*RF MEMS and Their Applications*', 2003 John Wiley & Sons

[17] Jon S. Wilson, '*Sensor Technology Handbook*', Elsevier 2005.

[18] Kazem Sohraby, Daniel Minoli, Taieb Znati, '*Wireless Sensor Networks: Technology, Protocols, and Applications*', 2007 by John Wiley & Sons

[19] Thèse : '*Conception, réalisation et test de microcommutateurs microelectromecaniques et application aux circuits hyperfréquences reconfigurables*' ; Arnaud POTHIER ; 2003, Ecole Doctorale Science – Technologie – Santé ; Faculté des sciences de limoges

[20] Danny Banks, Microengineering, '*MEMS, and Interfacing A Practical Guide*', 2006 Taylor & Francis Group

[21] F Goodenough; '*Airbags boom when IC accelerometer sees 50G*', Electronic Design, Aout 1991, p45-56.

[22] Sergey Y.Yurish, Maria Teresa S.R. Gomes, '*Smart Sensors and MEMS*', 2004 Kluwer Academic Publishers

[23] ANALOG DEVICES *;* *http://www.analog.com/iMEMS/mpd/products.html*

[24] DELPHI*; http://www.delphi.com*

[25] J-S Park, Y B Gianchandan; '*A capacitive absolute-pressure sensor with external pick-off electrodes*' ; Journal of Micromechanics and Microengineering, Octobre 2000, p528 – 533

[26] '*Les microsystèmes : introduction, Groupe Microtechnologies – Opération Capteurs Microsystèmes*' ; http://uuu.enseirb.fr/~pistre/Microsystemes/Microsystemes_Generalites.pdf

[27] Tarik Bourouina, '*Capteurs de type MEMS', GDR MNS Micro et Nano systèmes* http://www.lirmm.fr/~w3mic/mns/presentation_Lille2006/bourouina.pdf

[28] Tarik Bourouina, 'Capteurs *Etat d'avancement', GDR Micro Nano Systèmes, ESIEE, 20-21 juin 2007* http://tima.imag.fr/mns/perso/basrour/gdr/juin2007/ESIEE_Bourouina.pdf

[29] Sir Magdi Yacoub, '*Body Sensor Networks*', Springer-Verlag London Limited 2006

[30] Elena Gaura & Robert Newman, '*Smart MEMS and Sensor Systems*', 2006 by Imperial College Press

[31] Feng Zhao, Leonidas J. Guibas, '*Wireless Sensor Networks: An Information Processing Approach*', The Morgan Kaufmann Series in Networking

[32] Anna Ha´c, '*Wireless Sensor Network Designs*', 2003 John Wiley & Sons Ltd]

[33] Shashi Phoha, Thomas LaPorta, Christopher Griffin, '*Sensor Network Operations*', 2006 John Wiley & Sons

[34] Ananthram Swami, Qing Zhao, Yao-Win Hong, Lang Tong, '*Wireless Sensor Networks Signal Processing and Communications Perspectives*', John Wiley & Sons 2007

[35] Imad Mahgoub, Mohammad Ilyas, '*Smart Dust: Sensor Network Applications*', Architecture, and Design, 2006 by Taylor & Francis Group, LLC

[36] J. Coosemans, R. Puers, '*An autonomous bladder pressure monitoring system*', Sensors and Actuators A 123–124 (2005) 155–161.

[37] Kyu-Ho Shina, Chang-Ryoul Moon, Tae-Hee Lee, Chang-Hyun Lim, Yong-Jun Kim, '*Flexible wireless pressure sensor module*', Sensors and Actuators A 123–124 (2005) 30–35.

[38] K.G.Ong, C.A. Grimes, C.L. Robbins, R.S. Singh, '*Design and application of a wireless, passive, resonant-circuit environmental monitoring sensor*', Sensors and Actuators A 93 (2001) 33–43.

[39] Michael Catrysse, Bart Hermans, Robert Puers, '*An inductive power system with integrated bi-directional data-transmission*', Sensors and Actuators A 115 (2004) 221–229.

[40] J. Coosemans, M. Catrysse, R. Puers, '*A readout circuit for an intra-ocular pressure sensor*', Sensors and Actuators A 110 (2004) 432–438.

[41] Koenraad Van Schuylenbergh, Robert Puers, '*Self-tuning inductive powering for implantable telemetric monitoring systems*', Sensors and Actuators A 52 (1996) 1-7.

[42] http://lesrapports.ladocumentationfrancaise.fr/BRP/054004451/0000.pdf

[43] Franz Seifert, Wolf-Eckhart Bulst, Clements Ruppel, '*Mechanical sensors based on surface acoustic waves*', Sensors and Actuators, A44 (1994)) pp231-239

[44] A. Stelzer, S. Schuster, and S. Scheiblhofer, "Readout Unit for Wireless SAWSensors and ID-tags," in Proc. 2nd Int. Symp. Acoust. Wave Dev. for Future Mobile Comm. Syst., (Chiba, Japan), pp. 37–44, Mar. 2004.

[45] C. Hartmann, P. Brown, and J. Bellamy, "Design of global SAW RFID tag devices," in *2nd Int. Symp. Acoustic Wave Devices for Future Mobile Communication Systems*, Mar. 2004, pp. 15–19.

[46] Leonhard Reindl, Clemens C. W. Ruppel, Alexander Kirmayr, Norbert Stockhausen, Max A. Hilhorst, and Jos Balendonck, '*Radio-Requestable Passive SAW Water-Content Sensor*', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 49, NO. 4, APRIL 2001

[47] Clinton S. Hartmann, '*A Global SAW ID Tag with Large Data Capacity*', 2002 IEEE Ultrasonics Symposium-65

[48] R. M. White and F.W. Voltmer, '*Direct Piezoelectric coupling to surface elastic waves*', applied physics letters, volume7, number12,15 december 1965

[49] E. Benes, M. Groschl, F. Seifert, A. Pohl, '*Comparison between BAW and SAW Sensor Principles*', 1997 IEEE International Frequency Control Symposium

[50] Alfred Pohl, *G.* Ostermayer, L. Reindl ', F. Seifert, '*Monitoring the Tire Pressure at Cars Using Passive SAW Sensors*', 1997 IEEE Ultrasonics Symposium

[51] Alfred Pohl, Reinhard Steindl, Leonhard Reindl, '*A New Generation of Passive Radio Requestable SAW Sensors for Ultra Fast Measurements*', in Proc. IEEE Instrum. Meas. Conf., Venice, Italy, pp. 1728-1733, 1999.

[52] Alfred Pohl, Leonhard lieindl, '*New Passive Sensors*', in Proc. IEEE Instrum. Meas. Conf., Venice, Italy, pp. 1251-1255, 1999.

[53] R. Steindl, A. Pohl and F. Seifert, '*Impedance loaded SAW-Sensors Offer a wide Range of Measurement opportunities*', in Proc. IEEE MTT-S 1999, Anaheim, CA, pp1453-1456.

[54] Alfred Pohl, Reinhard Steindl, Leonhard Reindl, '*Measurements of Vibration and Acceleration Utilizing SAW Sensors*'.

[55] THOMAS M. REEDER AND DONALD E. CULLEN, '*Surface-Acoustic-Wave Pressure and Temperature sensors*', Proceedings of The IEEE, VOL. 64, NO. 5, MAY 1976

[56] Leonhard M. Reindl and Ismail M. Shrena, '*Wireless Measurement of Temperature Using Surface Acoustic Waves Sensors*', IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 51, no. 11, november 2004

[57] Alfred Pohl, Reinhard Steindl and Leonhard Reindl, '*The "Intelligent Tire" Utilizing Passive SAW Sensors—Measurement of Tire Friction*', IEEE Tansactions on Instrumentation and Measurement, VOL. 48, NO. 6, DECEMBER 1999

[58] Julian W. Gardner, Julian W. Gardner, Osama O. Awadelkarim, Microsensors, '*MEMS, and Smart Devices*', 2001 John Wiley & Sons Ltd

[59] Alfred Pohl, '*A Review of Wireless SAW Sensors*', IEEE Transactions on Ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 47, no. 2, march 2000

[60] Leonhard Reindl, Gerd Scholl, Thomas Ostertag, Holger Scherr, Ulrich Woland Frank Schmidt, '*Theory and Application of Passive SAW Radio Transponders as Sensors*', IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control, vol. 45, no. 5, september 1998

[61] G. Scholl, C. Korden,E. Riha, C.C.W. Ruppel,U. Wolff, G. Riha,L. Reindl, and R. Weigel, '*Saw-based Radio sensor systems for short-Range application*'.

[62] V.K. Varadan, V.V. Varadan, H. Subramanian, '*Fabrication, characterization and testing of wireless MEMS-IDT based micro-accelerometer*', Sensors and actuators A90 (2001) pp7-19.

[63] S. Ballandras ; E. Bigler , '*Precise modeling of complex SAW structures using a perturbationmethod hybridized with a finite element analysis*', IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, Volume: 45, Issue: 3, page(s): 567-573, May 1998

[64] Sergey Y.Yurish and Maria Teresa S.R.Gomes, '*Smart Sensors and MEMS*', Kluwer Academic Publisher, 2004.

[65] L. Reindl, I. Shrena, S. Kenshil, R. Peter, '*Wireless Measurement of Temperature Using Surface Acoustic Waves Sensors*', Proceedings of the 2003 IEEE International Frequency Control Symposium and PDA Exhibition

[66] Timo Varpula, '*RFID Technology, State of the Art*', MIMOSA Ambient Intelligence Workshop, LAAS-CNRS, mars 2006

[67] Gernot Schimetta, Franz Dollinger, and Robert Weigel, '*A Wireless Pressure-Measurement System Using a SAW Hybrid Sensor'*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, VOL. 48, NO. 12, DECEMBER 2000

II. Principe de fonctionnement, Modélisation, Conception et Simulation du capteur

II. Principe de fonctionnement, Modélisation, Conception et Simulation du capteur 29
II.1. Introduction : 31
II.2. Conception du capteur à transduction EM: 31
II.2.1. Principe de fonctionnement :..... 31
II.2.2. Contraintes de conception et choix préliminaires : 32
II.2.2.1. Choix de la fréquence de travail :..... 33
II.2.2.2. Choix des matériaux :..... 33
II.2.2.3. Choix du résonateur : 34
II.2.3. Modèle d'une ligne coplanaire : permittivité effective et champ électromagnétique :35
II.2.3.1. Etude d'une ligne coplanaire placée au dessous d'un milieu Air/Diélectrique :. 35
II.2.3.2. Représentation de la distribution du champ électrique pour la ligne coplanaire (interface Air/Diélectrique) :..... 42
II.2.4. Dimensionnement du résonateur millimétrique : 47
II.2.5. Dimensionnement de la membrane :..... 51
II.2.5.1. Propriétés mécaniques de la membrane: 51
II.2.5.2. Profil de la déformation de la membrane :..... 52
II.3. Simulations électromagnétiques :..... 53
II.3.1. Présentation du logiciel HFSS : 53
II.3.2. Cas d'une membrane à déplacement vertical uniforme :..... 54
II.3.2.1. Simulation du résonateur à lignes couplées quart d'ondes : 54
II.3.2.2. Simulation de l'influence de l'épaisseur de la membrane :..... 57
II.3.3. Cas d'une membrane ayant un profil en forme de cône :..... 60
II.4. Conclusion :..... 65

II.1. Introduction :

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement du capteur à transduction électromagnétique. Ensuite, on illustrera ce principe de fonctionnement à travers un modèle simple de ligne coplanaire. Ce modèle est une étape intermédiaire qui va nous permettre de vérifier le phénomène physique sur lequel est fondée la transduction électromagnétique. Par la suite, on précisera l'étape de conception en discutant les critères et les choix qui ont été faits notamment en termes de fréquence de fonctionnement et de la nature des matériaux. Enfin, le modèle du capteur est mis en œuvre à l'aide d'un logiciel 3D de simulation électromagnétique HFSS (High Frequency Structure Simulator) et l'on présentera les résultats de simulations RF de la cellule de mesure de pression. Pour ces simulations et vue la complexité de la structure du capteur, on va adopter une démarche progressive.

II.2. Conception du capteur à transduction EM:

II.2.1. Principe de fonctionnement :

Des études antérieures **[1]** sur la conception de résonateur ont permis de constater que l'utilisation de résonateurs microondes pour la mesure de pression était envisageable. En effet, lors de ces études, on a remarqué que tout changement du milieu qui entoure le résonateur agit sur ce dernier en modifiant ses propriétés électriques à savoir la fréquence de résonance et le facteur de qualité. Pour la mesure de la pression, l'idée originale exploitée ici consiste à combiner les microondes et la mécanique à l'échelle micrométrique. Le résultat obtenu est un microsystème mécanique qui utilise la transduction électromagnétique comme moyen de détection de la variation de pression. Le principe, comme le montre la figure (Fig II. 1), est le suivant : un résonateur est placé dans une cavité soudée à une membrane. Une variation de pression environnante entraine la déflexion de la membrane qui se déforme et vient se placer à proximité du résonateur. Le mouvement de la membrane provoque une variation de la permittivité effective du milieu et donc une variation de la distribution du champ électromagnétique dans la cavité. Ce changement agit sur les paramètres électriques du résonateur, à savoir la fréquence de résonance et le facteur de qualité. Ainsi, un résonateur conçu pour fonctionner à une fréquence f_0 centrale, voit celle-ci se décaler en fonction de la variation du gap d'air, qui sépare le résonateur et la membrane. Des mesures hyperfréquences, réalisées à l'aide d'un analyseur de réseaux, nous permettent de suivre ce décalage fréquentiel et d'établir une relation directe entre la variation de pression et le décalage en fréquence observé. On réalise, de la sorte, une mesure de pression via une transduction électromagnétique.

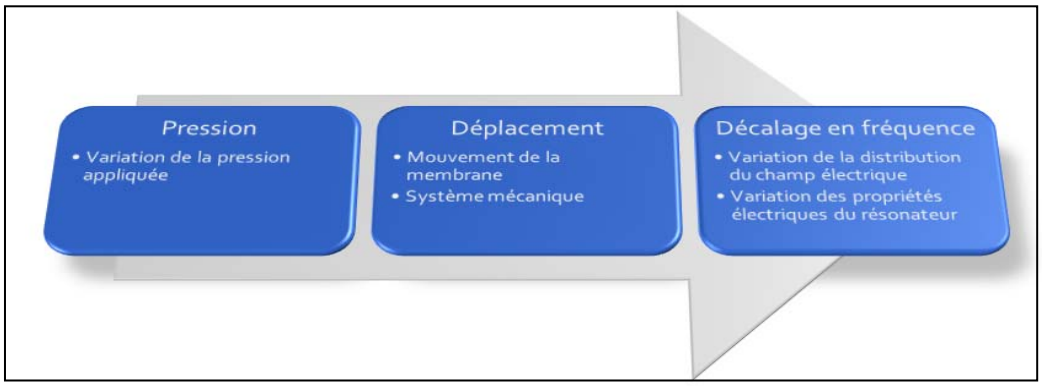


Fig II. 1. Schéma synoptique du capteur EM

II.2.2. Contraintes de conception et choix préliminaires :

Avant de procéder à la phase de conception du capteur, il est nécessaire de prendre en compte les conditions et les contraintes liées aux étapes de fabrication et de caractérisation. On se doit de fixer, en premier lieu, la gamme de fréquences de travail. Ensuite, on doit faire le choix de la nature des matériaux à utiliser en prévision du procédé technologique à suivre. Enfin, on doit déterminer les parties de la structure qui doivent être adaptées aux instruments de mesure (accès coplanaires, impédance, gamme de pression, précision…) pour la phase de caractérisation.

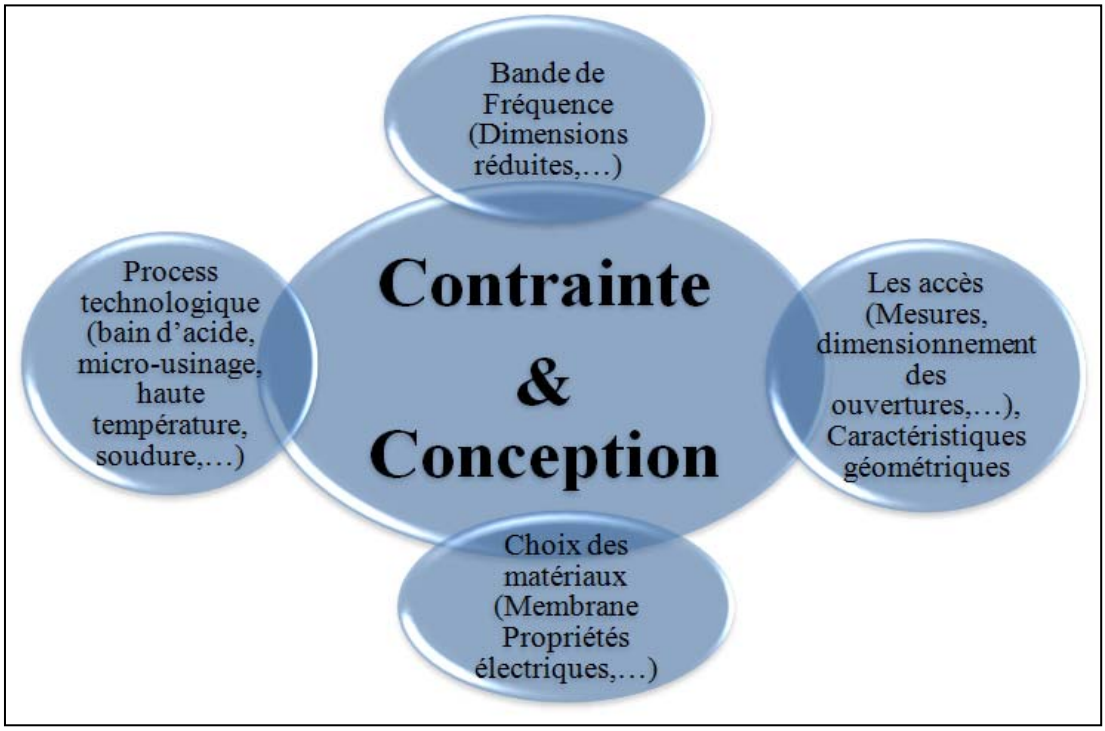


Fig II. 2. Contraintes liées à la conception du capteur à transduction électromagnétique

II.2.2.1. Choix de la fréquence de travail :

On s'est fixé une fréquence de travail de $f_0 = 30GHz$. A cette fréquence, les dimensions des circuits hyperfréquences sont de quelques millimètres. Ainsi on peut envisager de réaliser des capteurs de pression assez compacts pour diverses applications (automobiles, aéronautiques,..). Il faut noter aussi qu'à cette fréquence f_0, on est en parfaite adéquation avec des gammes de fréquences utilisées pour les systèmes de détection Radar : une combinaison du capteur avec un Radar (FMCW), fonctionnant dans la bande millimétrique, peut être envisagée pour réaliser des capteurs passifs interrogeables sur quelques dizaines de mètres.

II.2.2.2. Choix des matériaux :

Le capteur est constitué de quatre parties :

- La membrane, élément important de la transduction radio fréquence, sera en silicium poli double face et de haute résistivité (>3 KΩ.cm). Ce matériau possède une permittivité électrique de 11,6. L'épaisseur de la plaque de silicium est de 400µm ± 25µm. Le choix du silicium s'explique par la bonne connaissance des propriétés mécaniques ainsi que la maitrise des techniques d'élaboration de membranes. La forme géométrique de la membrane sera fixée par la forme définie par la cavité. Le silicium sera soudé au Pyrex par une soudure anodique. Les propriétés du silicium sont données par le tableau (Tab II.1). (**Annexe B**).

Matériaux		**Caractéristiques**			
		Epaisseur	**Diamètre**	**Résistivité**	**Coefficient de dilatation thermique**
Silicium <100> Type : P Dopage : B	Polie Double face	400 ± 25 µm	10 cm	Haute résistivité > 3 kΩcm	2,33 ppm/°C

Tab II. 1. Principales caractéristiques du silicium utilisé pour fabriquer le capteur

- Le substrat, sur lequel sera déposé le filtre, est en Pyrex de type borosilicate (CORNING 7740). Ce matériau présente de faibles pertes RF. Il possède une permittivité électrique de 4,6. Ce matériau permet un assemblage facile avec le silicium. Il présente un coefficient de dilation voisin de celui de la membrane en silicium. Le pyrex est résistant aux chocs thermiques, résistant aux bains d'acide et peut être envisagé pour des applications sous hautes températures. Ce matériau, à cause des traitements qu'il va subir en phase de fabrication, est le candidat idéal pour servir de support au filtre. De plus, le procède de micro usinage de ce verre est bien maitrisé. On peut, ainsi, créer la cavité dans laquelle sera déposé le résonateur. L'épaisseur du substrat en pyrex est fixée par les plaquettes qui sont fournies dans le commerce. On dispose de plaque ayant une épaisseur de 1000 µm. Les propriétés du pyrex sont données par le tableau (Tab II.2). (**Annexe B**).

Matériaux	Caractéristiques			
	Epaisseur	**Diamètre**	**Résistivité**	**Coefficient de dilatation thermique**
Pyrex* 7740	1 mm	10 cm	$3{,}2 \times 10^{15}\Omega$cm à 20°C et 1 Mhz	3,25 ppm/°C entre 0 et 300°C

Tab II. 2. Principales caractéristiques de pyrex utilisé pour fabriquer le capteur

- Pour la réalisation des circuits hyperfréquences, le matériau conducteur idéal demeure l'or compte tenu de sa faible résistivité électrique qui tend à minimiser l'effet de l'épaisseur de peau. Ce conducteur est caractérisé aussi par son excellente tenue aux bains chimiques les plus violents. Dans notre cas, on ne pourra cependant pas l'utiliser car dans la phase d'assemblage entre Pyrex/Silicium (qui sera détaillée par la suite) on monte en température jusqu'à 370°C et donc on risque d'avoir des problèmes de diffusion de l'or. Notre choix se pose sur un autre conducteur, qui résiste aussi bien aux bains chimiques, à savoir l'aluminium. Ce métal présente de faibles pertes résistives. Il est de faible coût. Ce type de conducteur ne présentera pas de problèmes notamment des problèmes de diffusion vu qu'il diffuse à partir de 600°C. On fixe l'épaisseur du métal à 1µm.

- Le diélectrique qui sera présent dans la cavité est constitué d'air, donc une permittivité électrique $\varepsilon_r = 1$.

II.2.2.3. Choix du résonateur :

Pour la réalisation du circuit résonateur, plusieurs technologies de lignes microondes peuvent être envisagées **[2]-[6]**: la technologie microruban, la technologie coplanaire, la technologie multicouches et la technologie sur membrane. Dans notre cas, le résonateur doit être réalisé en technologie coplanaire. En effet, une structure coplanaire présente l'avantage d'avoir une répartition des lignes de champ qui est en adéquation avec le principe de la transduction électromagnétique. Ces lignes de champ seront présentes dans la couche d'air au dessus du résonateur et favorisent, ainsi, l'interaction avec la membrane en silicium. Les lignes coplanaires présentent également l'avantage d'avoir sur le même plan, la masse et le signal. En comparaison avec les autres technologies de ligne, la technologie coplanaire présente plus de souplesse au niveau de la conception : pour une même valeur d'impédance on peut avoir plusieurs dimensionnements possibles. Les lignes coplanaires offrent une meilleure adaptabilité pour faire des mesures RF avec des pointes GSG (Ground Signal Ground). Pour les autres types de technologie un retour à la masse nécessite la réalisation de trous métallisés (Via Holes) ayant une hauteur de 1mm. Dans ce cas on se heurte à un problème de faisabilité.
Le résonateur sera constitué d'un filtre à lignes couplées quart d'onde fonctionnant autour de $f_0 = 30Ghz$. Le filtre à lignes couplées quart d'onde peut présenter les mêmes performances

(bande passante, sélectivité, Q,…) qu'un filtre interdigité mais ce sera en dépit de la compacité **[7]-[10]**. Pour le reste de l'étude, on adoptera une structure fondée sur un filtre avec un seul élément résonant. La raison principale de choisir un seul élément résonateur consiste dans le fait que plus on augmente le nombre de lignes demi-ondes plus le couplage interlignes est fort et plus le champ est confiné entre ces lignes. On est en présence d'un champ en mode évanescent. Donc pour qu'il y ait une bonne interaction, il faut rapprocher la membrane de silicium le plus près possible des lignes. Ceci induit une détérioration de la sensibilité. De plus, en augmentant le nombre d'éléments résonants, on augmente les pertes d'insertion.
La figure (Fig II. 3) résume les choix effectués au niveau des matériaux et donne une vue en coupe de la cellule de mesure de la pression.

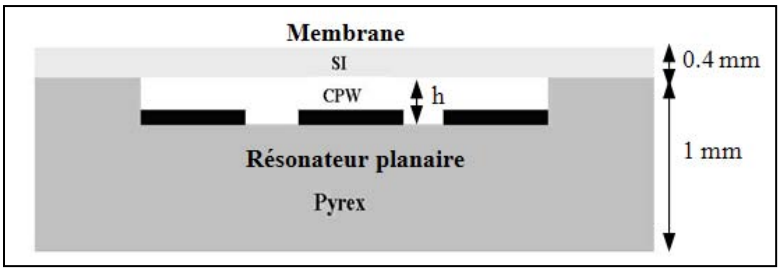


Fig II. 3. Vue en coupe de la cellule de mesure de la pression

II.2.3. Modèle d'une ligne coplanaire : permittivité effective et champ électromagnétique :

Cette section a pour but d'apporter des éléments de compréhension du phénomène physique lié à la transduction électromagnétique et d'en vérifier rapidement le principe sans passer par une étape de conception poussée. On va décrire le fonctionnement du capteur à l'aide d'un modèle analytique en considérant un diélectrique, ayant une certaine permittivité ε_{r2}, se rapprochant d'une ligne de transmission avec un déplacement uniforme. Pour cette étude, on s'est basé sur la méthode de résonance transverse **[11]**. Cette méthode permet l'extraction des paramètres clés tels que : la permittivité effective du milieu, la fréquence de résonance du capteur et la distribution du champ électrique total.

II.2.3.1. Etude d'une ligne coplanaire placée au dessous d'un milieu Air/Diélectrique :

La figure (Fig II. 4) représente une section droite de la structure étudiée : une ligne coplanaire est placée dans une cavité renfermant de l'air. Un diélectrique avec une certaine épaisseur est placé par-dessus la cavité. Pour cette étude, on choisit des matériaux ayant les mêmes propriétés électriques que les matériaux fixés plus haut par les contraintes de conception. Les conditions aux limites sont invariantes par translation suivant l'axe Oz. Le plan de discontinuité xOz présente un plan métallique sur lequel ont été pratiquées deux fentes parallèles de longueur infinie (pour représenter les lignes coplanaires). Le substrat diélectrique, d'épaisseur ''t'', sur lequel repose ce plan de discontinuité est caractérisé par une

permittivité relative ε_{r1} . Au dessus de la ligne, figure une couche d'air d'épaisseur ''h''. Au dessus, une autre couche de diélectrique d'épaisseur h_1= (b-h-t) et de permittivité ε_{r2} (voir FigII.4). Les pertes métalliques et diélectriques seront négligées tout au long de cette analyse.

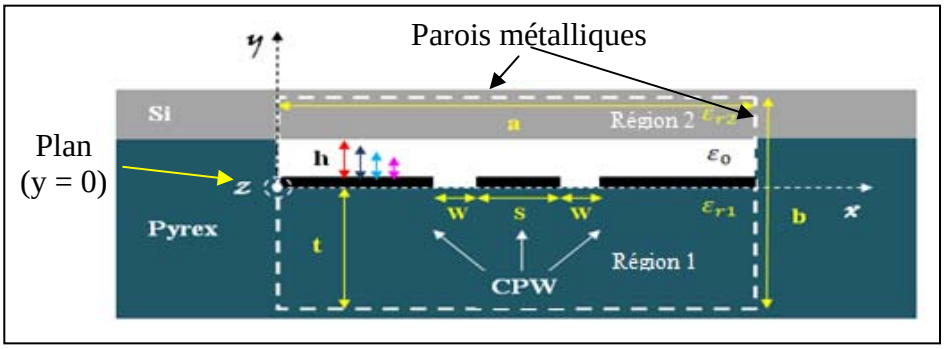


Fig II. 4. Section droite d'une ligne coplanaire dans un boîtier métallique

Calculons l'équation de dispersion du mode fondamental dans cette ligne coplanaire. Pour cela, on détermine les relations de fermeture au niveau de la surface de discontinuité (plan y=0) :

Dans la région 1 $\quad \overrightarrow{E_1}\,;\ \overrightarrow{J_1} = \overrightarrow{H_1} \wedge \overrightarrow{n_1}$

Dans la région 2 $\quad \overrightarrow{E_2}\,;\ \overrightarrow{J_2} = \overrightarrow{H_2} \wedge \overrightarrow{n_2}$

- $\overrightarrow{E_i}$ et $\overrightarrow{J_i}$ étant le champ électrique et le courant dans les deux régions.
- $\overrightarrow{n_1}$ et $\overrightarrow{n_2}$ étant les vecteurs orthogonaux au plan de discontinuité (XOZ) pour chacune des régions.

La figure (Fig II. 5) donne une représentation, par un schéma électrique équivalent, des conditions aux limites de la structure étudiée.

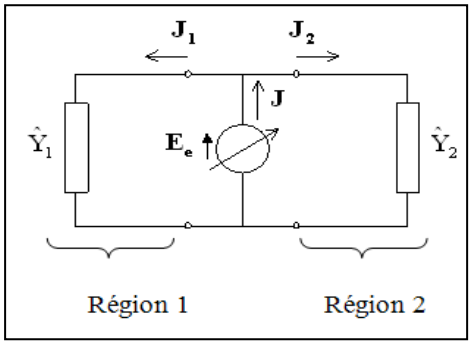


Fig II. 5. Représentation par un schéma équivalent des conditions aux limites

Le plan $y = 0$ est identifié comme un plan de discontinuité 'D'. Soit $\vec{E}$ une source virtuelle définie dans le domaine D_I (relatif aux fentes de la ligne coplanaire). Notons $\vec{J}$ sa grandeur

duale. Soient $\hat{Y}_1$ et $\hat{Y}_2$ les opérateurs admittances respectivement de la région 1 et de la région2.

A partir de ce schéma électrique équivalent, on peut formuler le problème aux limites suivant:

$$\left(\hat{Y}_1 + \hat{Y}_2\right) E_e = 0 \quad \text{dans } D_I \qquad \text{(éq II.1)}$$

Avec $\left(\hat{Y}_1 + \hat{Y}_2\right) = \sum_{\substack{n \\ \alpha=TE,TM}} \left|f_n^{\alpha}\right\rangle \left(Y_{1n}^{\alpha} + Y_{2n}^{\alpha}\right) \left\langle f_n^{\alpha}\right|$. C'est la répartition des opérateurs admittances sur la base modale $\left(\mathbf{f}_{\mathbf{n}}^{\boldsymbol{\alpha}}\right)_{\substack{n\in N \\ \alpha=TE,TM}}$. L'expression analytique des modes $\left(\mathbf{f}_{\mathbf{n}}^{\boldsymbol{\alpha}}\right)_{\substack{n\in N \\ \alpha=TE,TM}}$ est donnée en (**Annexe C**). Les expressions analytiques des admittances $\left(Y_{1n}^{\alpha}\right)_{\substack{n\in N \\ \alpha=TE,TM}}$ et $\left(Y_{2n}^{\alpha}\right)_{\substack{n\in N \\ \alpha=TE,TM}}$, relatives respectivement à la région 1 et à la région 2, sont les suivantes :

<u>Dans la région 1</u>

$$Y_{1n}^{\alpha} = Y_{M,1n}^{\alpha} \coth(\rho_{1n} t) \qquad \text{avec} \qquad \rho_{1n}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_{r1} \qquad \text{(éq II.2)}$$

$$Y_{M,1n}^{TE} = \frac{\rho_{1n}}{jw\mu_0} \qquad \text{et} \qquad Y_{M,1n}^{TM} = \frac{jw\epsilon_0 \varepsilon_{r1}}{\rho_{1n}} \qquad \text{(éq II.3)}$$

<u>Dans la région2</u>

$\left(Y_{2n}^{\alpha}\right)_{\substack{n\in N \\ \alpha=TE,TM}}$ représente l'admittance, relative à un court-circuit, ramenée au plan de discontinuité 'D'comme le montre la figure (Fig II. 6):

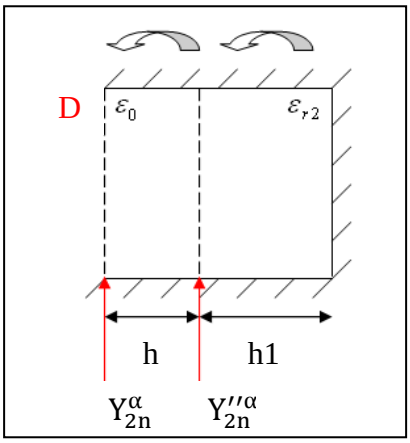


Fig II. 6. Admittance ramenée au plan de discontinuité

En se fondant sur la théorie des lignes, l'expression de l'admittance devient :

$$Y_{2n}^{\alpha} = Y_{calculée} = Y_{M,2n}^{''\alpha} \frac{Y_{2n}^{''\alpha} + Y_{M,2n}^{'\alpha} th(\rho_{1n}^{'} h)}{Y_{M,2n}^{'\alpha} + Y_{2n}^{'\alpha} th(\rho_{1n}^{'} h)} \quad \text{avec} \quad \rho_{1n}^{'\,2} = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2 - k_0^2 \quad \text{(éq II.4)}$$

$$Y_{2n}^{''\alpha} = Y_{M,2n}^{''\alpha} coth(\rho_{1n}^{''} h_1) \quad \text{avec} \quad \rho_{1n}^{''\,2} = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2 - k_0^2 \varepsilon_{r2} \quad \text{(éq II.5)}$$

$$Y_{M,2n}^{'TE} = \frac{\rho_{1n}^{'}}{jw\mu_0} \quad \text{avec} \quad Y_{M,2n}^{'TM} = \frac{jw\varepsilon_0}{\rho_{1n}^{'}} \quad \text{(éq II.6)}$$

$$Y_{M,n}^{''TE} = \frac{\rho_{1n}^{''}}{jw\mu_0} \quad \text{avec} \quad Y_{M,2n}^{''TM} = \frac{jw\varepsilon_0\varepsilon_{r2}}{\rho_{1n}^{''}} \quad \text{(éq II.7)}$$

Après avoir obtenu l'expression des admittances, on applique la méthode de Galerkin : On pose $\mathbf{E_e} = \nu_e\, \mathbf{g_e}(x)$. Le problème aux limites admet alors une solution autre que la solution triviale si et seulement si :

$$\sum_{\substack{n \\ \alpha=TE,TM}} \left|\left\langle g_e \middle| f_n^{\alpha} \right\rangle\right|^2 \left(Y_{1n}^{\alpha} + Y_{2n}^{\alpha}\right) = 0 \quad \text{(éq II.8)}$$

Le mode fondamental dans la ligne est dit *pair* ou *à symétrie magnétique*: cela signifie que l'insertion d'un mur magnétique dans le plan de symétrie de la structure guidante, i.e., dans le plan $x = a/2$, ne perturbe pas les lignes de champ de ce mode. Par ailleurs, en première approximation, le champ électrique dans les fentes est supposé uniforme. On pose dans ces conditions $\mathbf{E_e}(x) = \nu_e \mathbf{g_e}(x)$. La composante longitudinale $g_{ez}(x)$ est prise nulle pour $x \in [0,a]$, tandis que la composante transverse $g_{ex}(x)$ – dite fonction d'essai – est donnée par la figure (Fig II. 17)

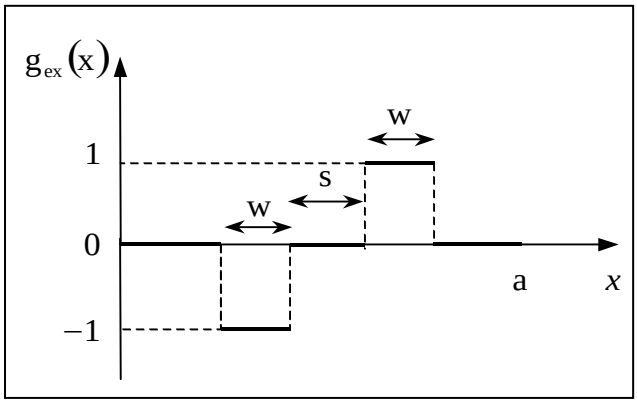


Fig II. 7. Allure de la fonction d'essai

La fonction d'essai peut être mise sous la forme suivante :

$$\mathbf{g_e}(x)=\begin{cases} g_{ex}(x)=\begin{cases} 0 & \text{pour } x\notin\left[\frac{a-s}{2}-w;\frac{a-s}{2}\right]\cup\left[\frac{a+s}{2};\frac{a+s}{2}+w\right] \\ -1 & \text{pour } x\in\left[\frac{a-s}{2}-w;\frac{a-s}{2}\right] \\ 1 & \text{pour } x\in\left[\frac{a+s}{2};\frac{a+s}{2}+w\right] \end{cases} \\ g_{ez}(x)=0 \quad \text{pour } x\in[0;a] \end{cases} \qquad \text{(éq II.9)}$$

En calculant les produits scalaires présents dans la série, on développe les équations suivantes :

$$\left\langle g_e \middle| f_n^{TE}\right\rangle=\begin{cases} * \textit{ pour n impair}: \quad 2\int_0^{\frac{a}{2}} g_e^*(x).f_n^{TE}(x)dx=2\int_{\frac{a+s}{2}}^{\frac{a+s}{2}+w}\sqrt{\frac{\tau_n}{a}}\frac{(-1)(-j\beta)}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2}}\cos\left(n\frac{\pi}{a}x\right)dx \\ * \textit{ pour n pair}: \quad 0 \end{cases} \qquad \text{(éq II.10)}$$

$\tau_n=\begin{cases}1, & \text{pour } n=0\\ 2, & \text{pour } n\neq 0\end{cases}$. Ainsi, dans le cas où n est impair :

$$\left\langle \mathbf{g_e} \middle| \mathbf{f_n^{TE}}\right\rangle=2\sqrt{\frac{2}{a}}\frac{j\beta w}{\sqrt{\left(n\frac{\pi}{a}\right)^2+\beta^2}}(-1)^{\frac{n-1}{2}}\sin n\frac{\pi}{2}\frac{s+w}{a}\frac{\sin n\frac{\pi}{2}\frac{w}{a}}{n\frac{\pi}{2}\frac{w}{a}} \qquad \text{(éq II.11)}$$

Sachant que $f_{nx}^{TM}(x)=\frac{n\frac{\pi}{a}}{-j\beta}f_{nx}^{TE}(x)$, nous pouvons déduire le produit scalaire $\left\langle \mathbf{g_e} \middle| \mathbf{f_n^{TM}}\right\rangle$:

$$\left\langle \mathbf{g_e} \middle| \mathbf{f_n^{TM}}\right\rangle=\frac{n\frac{\pi}{a}}{-j\beta}\left\langle \mathbf{g_e} \middle| \mathbf{f_n^{TE}}\right\rangle \qquad \text{(éq II.12)}$$

En développant davantage ces équations, on obtient l'équation de dispersion suivante :

$$0 = \sum_{n=1,3,5,\ldots} \frac{\beta^2}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)^2 \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\right)^2$$

$$\left\{ Y'^{TE}_{M,1n} \frac{Y''^{TE}_{M,1n}\coth(\rho''_{1n}h_1) + Y'^{TE}_{M,1n}\mathrm{th}(\rho'_{1n}t)}{Y'^{TE}_{M,1n} + \left[Y''^{TE}_{M,1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)\mathrm{th}(\rho'_{1n}t)\right]} + Y^{TE}_{M,2n}\coth(\rho_{1n}h) + \right. \quad \text{(éq II.13)}$$

$$\left. \left(\frac{\frac{n\pi}{a}}{\beta}\right)^2 \left[Y'^{TM}_{M,1n} \frac{Y''^{TM}_{M,1n}\coth(\rho''_{1n}h_1) + Y'^{TM}_{M,1n}\mathrm{th}(\rho'_{1n}t)}{Y'^{TM}_{M,1n} + \left[Y''^{TM}_{M,1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)\mathrm{th}(\rho'_{1n}t)\right]} + Y^{TM}_{M,2n}\coth(\rho_{1n}h) \right] \right\}$$

Pour s'assurer de l'exactitude du résultat trouvé, on reprend l'exemple d'une ligne coplanaire étudiée **[12]**. On retrouve la même courbe de dispersion qui a été obtenue par les auteurs.
On va étudier, à présent, l'effet de la variation de l'épaisseur de la couche d'air 'h' sur la fréquence de résonance de la ligne de transmission. La solution de l'équation de dispersion calculée plus haut n'est rien d'autre que la constante de propagation 'β'. La fréquence de résonance de la ligne est déterminée comme suit :

Pour une longueur de ligne '*l*' fixée, on obtient une résonance si la longueur de la ligne $l = \frac{\lambda_g}{2} = \frac{2\pi}{2\beta} = \frac{\pi}{\beta}$ donc pour $\beta l = \pi$. (éq II.14)

Or $\beta = k_0\sqrt{\varepsilon_{reff}(h)} = \frac{2\pi}{c} f_0 \sqrt{\varepsilon_{reff}(h)}$ Avec c = célérité de la lumière dans le vide (éq II.15)
h = épaisseur de la couche d'air

Donc la fréquence de résonance du premier mode est déterminée par :

$$f_0 = \frac{c}{2l\sqrt{\varepsilon_{reff}(h)}} \quad \text{(éq II.16)}$$

La courbe de la figure (Fig II.8) présente la variation obtenue de la fréquence de résonance en faisant varier l'épaisseur de la couche d'air de 0,3µm à 3µm et ce pour deux topologies de lignes de transmission (coplanaire et microruban). Dans le modèle, le passage d'une ligne coplanaire à une ligne microruban se fait en prenant une grande distance entre la ligne centrale et les plans de masse. D'après cette courbe, une ligne coplanaire présente un décalage une fois et demi plus grand en fréquence qu'une ligne microruban. Elle présente, de ce fait, une meilleure sensibilité à la variation de l'épaisseur de la couche d'air 'h'.

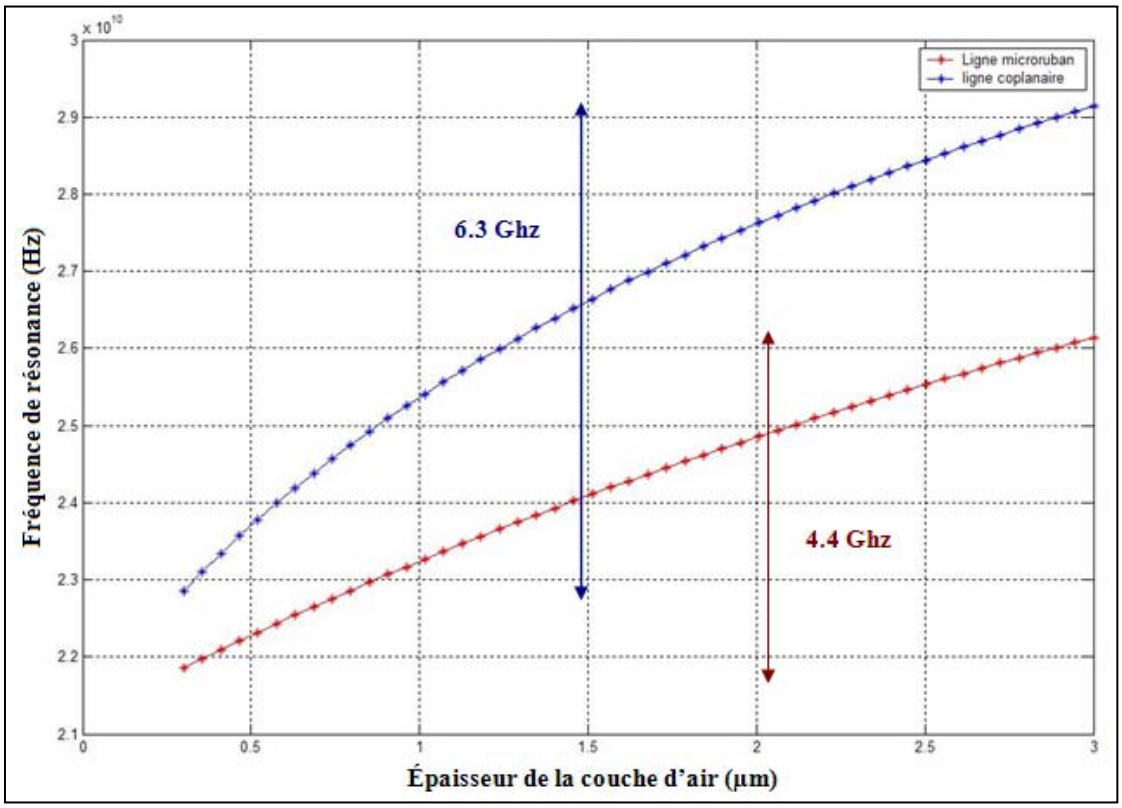


Fig II. 8. Comparaison entre une ligne coplanaire et une ligne microruban (interface Air/Diélectrique)

II.2.3.2. Représentation de la distribution du champ électrique pour la ligne coplanaire (interface Air/Diélectrique) :

Le but de la section suivante est d'étudier l'effet de la variation de l'épaisseur de la couche d'air 'h' sur la permittivité effective du milieu qui entoure la ligne de transmission et de visualiser le comportement du champ vis-à-vis de cette variation du gap d'air. On tracera la distribution du champ électrique pour la structure présentée par la figure (Fig II. 4).
En se fondant sur les équations établies auparavant et en remplaçant les permittivités dans les deux régions de la structure par des permittivités de 4,6 dans la région 1 (pyrex) et 11,6 dans la région 2 (silicium), on détermine le profil de variation de la permittivité effective en fonction de l'épaisseur de la couche d'air ''h'' (Fig II. 9).

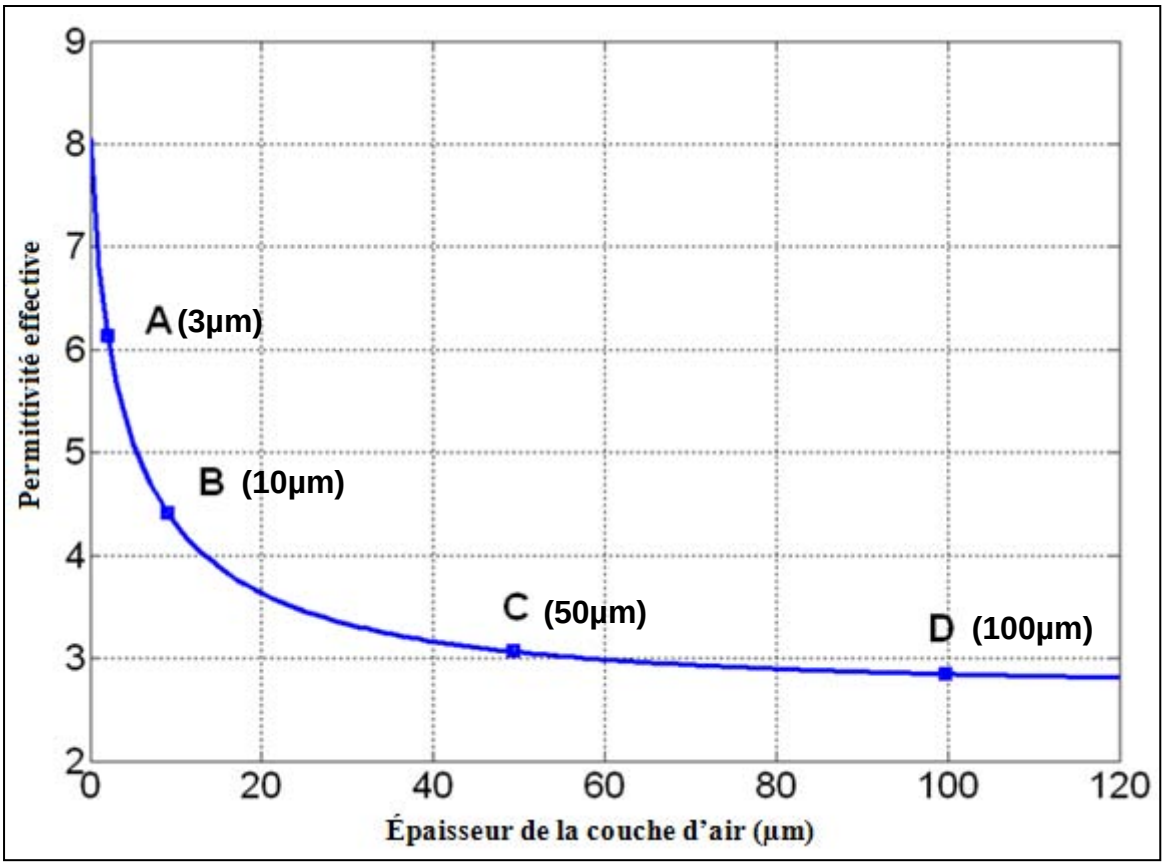


Fig II. 9. Variation de la permittivité rélative en fonction de l'épaisseur du gap d'air

Lorsque le diélectrique de la région 2 se rapproche de la ligne, on observe une augmentation de la permittivité effective du milieu environnant. On observe une diminution de la permittivité dans le cas contraire.
Il serait intéressant de visionner l'influence de la variation de l'épaisseur de la couche d'air sur la distribution du champ au dessus de la ligne (la représentation sera faite pour les points A, B, C et D). Pour cela, il nous faut déterminer l'expression du champ électrique dans les trois principales régions qui forment la structure.

Dans le pyrex:

$$E_x(x,y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} 4\frac{w}{a}(-1)^{\frac{n+1}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh\left(\rho_{1n}(y+h)\right)}{\sinh(\rho_{1n}h)}$$

$$E_y(x,y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} 4\frac{w}{a}(-1)^{\frac{n+1}{2}} \sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\frac{\mathrm{n\pi}}{\mathrm{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\cosh\left(\rho_{1n}(y+h)\right)}{\rho_{1n}\sinh(\rho_{1n}h)}$$

$$\rho_{1n}^2 = \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2 - k_0^2\varepsilon_{r1}$$

Dans le silicium:

$$E_x(x,y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} 4\frac{w}{a}\frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh\left(\rho''_{1n}(h_1-y)\right)}{\sinh(\rho''_{1n}h_1)}\frac{1}{\sinh(\rho'_{1n}h)}$$

$$\left[\beta^2\frac{\rho'_{1n}}{\rho''_{1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\rho'_{1n}\coth(\rho'_{1n}h)} + \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2\frac{1}{\rho'_{1n}\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\coth(\rho'_{1n}h)}\right]$$

$$E_z(x,y) = \sum_{n=1,3,5,\dots} 4\frac{j\beta wn\pi}{a^2}\frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh\left(\rho''_{1n}(h_1-y)\right)}{\sinh(\rho''_{1n}h_1)}\frac{1}{\sinh(\rho'_{1n}h)}$$

$$\left[\frac{\rho'_{1n}}{\rho''_{1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\rho'_{1n}\coth(\rho'_{1n}h)} - \frac{1}{\rho'_{1n}\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\coth(\rho'_{1n}h)}\right]$$

$$E_y(x,y) = \int(-\partial_x E_x + j\beta E_z)d_y$$

$$E_y(x,y) = -\sum_{n=1,3,5,\dots} 4\frac{wn\pi}{a^2}(-1)^{\frac{n+1}{2}}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\cosh\left(\rho'_{1n}(h-y)\right)}{{\rho'_{1n}}^2\sinh(\rho'_{1n}h)^2}$$

$$\frac{1}{\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth\left(\rho''_{1n}(b-h-t)\right)+\frac{\coth(\rho'_{1n}h)}{\rho'_{1n}}}$$

$$\rho'^{\,2}_{1n}=\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2-k_0^2 \qquad \text{et} \qquad \rho''^{\,2}_{1n}=\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2-k_0^2\varepsilon_{r2}$$

<u>Dans la couche d'air:</u>

$$E_x(x,y)=\sum_{n=1,3,5,\dots}4\frac{w}{a}(-1)^{\frac{n+1}{2}}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh\left(\rho'_{1n}(h-y)\right)}{\sinh(\rho'_{1n}h)}$$

$$+\sum_{n=1,3,5,\dots}4\frac{w}{a}\frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh(\rho'_{1n}y)}{\sinh(\rho'_{1n}h)}\frac{1}{\sinh(\rho'_{1n}h)}$$

$$\left[\beta^2\frac{\rho'_{1n}}{\rho''_{1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\rho'_{1n}\coth(\rho'_{1n}h)}+\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2\frac{1}{\rho'_{1n}\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\coth(\rho'_{1n}h)}\right]$$

$$E_z(x,y)$$

$$=\sum_{n=1,3,5,\dots}4\frac{j\beta wn\pi}{a^2}\frac{(-1)^{\frac{n+1}{2}}}{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2+\beta^2}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\sinh(\rho'_{1n}y)}{\sinh(\rho'_{1n}h)}\frac{1}{\sinh(\rho'_{1n}h)}$$

$$\left[\frac{\rho'_{1n}}{\rho''_{1n}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\rho'_{1n}\coth(\rho'_{1n}h)}-\frac{1}{\rho'_{1n}\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\coth(\rho'_{1n}h)}\right]$$

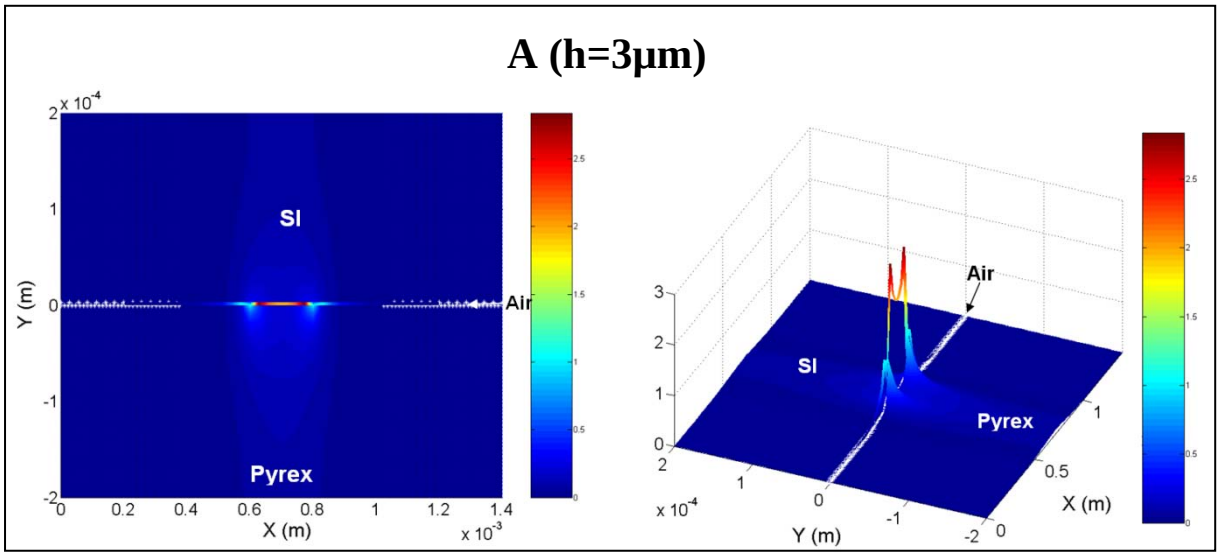
$$E_y(x,y)$$

$$=-\sum_{n=1,3,5,\dots}4\frac{wn\pi}{a^2}(-1)^{\frac{n+1}{2}}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\cosh\left(\rho'_{1n}(t-y)\right)}{\rho'_{1n}\ \sinh(\rho'_{1n}h)}$$

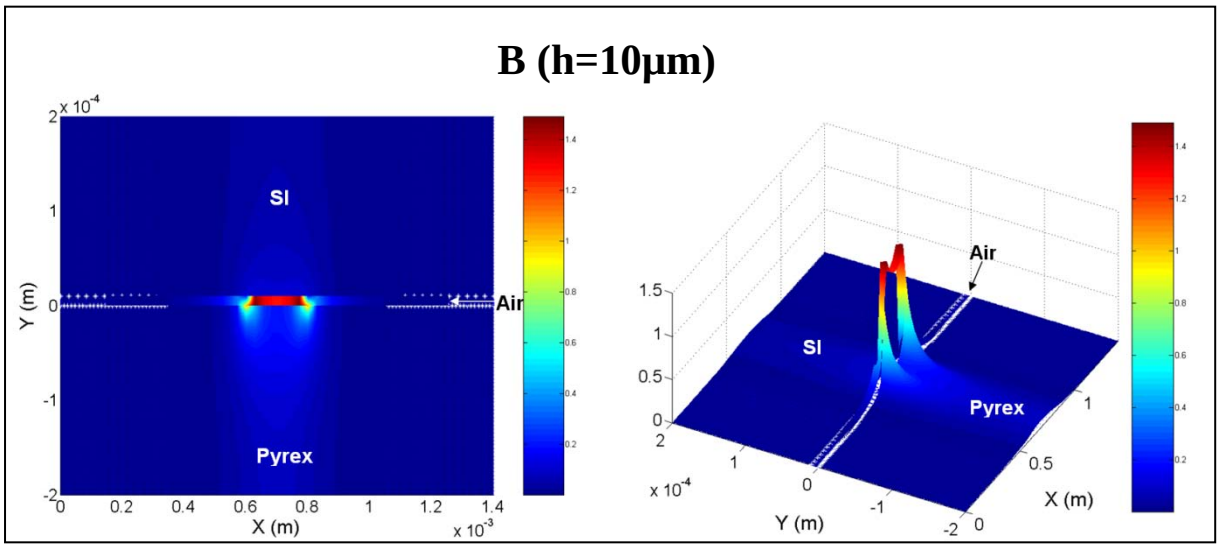
$$+\sum_{n=1,3,5,\dots}4\frac{wn\pi}{a^2}(-1)^{\frac{n+1}{2}}\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{s+w}{a}\right)\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}\right)}{\frac{n\pi}{2}\frac{w}{a}}\sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right)\frac{\cosh(\rho'_{1n}y)}{\rho'^{\,2}_{1n}\sinh(\rho'_{1n}h)^2}\ \frac{1}{\frac{\epsilon_{r2}}{\rho''_{1n}}\coth(\rho''_{1n}h_1)+\frac{\coth(\rho'_{1n}h)}{\rho'_{1n}}}$$

On peut voir sur la figure (Fig II. 10), la distribution du champ électrique pour la ligne coplanaire pour différentes valeurs d'épaisseur de couche d'air (A, B, C et D). Pour des grandes valeurs de 'h' (C,D), le champ électrique possède une distribution propre aux lignes

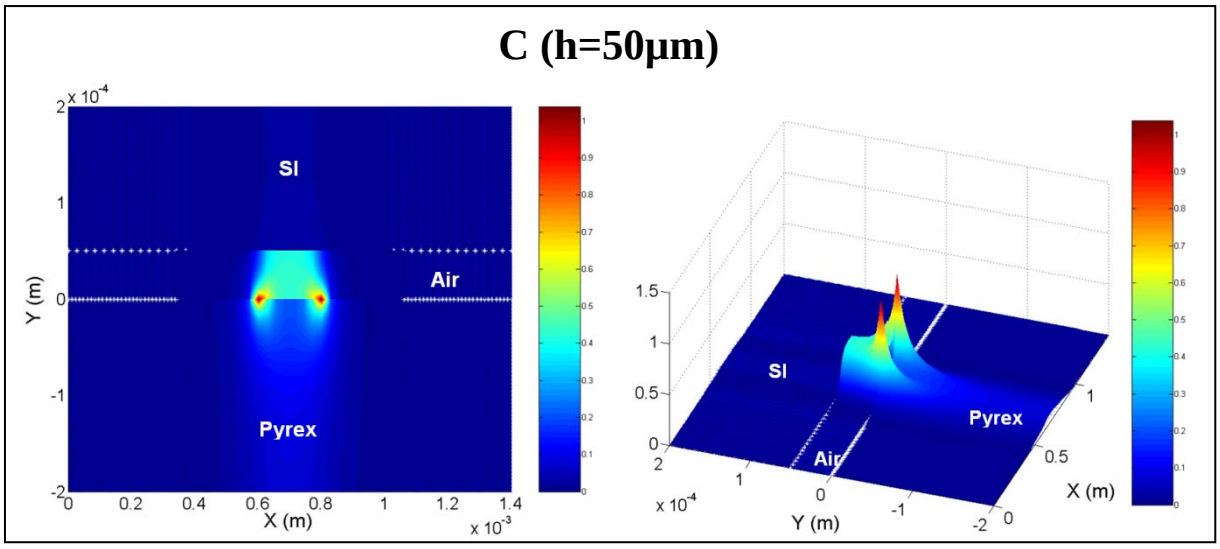
coplanaires : le champ est présent entre les fentes formées par la ligne centrale et les deux plans de masse. En rapprochant le diélectrique (Si), le changement du milieu de propagation fait progressivement migrer le champ au dessus de la ligne. Ce dernier devient de plus en plus confiné entre le silicium et le conducteur central de la ligne coplanaire (A, B). Ce changement de distribution s'explique par un changement de la permittivité effective du milieu qui englobe la structure. Suite à cette variation de permittivité, une variation de la fréquence de résonance peut être observée (comme indiqué au début de l'étude). Cette variation en fréquence peut être exploitée pour la mesure de la pression en remplaçant le diélectrique supérieur par une membrane en Silicium qui subit une déformation suite à une application de pression. Cette déformation peut être corrélée à la variation de fréquence : c'est le principe exploité ici pour la transduction électromagnétique.



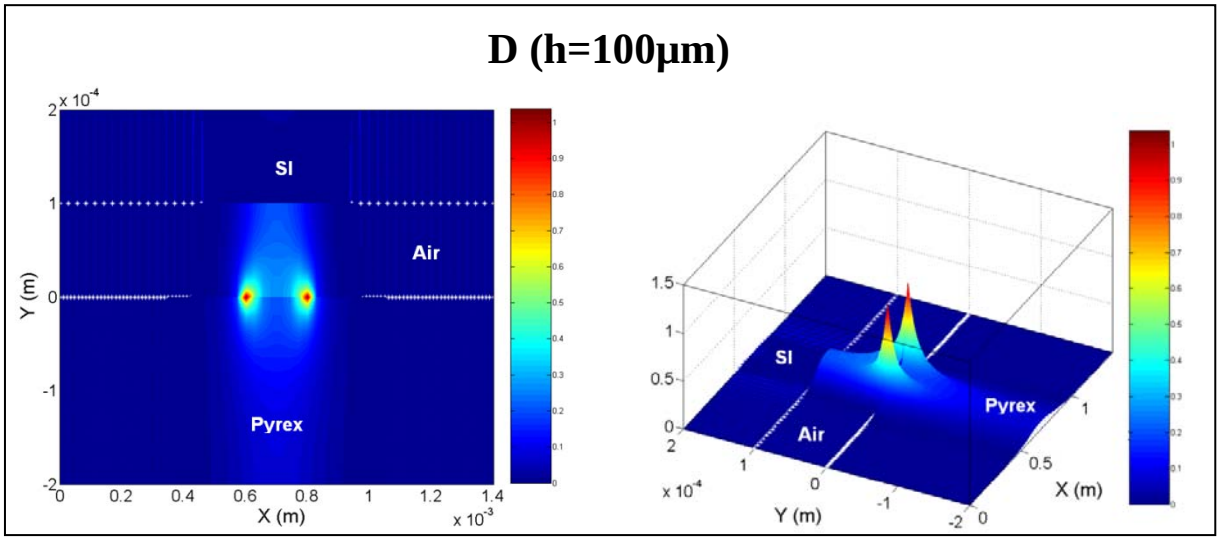
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig II. 10. Distribution du champ électrique total pour différents épaisseurs de couche d'air

Pour visualiser la distribution du champ (Fig II. 10), un code à été implémenté sous Matlab à partir des équations qui ont été développées. On a été amené à développer ce code suite à la difficulté qu'on a rencontré pour la représentation du champ en utilisant les logiciels de commerce. À partir du résultat trouvé au cours de cette étude, on peut avoir une meilleure interprétation physique du phénomène qui se produit et qui sera par la suite adopté pour la réalisation du capteur de pression à transduction électromagnétique. Les résultats retrouvés représentent une étape intermédiaire vers le cas tridimensionnel où on aura non pas une simple ligne de transmission mais un résonateur millimétrique au dessus duquel sera placée une membrane avec un profil de déformation mécanique bien particulier.

II.2.4. Dimensionnement du résonateur millimétrique :

Le principe de la transduction Radio fréquence est fondé sur la corrélation entre la fréquence de résonance d'un circuit microonde et le mouvement d'une membrane qui subit une déformation proportionnelle à une pression exercée. Après avoir effectué les choix des matériaux, de la technologie et la topologie du résonateur, on passe maintenant à l'étape de dimensionnement des différentes parties du capteur à transduction EM. Ce dernier est composé de trois parties : la structure résonante sous silicium et deux accès coplanaires en espace libre. Comme le montre la figure (Fig II. 11) le résonateur doit être connecté à des lignes coplanaires entrée/sortie en espace libre. Ces lignes d'accès serviront à positionner les pointes de mesures RF qu'on utilisera dans la phase de caractérisation. Les pointes de mesures sont calibrées sur 50Ω.

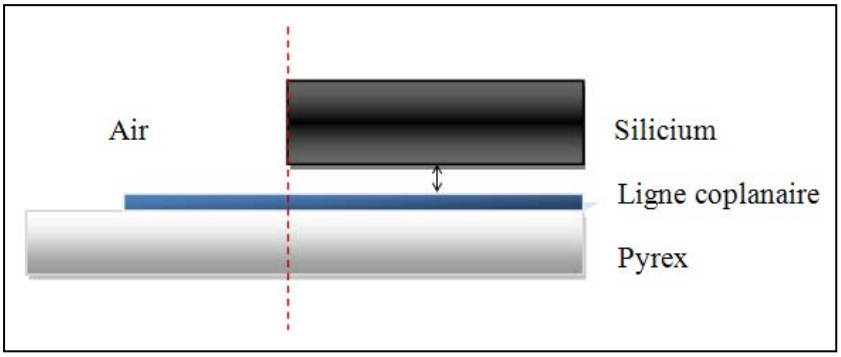


Fig II. 11. Transition air silicium : vue en coupe et de dessus

Au niveau de ces accès, on peut observer une discontinuité du milieu de propagation du champ où l'on a une transition abrupte de l'air libre vers un milieu contenant du silicium haute résistivité. Il faut tenir compte de cette transition lors du dimensionnement des lignes d'accès coplanaires sous silicium. Il faut aussi prendre en considération le fait que, pour des raisons technologiques, la distance minimale entre deux lignes doit être supérieure à 10µm. Une autre contrainte réside dans le fait que la distance entre la ligne centrale et les deux plans de masse doit être suffisante pour correspondre à l'écartement des sondes de mesure RF (la distance maximale qui sépare les deux pointes externes) qui est généralement de 150µm. (**Annexe D**).

A présent, connaissant la structure globale et la nature des éléments qui composent l'unité de mesure, les paramètres à déterminer sont:

- Les dimensions des lignes coplanaires entrée/sortie : largeur du ruban central et des fentes,
- Les dimensions des lignes quart d'onde couplées : largeur du ruban central, largeur des fentes, le gap entre les deux lignes couplées et la longueur des lignes,
- La géométrie et les dimensions du plan de masse,
- Les dimensions des ouvertures à réaliser dans la membrane pour effectuer les mesures sous pointes.

Pour calculer les dimensions de ces lignes, la démarche consiste à déterminer dans un premier lieu l'impédance caractéristique relative à chaque ligne. Ensuite, ayant les propriétés électriques des matériaux qui composent la cellule de mesure, on détermine les propriétés géométriques des lignes.

- ***En espace libre :***

On commence par le dimensionnement des lignes en espace libre : Comme le montre la figure (Fig II. 11), les lignes de transmission subissent une transition air/silicium. Les dimensions des lignes doivent être accordées de manière à avoir 50Ω en espace libre et 50Ω sous le silicium. Dans ce cas, on minimise les réflexions au niveau de la transition et on assure une bonne adaptation de la structure.
Pour le calcul des dimensions des lignes coplanaires (Fig II. 12) en espace libre, on utilise le module *Linecalc* d'*ADS*.

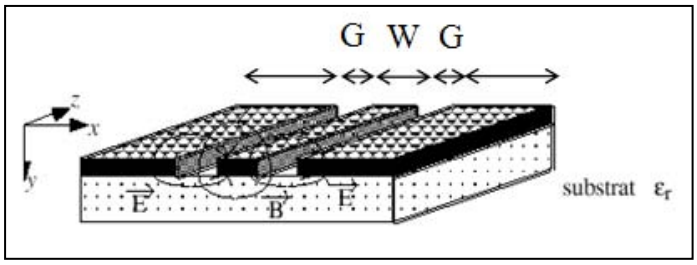


Fig II. 12. Calcul des dimensions pour la ligne coplanaire

On introduit les paramètres qu'on a fixés auparavant (permittivité, épaisseure,…) et pour 50Ω, on trouve les valeurs suivantes (Tab II. 3) :

Impédance (Ω)	W (largeur du ruban central) (µm)	G (fente)(µm)
50	177	25

Tab II. 3. Dimensions des lignes coplanaires en espace libre

- ***Sous Silicium :***

Sous le silicium, le circuit est composé, d'une part, de lignes coplanaires qui relient les lignes d'accès en espace libre au circuit résonant et d'autre part, du circuit résonant lui-même. Dans ce qui suit, les dimensions sont calculées pour une épaisseur de couche d'air **'h'=3µm**.
Pour les lignes de transition, on procède de la même manière que pour les lignes en espace libre, et l'on obtient les dimensions suivantes (Tab II. 4):

Impédance (Ω)	W (largeur du ruban central) (µm)	G (fente)(µm)
50	162	25

Tab II. 4. Dimensions des lignes coplanaires sous silicium

Pour le résonateur millimétrique constitué d'un filtre à lignes couplées quarts d'ondes, la conception suit la méthode de synthèse des filtres classiques: la synthèse du filtre passe par un prototype de filtre passe bas idéal (**Annexe E**). On choisit un filtre de Chebychev avec un seul élément résonant ayant des oscillations de 0,01. On trouve, dans la littérature **[13]**, les valeurs des coefficients de Chebychev normalisés,$g_0 = 1$; $g_1 = 0{,}0960$; $g_2 = 1$. À partir du prototype passe bas idéal, on calcule les impédances des modes pair et impair. Cette étape est réalisée avec l'outil *Linecalc* d'ADS en prenant des modèles de lignes couplées coplanaires et des modèles de lignes en circuit ouvert de longueur nulle (Fig II. 13). Ensuite, on calcule les valeurs des impédances paires et impaires des lignes.

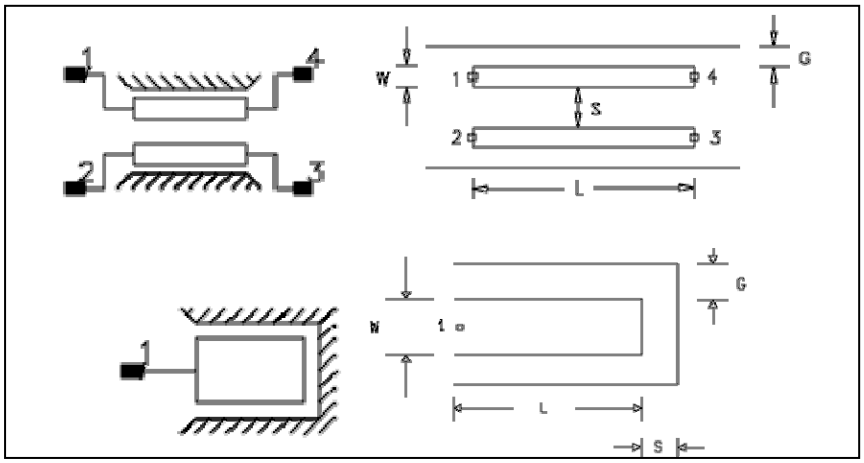


Fig II. 13. Modèles de lignes (coplanaires couplées et de longueur nulle) utilisés pour le calcul des dimensions du résonateur sous Silicium

L'étape d'après consiste à remplacer les lignes coplanaires idéales par des lignes coplanaires qui tiennent compte de la nature du substrat. On repasse par *linecalc* pour le calcul des dimensions des lignes couplées coplanaires en introduisant les valeurs des impédances paires et impaires déterminées et les propriétés électriques du substrat. On obtient les dimensions suivantes (Tab II. 5).

Propriétés des lignes	

W (µm) : largeur de la ligne	300
G (µm) : fente entre une ligne et la masse	25
S (µm) : fente entre deux lignes couplées	45
L (µm) : longueur d'une ligne quart d'ondes	700
$\boldsymbol{Z_e}$ **(Ω)** : Impédance mode pair	74
$\boldsymbol{Z_o}$ **(Ω)** : Impédance mode impair	34
$\boldsymbol{Z_0}$ **(Ω)** : Impédance d'une ligne couplée	50

Tab II. 5. Dimensions des lignes couplées coplanaires qui forment le résonateur

Les dimensions calculées, pour la ligne 50Ω et les lignes couplées coplanaires, sont parfois irréalisables pour des raisons technologiques (<10µm). La souplesse de conception en technologie coplanaire nous permet d'avoir différentes dimensions pour une même impédance de ligne. Ainsi, on arrive à trouver des dimensions réalisables tout en assurant la fonction de filtrage. Le détail important à prendre en considération est qu'avec *linecalc* le calcul se fait pour des lignes en espace libre. Cet outil de conception ne permet pas de prendre en compte la présence du silicium au dessus des lignes. On n'a pas donc de moyen de vérification théorique ou par calcul des impédances des lignes une fois déposées dans la cavité. Par contre, on sait que la présence de silicium augmente la permittivité effective du milieu. Donc, pour assurer une impédance de 50Ω, on doit réduire la largeur des lignes. Seule une analyse électromagnétique nous permet de vérifier si l'on a une bonne adaptation, et donc 50Ω tout au long de la structure, ou pas.

Parmi les paramètres à déterminer, il reste la géométrie du plan de masse et les dimensions des ouvertures dans le silicium. Pour le plan de masse, la géométrie est conditionnée par la forme de la cavité réalisée et par la forme de la membrane. Une membrane de forme circulaire a été choisie pour la réalisation du capteur de pression à transduction électromagnétique. Concernant les ouvertures, elles doivent être assez larges pour pouvoir introduire les pointes de mesure RF à travers 400µm de silicium. Des dimensions de 2000µm x 1500µm ont été choisies.

La figure (Fig II. 14) présente le premier prototype du capteur à transduction électromagnétique où les contraintes géométriques, cités plus haut, ont été prises en considération. Le plan de masse aura une forme circulaire pour adapter le filtre à la géométrie de la cavité.

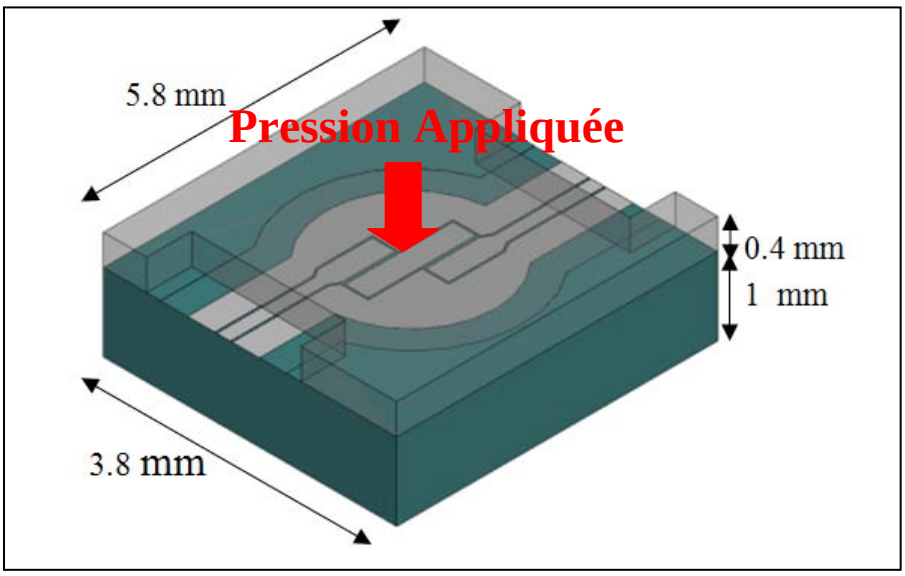


Fig II. 14. Premier prototype du capteur à transduction EM

II.2.5. Dimensionnement de la membrane :

II.2.5.1. Propriétés mécaniques de la membrane [14]:

Suivant l'épaisseur de la membrane, sa forme et ses dimensions, on peut définir plusieurs gammes de pression. La déformation d'une membrane soumise à une pression hydrostatique est gouvernée par une équation différentielle du 4ème ordre. Pour des déflexions de faibles valeurs (c.-à-d. très petites devant l'épaisseur de la membrane), les solutions sont de type semi-analytique dans le cas d'une membrane rectangulaire et analytique dans le cas d'une membrane circulaire. Pour une approximation axisymétrique, la déflection totale, *W(r)*, de la membrane est donnée par :

$$W(r) = W_0 W_N(r) \qquad \text{(éq II.17)}$$

Où W_0 est la déflection maximale au centre de la membrane directement proportionnelle à la pression appliquée, tandis que $W_N(r)$ désigne une fonction indépendante de la pression. Pour une membrane circulaire de rayon *R*, d'épaisseur uniforme *e* et totalement encastrée aux bords, W_0 et $W_N(r)$ s'écrivent sous la forme :

$$W_0 = \frac{12R^4(1-\nu^2)}{64Ee^3}P \quad ; \quad W_N(r) = (1-\frac{r^2}{R^2})^2 \qquad \text{(éq II.18)}$$

P désigne la pression hydrostatique différentielle appliquée entre les deux cotés de la membrane. *E* est le module de Young et ν est le coefficient de poisson. Pour une pression donnée, la membrane subit une déflexion W_1 et dans ce cas l'épaisseur de la couche d'air vaut : $h_1 = h - W_1$. 'h' étant l'épaisseur initiale de la couche d'air lorsqu'aucune pression n'est appliquée (h=3µm).

La figure (Fig II. 15) montre le capteur en fonctionnement avec une déflexion de la membrane en silicium.

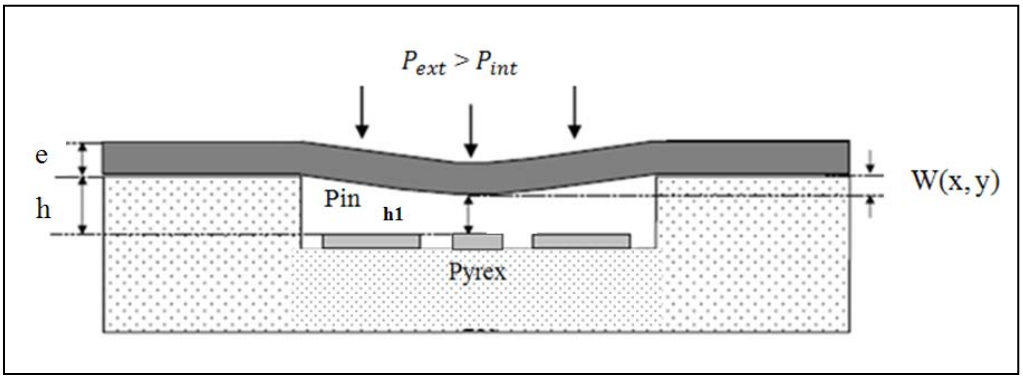


Fig II. 15. Schéma en coupe du Capteur en fonctionnement

II.2.5.2. Profil de la déformation de la membrane :

La figure (Fig II. 16) montre une cartographie de la déflexion d'une membrane circulaire de 50µm d'épaisseur, avec un rayon R=1400µm.

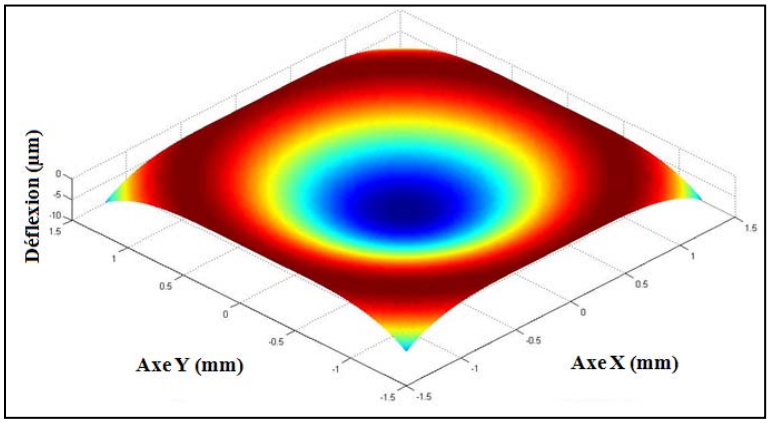


Fig II. 16. Représentation de la déflexion totale de la membrane

La figure (Fig II. 17) présente les valeurs maximales de déflection *W(0,0)* de la membrane circulaire en fonction de la pression appliquée pour différentes valeurs de l'épaisseur *e*. Suivant la hauteur de la cavité et l'épaisseur de la membrane, le capteur fonctionne sur une gamme de pression allant de 0 à 7 bars.

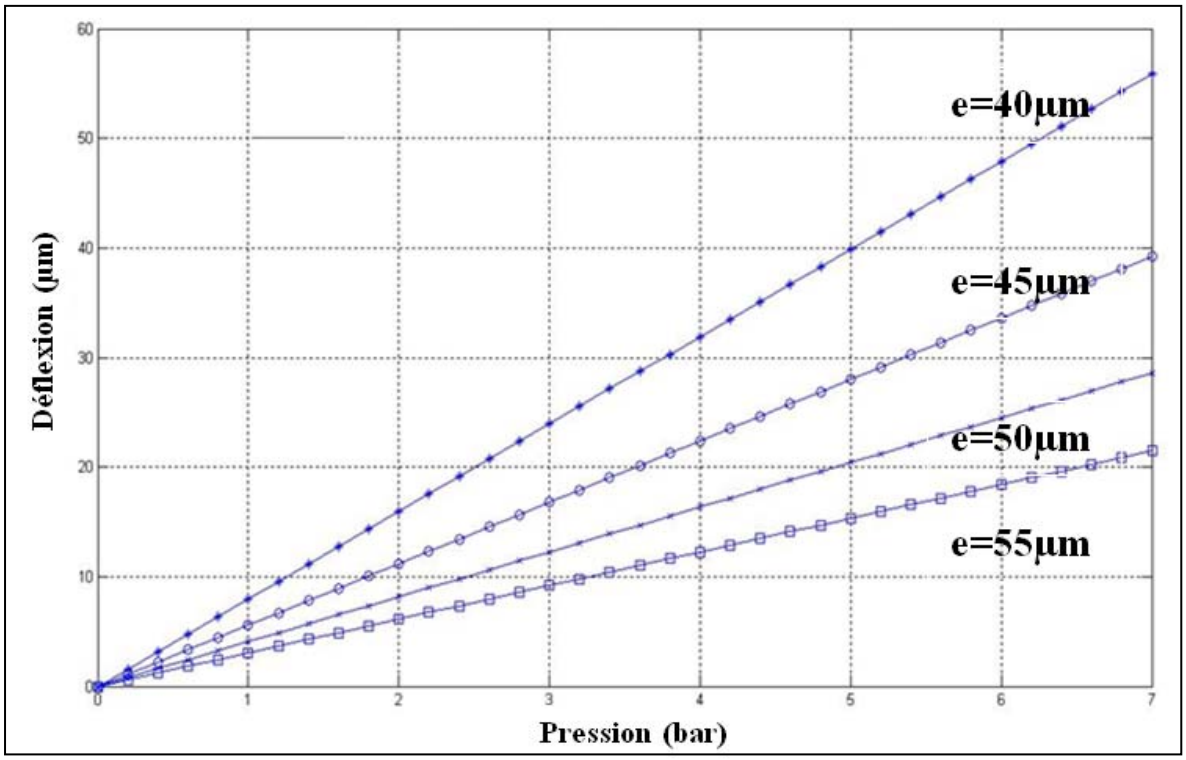


Fig II. 17. Variation de la déflexion maximale du centre d'une membrane (circulaire de diamètre d=2800µm) en fonction de la pression pour différentes épaisseurs

II.3. Simulations électromagnétiques :

Le but de cette partie est de simuler le fonctionnement du capteur à transduction EM et d'effectuer une étude paramétrique en fonction de l'épaisseur de la couche d'air 'h' et de l'épaisseur du silicium haute résistivité. Cette étude est nécessaire puisque l'objectif de ces travaux de recherche consiste à développer des capteurs avec des membranes actionnables. Pour des raisons de simplicité, une démarche progressive a été adoptée : Dans un premier lieu des structures à déplacement uniforme avec 400µm d'épaisseur de SiHR sont simulées. On a choisi cette épaisseur pour des raisons technologiques. Dans un deuxième lieu, on simule l'effet de la variation de cette épaisseur sur le fonctionnement du capteur. Dans un troisième lieu, on passe au cas d'un déplacement réel de membrane. Les simulations sont effectuées à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS dont on fait la présentation ci-dessous

II.3.1. Présentation du logiciel HFSS [15] :

HFSS est un simulateur électromagnétique pour les modèles en 3D. Il intègre des simulations, des visualisations et une interface automatisée facile à utiliser pour résoudre rapidement et de façon efficace les problèmes électromagnétiques 3D. Son code de calcul est fondé sur la

méthode des éléments finis (méthode fréquentielle). Ce logiciel peut être utilisé pour calculer des paramètres tels que les paramètres S, les fréquences de résonance et les champs. C'est un outil permettant le calcul du comportement électromagnétique d'une structure. Le simulateur possède des outils de post traitement pour une analyse plus détaillée. Il permet le calcul des :

- Quantités de base : champ proche, champ lointain
- Impédances caractéristiques des ports et leurs constantes de propagation
- Paramètres S normalisés par rapport à une impédance de port spécifique

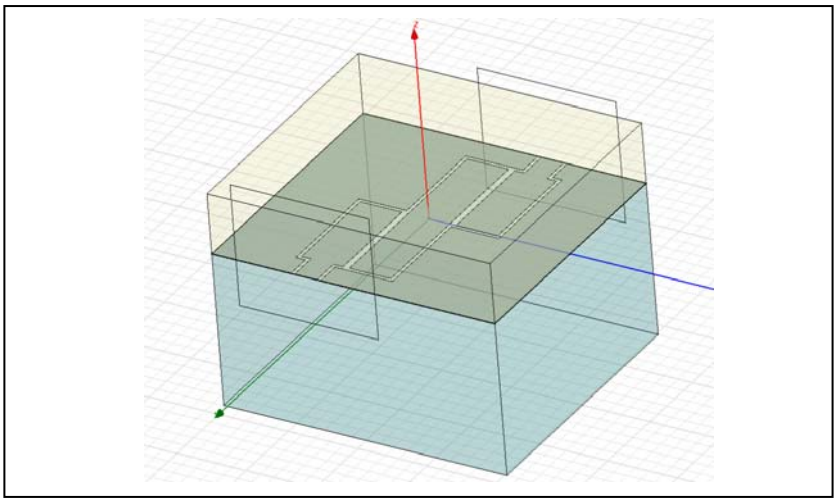
Afin de générer une solution du champ électromagnétique, HFSS emploi la méthode des éléments finis **[16]**. En général, cette méthode divise l'espace de résolution du problème, suivant la capacité de calcul et la précision rehcerchée, en plusieurs milliers de régions plus petites et représente le champ dans chaque sous région (élément) avec une fonction locale. La géométrie du modèle, étudié sous HFSS, est automatiquement divisée en un grand nombre de tétraèdres. La valeur d'un vecteur champ (E ou H) en un point à l'intérieur d'un tétraèdre est calculée par interpolation polynomiale des valeurs des champs dans les sommets du tétraèdre. Ainsi, en représentant les valeurs des champs de cette manière, HFSS transforme les équations de Maxwell en équations matricielles résolues par les méthodes numériques classiques. En divisant la structure en plusieurs petites régions, HFSS calcule les champs séparément dans chaque élément en fixant des critères de convergence. Plus les éléments sont petits, plus la solution est précise mais plus le temps de calcul est long.

On a utilisé ce logiciel pour simuler le comportement électromagnétique du capteur de pression à transduction électromagnétique. On cherchera à valider, par simulation, le principe de fonctionnement du capteur par analyse des paramètres S de la structure lorsqu'on fait varier l'épaisseur de la couche d'air 'h' au dessus du résonateur. Ces analyses permettront de quantifier, par simulation, la sensibilité en (Ghz/µm) du capteur. On a aussi adopté une démarche progressive : Dans un premier temps, on adoptera une structure avec une membrane à déflexion uniforme ayant une épaisseur de 400µm. Cette première hypothèse permettra également d'étudier l'influence de l'épaisseur de la membrane sur le fonctionnement du capteur. Dans un deuxième temps, on adoptera un profil de membrane sous forme de cône qui permettra d'apporter des explications plus approfondies et progressives pour passer au cas d'une déformation réelle régie par les lois mécaniques de déformation de membrane.

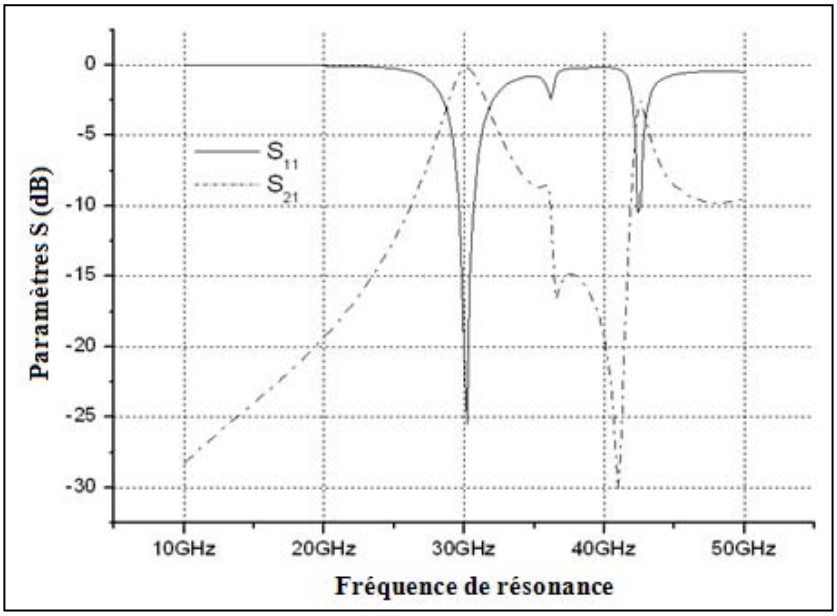
II.3.2. Cas d'une membrane à déplacement vertical uniforme :

II.3.2.1. Simulation du résonateur à lignes couplées quart d'ondes :

La figure (Fig II. 18) présente la cellule simulée sous HFSS, avec un substrat en pyrex de 1mm, 400µm de Silicium haute résistivité et une couche d'air h=3µm. On peut voir aussi les résultats des simulations électromagnétiques du capteur. Le gabarit obtenu, pour les paramètres S, présente une fréquence de résonance de 30Ghz en parfaite concordance avec l'étape de conception.



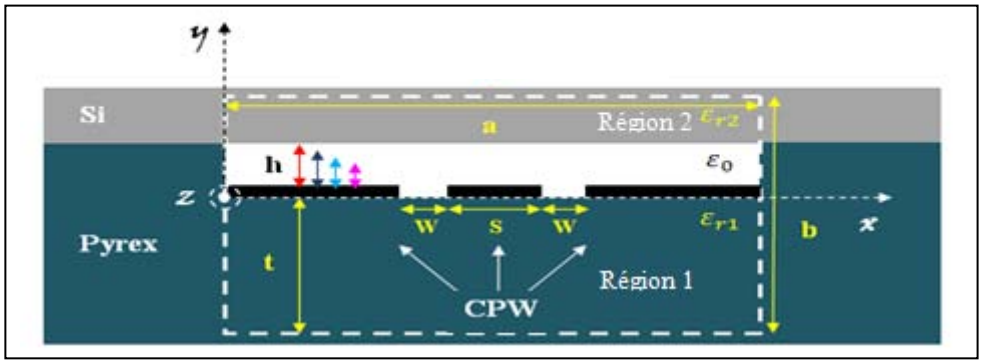
(a)



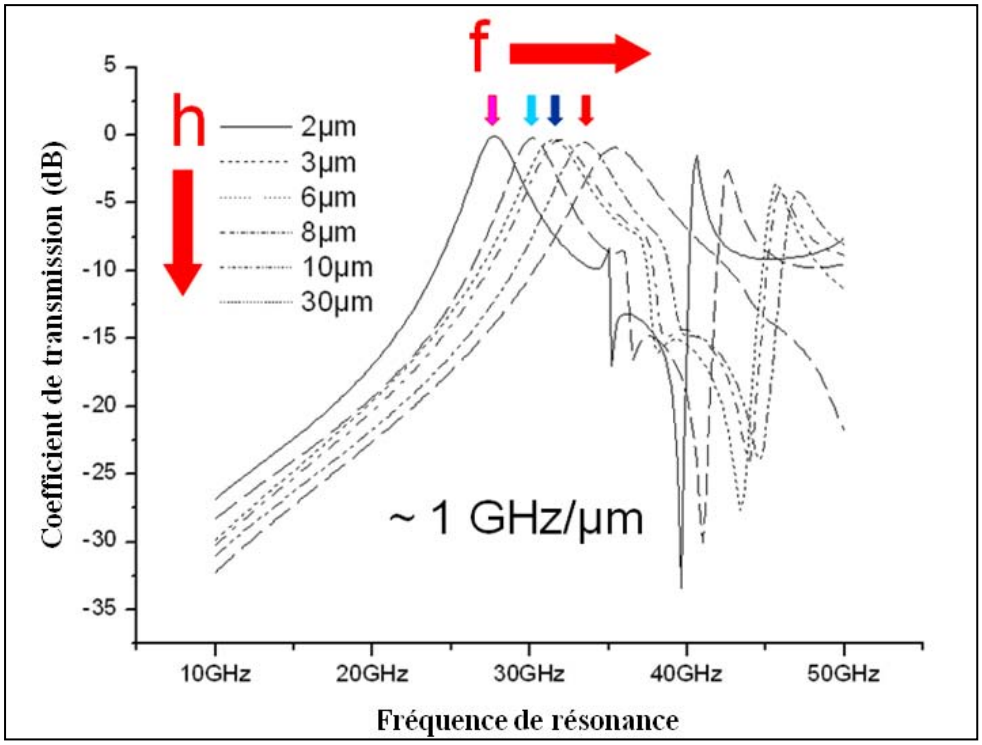
(b)

Fig II. 18. *(a)* Structure simulée ; *(b)* Résultats des simulations de la cellule de mesure pour une épaisseur de couche d'air de 3µm

On simule, à présent, le mouvement vertical et uniforme de la membrane au dessus du résonateur coplanaire. La figure (Fig II. 19) présente le schéma en coupe de la cellule de mesure ainsi que les coefficients de transmission obtenus pour différentes valeurs de l'épaisseur de la couche d'air 'h'. D'après les résultats trouvés, une augmentation de l'épaisseur 'h' provoque une variation du coefficient de qualité et un déplacement de la fréquence de résonance, propre au résonateur, vers les fréquences hautes. En augmentant 'h', on éloigne le silicium haute résistivité par rapport aux lignes et on diminue ainsi la permittivité effective du milieu. La fréquence de résonance étant proportionnelle à l'inverse de la racine carrée de la permittivité effective, cette dernière a tendance à augmenter. On observe une sensibilité simulée de l'ordre de 1GHz/µm.



(a)

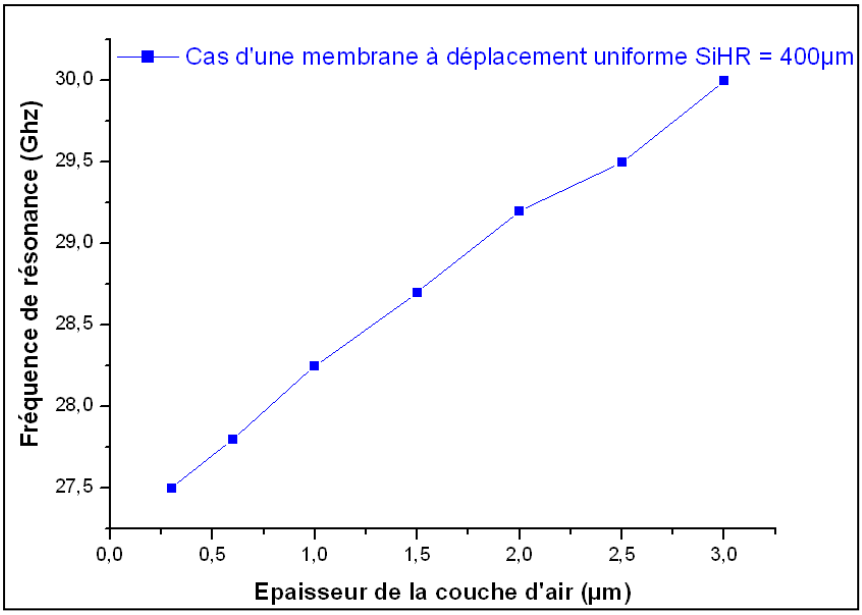


(b)

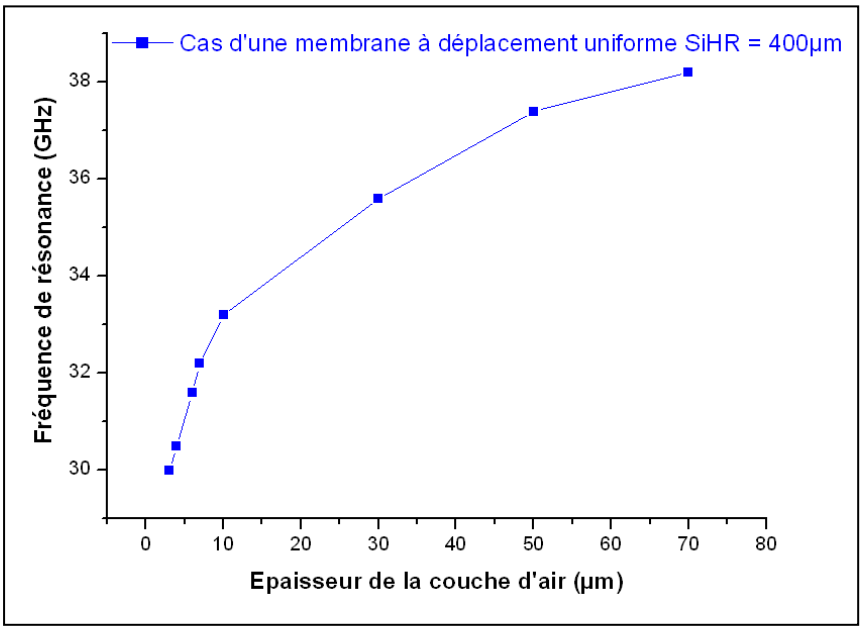
Fig II. 19. *(a)* Section droite de la cellule de mesure ; *(b)* Effet de la variation de l'épaisseur de la couche d'air sur le coefficient de transmission du résonateur

À partir des simulations électromagnétiques réalisées, on est arrivé à identifier deux zones de fonctionnement. Une première zone (Fig II. 20*(a)*), comprise entre 0,3 µm et 3µm, pour laquelle la variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression possède un comportement linéaire (une sensibilité de ~1 GHz/µm). Cette zone constitue une zone d'exploitation favorable pour le capteur. Dans la deuxième zone, la linéarité est perdue progressivement en augmentant l'épaisseur de couched'air (Fig II. 20*(b)*). On remarque aussi qu'à partir d'une certaine hauteur, la fréquence de résonance et la permittivité effective ne subissent plus de variation significative et l'on assiste à une dégradation de la sensibilité. Ces résultats, peuvent avoir un rôle important dans l'optimisation du fonctionnement du capteur à

transduction électromagnétique, vu qu'un comportement linéaire est toujours recherché pour le fonctionnement des unités de mesure.



(a)



(b)

Fig II. 20. Détermination des zones de sensibilité du capteur EM

II.3.2.2. Simulation de l'influence de l'épaisseur de la membrane :

Dans ce qui suit, on va s'intéresser à l'influence de l'épaisseur de la membrane de silicium sur le comportement du résonateur. La figure (Fig II. 21) montre la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la membrane. Pour ces résultats, on fixe l'épaisseur de la couche d'air 'h' à 3µm.

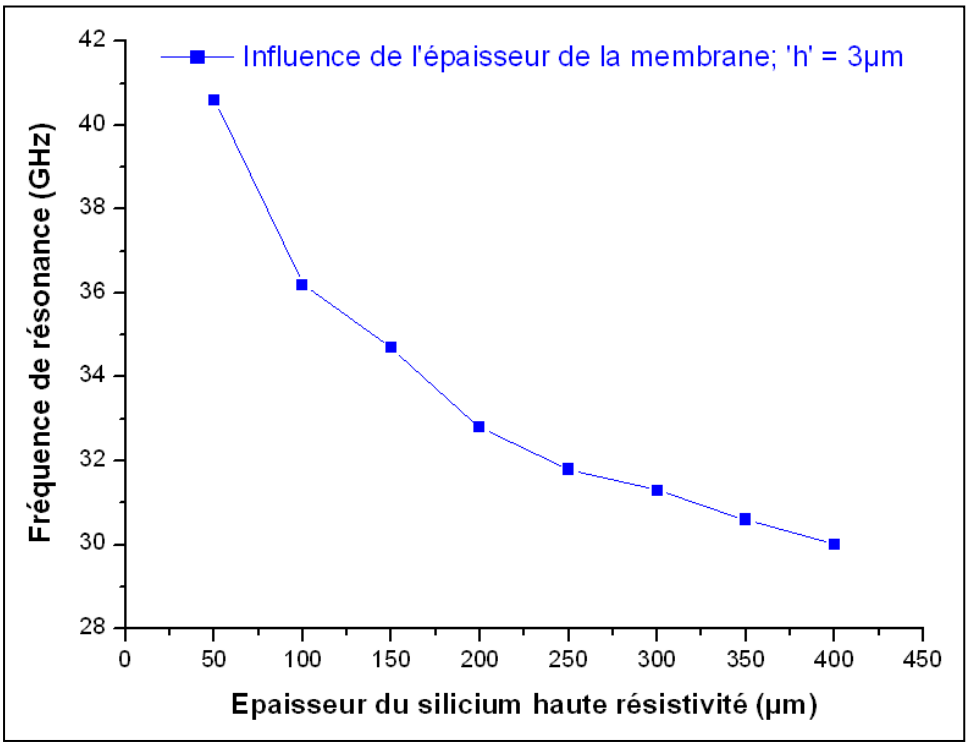
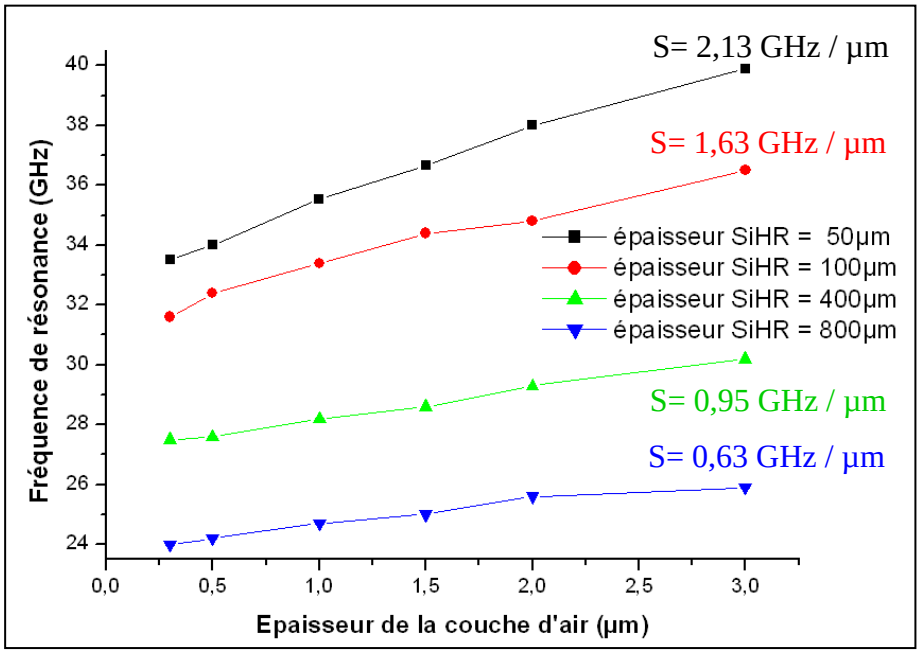


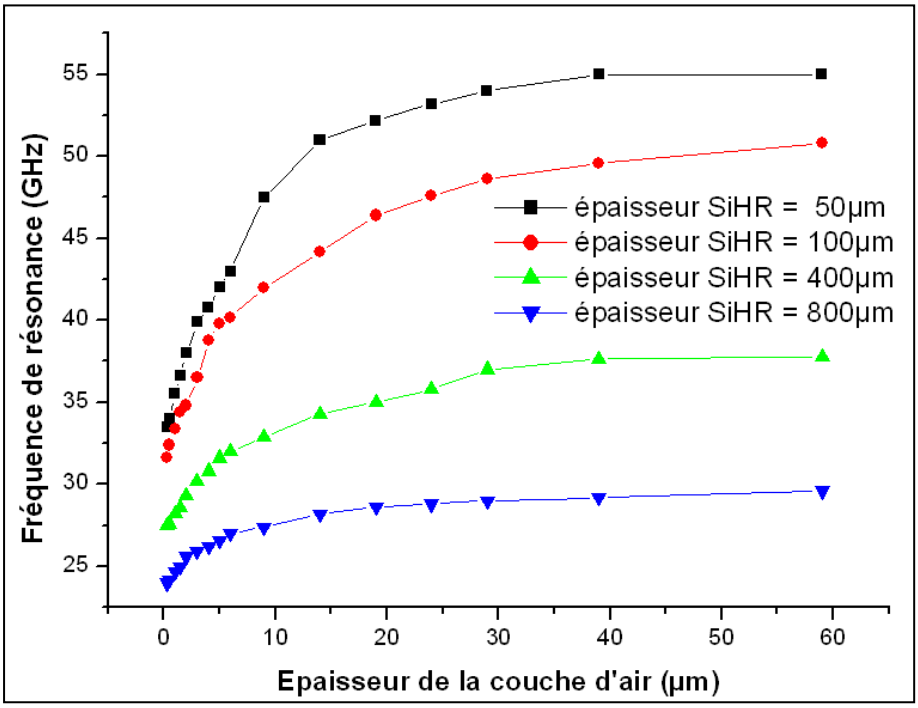
Fig II. 21. Influence de l'épaisseur de la membrane sur la fréquence de résonance du capteur

L'analyse de cette courbe permet de constater que l'épaisseur de la membrane de silicium joue un rôle important dans la définition de la fréquence de fonctionnement du capteur. La variation de la fréquence de résonance est due au changement du milieu de propagation des lignes de champ. L'influence de l'épaisseur de la membrane s'explique du fait de l'interaction de ces ondes électromagnétiques avec le silicium et de leur degré de pénétration dans ce diélectrique. Pour des membranes de faibles épaisseurs, le champ traverse le silicium et repasse en air libre. Ceci explique la diminution de la permittivité effective et l'augmentation de la fréquence de résonance en comparaison avec des capteurs ayant des membranes plus épaisses.

Les figures (Fig II. 22 (*(a)* et *(b)*) présentent une comparaison du comportement fréquentiel de la cellule de mesure, dans les deux zones de fonctionnement, pour différentes épaisseurs de membrane (50µm, 100µm, 400µm et 800µm). D'après ces figures, la cellule avec une épaisseur de membrane de 50µm présente une meilleure dynamique et une meilleure sensibilité que les autres. Ce phénomène peut être expliqué physiquement par le fait qu'il y ait une double discontinuité subit par le champ électromagnétique : une première discontinuité au niveau de la face inférieure de la membrane (face d'encastrement) et une deuxième discontinuité au niveau de la face supérieure et le repassage en air libre. On est en présence d' ondes stationnaires qui perturbent la distribution du champ électromagnétique dans la couche d'air et de ce fait augmentent la sensibilité. La sensibilité ''S'' est nettement réduite dans le cas de la membrane avec 800µm de silicium.



(a)

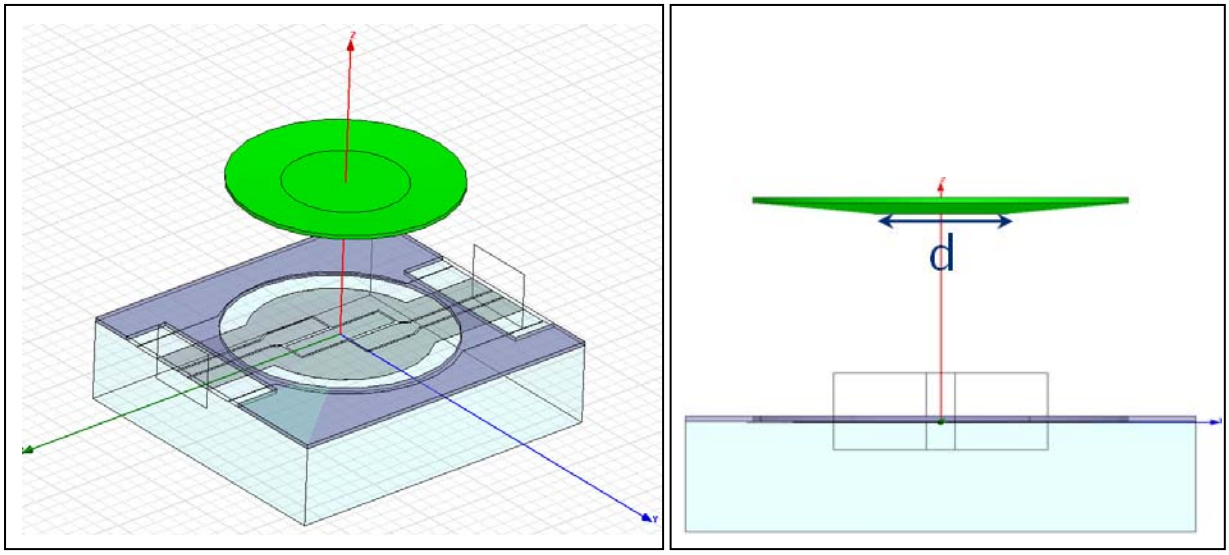


(b)

Fig II. 22. Simulations et comparaisons du fonctionnement de différentes cellules avec différentes épaisseurs de membrane dans les zones de sensibilité (*(a), (b)*)

II.3.3. Cas d'une membrane ayant un profil en forme de cône :

Les résultats trouvés dans la section précédente ont permis de mieux comprendre le phénomène d'interaction qui se produit entre les lignes de champ et la membrane en silicium. Le décalage de la fréquence de résonance a été observé. La variation de la fréquence en fonction de l'épaisseur de la membrane a permis, ensuite, de constater que pour de fines épaisseurs de membrane on arrive à améliorer la sensibilité du capteur à transduction électromagnétique. Du point de vue conception, ce phénomène ajoute un degré de liberté à la conception. Il peut être vu comme un avantage car il donne la possibilité d'atteindre une gamme de pression plus grande. Dans cette partie, on va adopter une structure avec une couche d'air d'épaisseur 'h'= 6µm où la cellule de mesure possède une membrane en silicium ayant une épaisseur de 50µm. Comme le montre la figure (Fig II. 23) cette membrane est formée d'une part, d'une partie fixe qui comprend les accès et les zones d'encastrement avec la cavité en pyrex. Et d'autre part, d'une structure en forme de cône qu'on va faire bouger pour simuler le mouvement d'une membrane au dessus du résonateur. Les paramètres qui dimensionnent le cône sont : le diamètre du disque supérieur, le diamètre du disque inférieur et l'épaisseur du disque. Pour assurer une épaisseur de membrane constante de 50µm, on utilisera une combinaison de deux cônes qui seront superposés. Pour simuler une déformation de membrane, on jouera sur l'épaisseur et le diamètre du disque inférieur du cône. Avec ces deux paramètres, on peut visualiser d'une part l'effet du rapprochement de la membrane sur la fréquence de résonance (en modifiant l'épaisseur) et d'autre part, pour mieux comprendre l'interaction entre le champ électromagnétique et le silicium, on peut analyser l'effet de la variation de la surface de silicium, qui est présentée en regard de la ligne centrale (en modifiant le diamètre du disque inférieur), sur la distribution du champ et donc sur la fréquence de résonance.



(a) *(b)*

Fig II. 23. Structure avec une membrane ayant un profil en forme de cône ; (a): vue en 3D ; (b): vue suivant le plan (YOZ)

La figure (Fig II. 24) illustre la répartition géométrique de la membrane, pour différentes valeurs du diamètre du disque inférieur, au dessus du circuit résonant. On peut y distinguer la surface de silicium mise en regard avec l'élément résonant central.

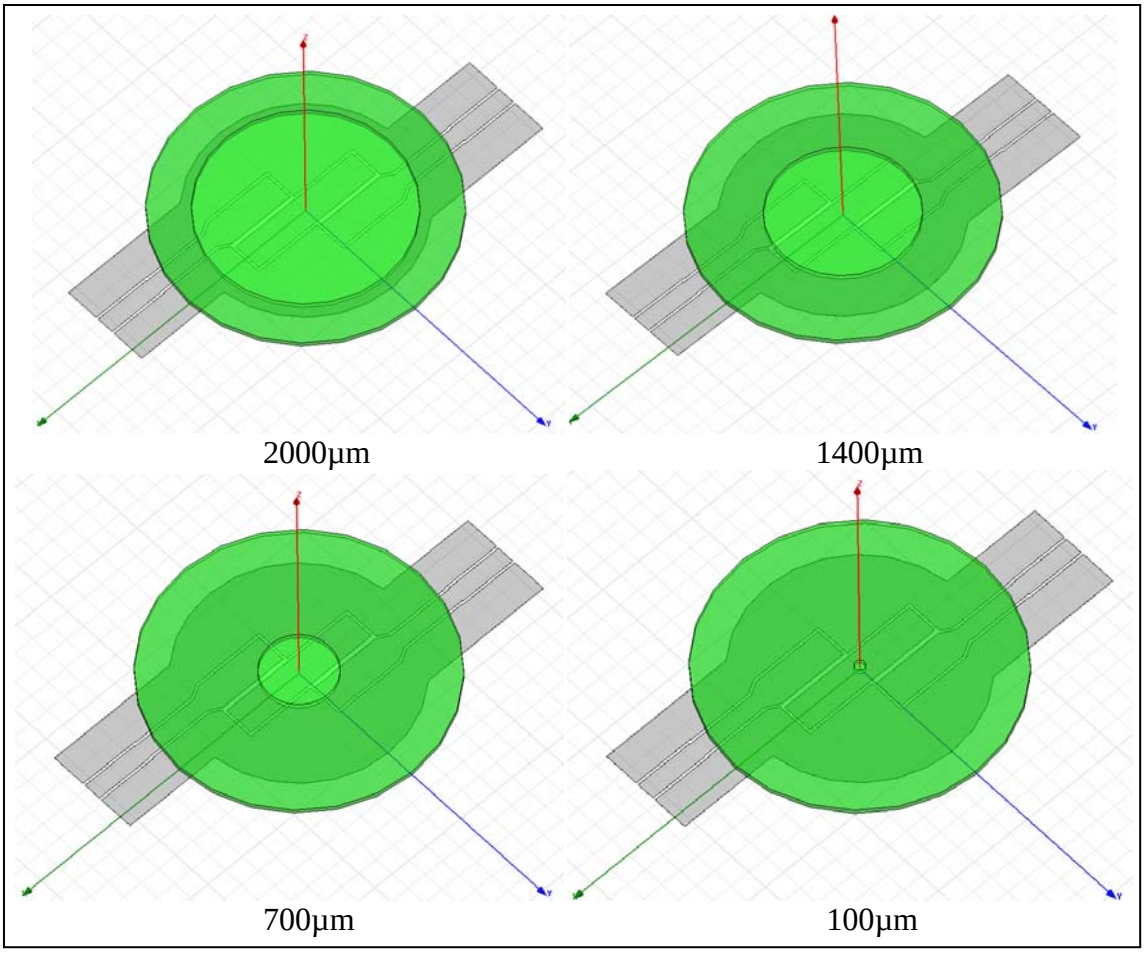


Fig II. 24. Répartition géométrique de la membrane au dessus du circuit résonant pour différentes valeurs du diamètre du disque inférieur du cône

La figure (Fig II. 25) présente une vue en coupe du profil de la membrane pour deux diamètres différents du disque inférieur. Pour la configuration présentée, on a une déflexion maximale au centre de 5,7µm. On peut y distinguer la différence de volume de silicium présente au dessus de la ligne.

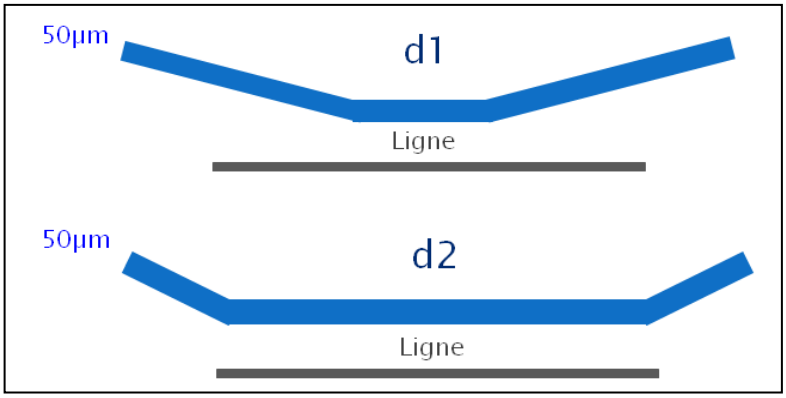


Fig II. 25. Vue en coupe du profil de la membrane pour deux diamètres différents

La structure, telle que présentée dans la figure (Fig II. 23), a été simulée pour différentes valeurs du diamètre 'd' du disque inférieur et pour différentes valeurs de déflexion maximale au centre 'w'. Les résultats de simulations sont présentés dans la figure (Fig II. 26).

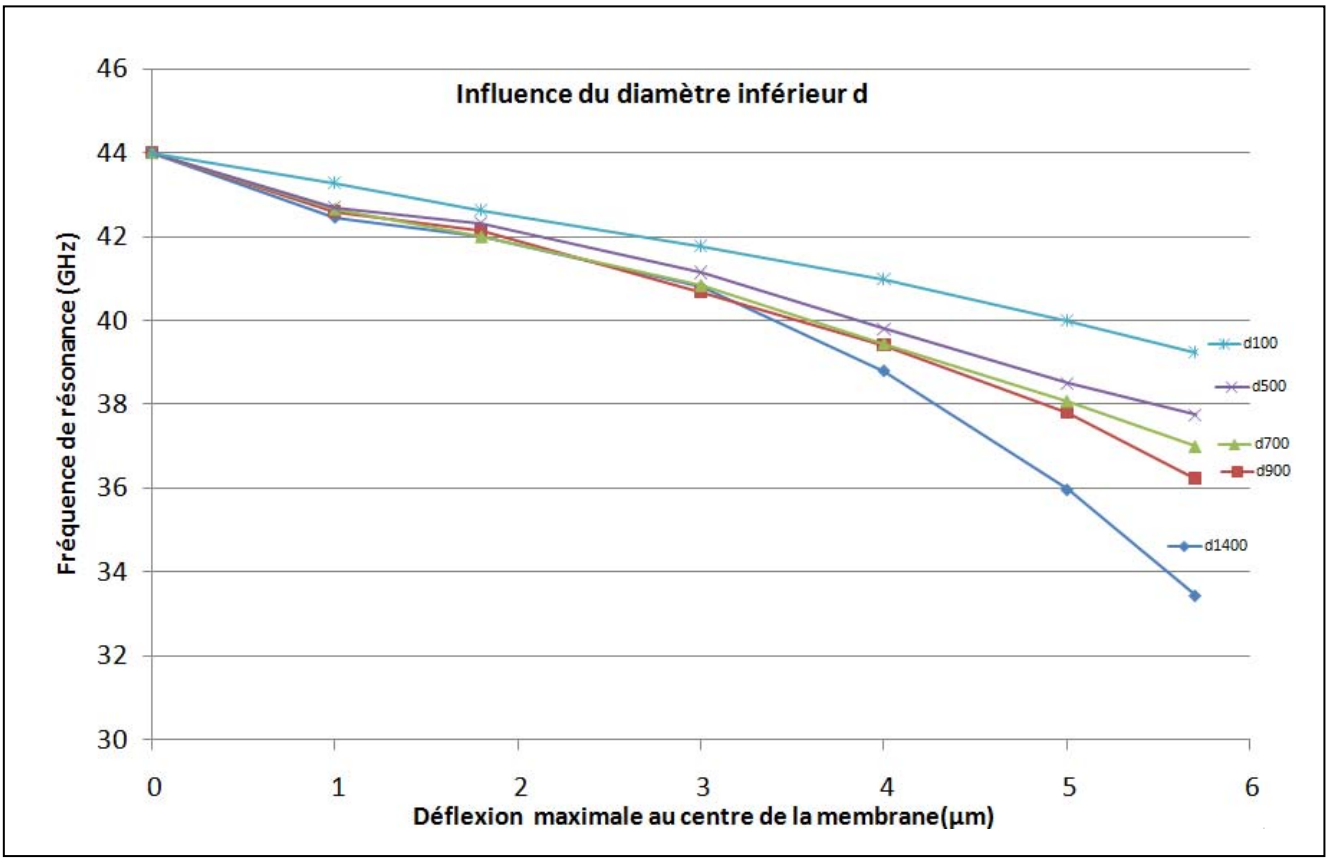


Fig II. 26. Effet du profil de la membrane sur le fonctionnement du capteur EM (pour une membrane d'épaisseur 50µm et une couche d'air de 6µm)

Les résultats présentés en figure (Fig II. 26) sont intéressants à analyser, parce qu'ils permettent de comprendre, encore plus, le phénomène physique qui se produit lorsqu'on rapproche la membrane du résonateur. On peut faire une première constatation : pour des déflexions identiques de membrane, le décalage en fréquence (par rapport au cas où la déflexion est nulle) devient plus important lorsque le résonateur, et plus précisément la ligne centrale, voit plus de matière (silicium). La sensibilité est dans ce cas maximale. L'autre constatation réside dans le fait que pour des diamètres assez grands du disque inférieur (d2800, d2000 et d1400) et pour les mêmes valeurs de déflexion, la fréquence de résonance ne varie quasiment pas. Mais en réduisant le diamètre et à partir d'une certaine valeur (d1200), on observe un changement de la fréquence de résonance et une détérioration de la sensibilité. Le décalage devient plus prononcé pour les grandes valeurs de déflexion. Ce résultat est prévisible et s'explique par le fait que le volume de silicium a tendance à diminuer lorsque le diamètre du disque inférieur diminue. Cette diminution de volume s'accompagne d'une diminution de la permittivité effective et donc d'une augmentation de la fréquence de résonance. On s'est intéressé à visualiser la distribution du champ électrique et du courant surfacique pour deux cellules avec des diamètres pour lesquels on observe un décalage en fréquence. La figure (Fig II. 27) présente les simulations électromagnétiques pour une

déflexion maximale au centre de 4µm et des diamètres ‘d’, du disque inférieur, respectivement de 700µm et 1400µm.

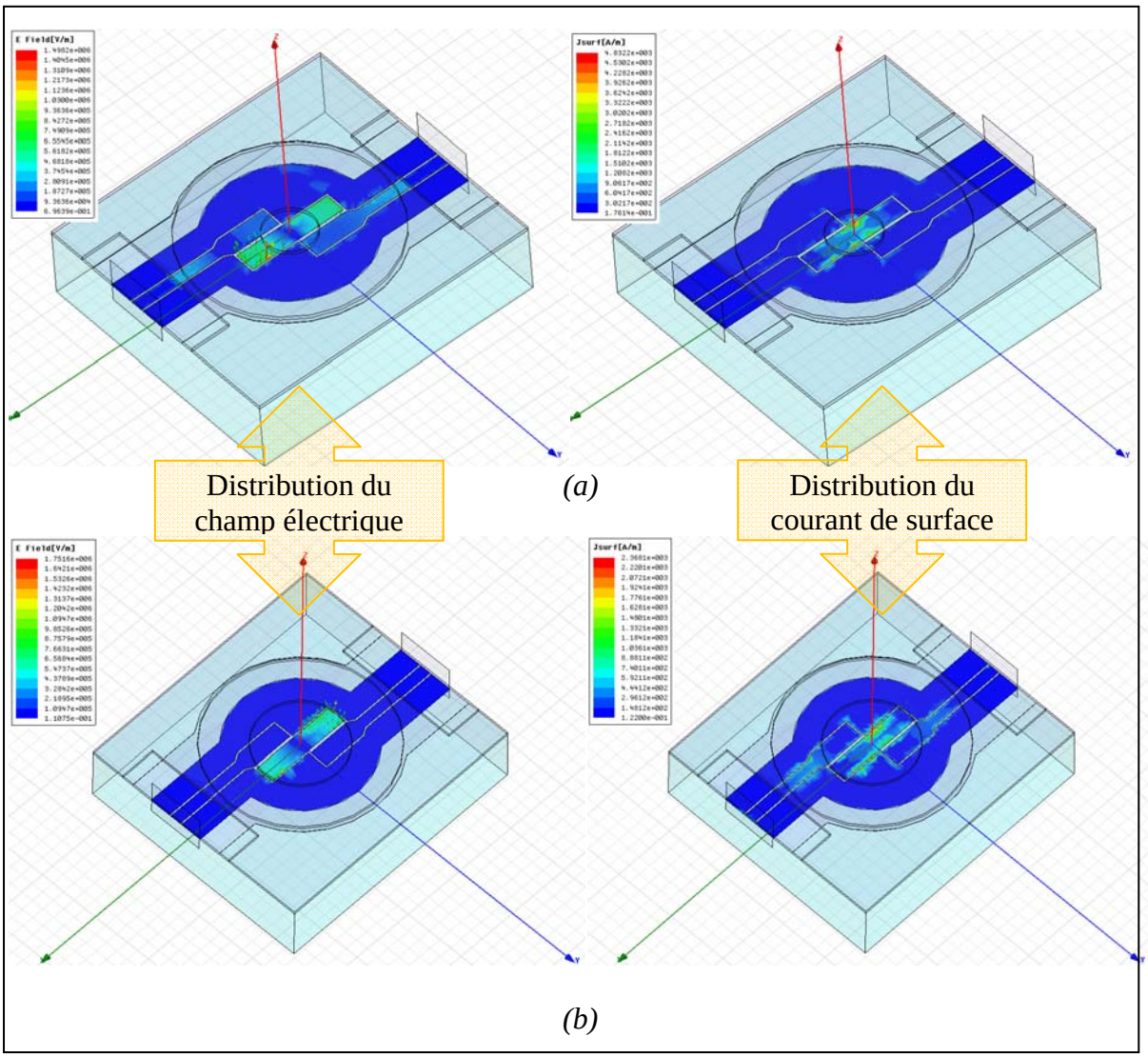


Fig II. 27. Distribution du champ électrique et du courant surfacique à la résonance pour deux capteurs avec une déflexion de membrane de 4µm et des diamètres de : *(a)* 700µm et *(b)* 1400µm

Les résultats de simulation montrent que lors de la résonance, l’interaction entre le champ électrique et le silicium se produit au niveau des extrémités de la ligne centrale. Le diamètre de 1400µm couvre toute la ligne de résonance. En réduisant le diamètre de moitié, on remarque que les lignes de champ se propagent et suivent le silicium vers le milieu de la structure. Le champ ne rencontre pas directement le silicium. Il repasse dans la couche d’air avant d’interagir avec le diélectrique. Donc, le milieu dans lequel se propagent les lignes de champ possède une permittivité effective plus petite que dans le cas d’un diamètre de 1400µm. Ceci explique le décalage de la fréquence de résonance en direction des hautes fréquences et la diminution de la dynamique (Fig II. 26).

Une approche a été tentée, avec des logiciels multiphysiques commerciaux, pour la simulation de capteurs avec une membrane à déflexion réelle. Ces derniers n'ont permis de simuler que des structures de lignes de transmission simples. Lorsqu'on passe au modèle du résonateur choisit pour le capteur EM, on est confronté à des problèmes de simulation. Ces problèmes ne sont pas liés à la mécanique de la structure mais plutôt à l'aspect ''hyperfréquence'' qui n'est pas suffisamment développé sur ce genre de logiciel. On a cherché à importer le profil de déformation de la membrane à partir d'autres logiciels qui modélisent assez bien l'aspect mécanique de la structure. Mais, un autre problème de format et de compatibilité est survenu. De même, le logiciel HFSS n'a pas permis la génération du profil 3D de la membrane.

On a, donc, essayer d'analyser et d'estimer le comportement fréquentiel de l'unité de mesure, en comparant le profil de déformation réelle de la membrane avec les profils de déformation en forme de cônes (Fig II.28). La membrane est circulaire de rayon R = 1400µm. On a pris le cas d'une déflexion maximale au centre de 4µm.

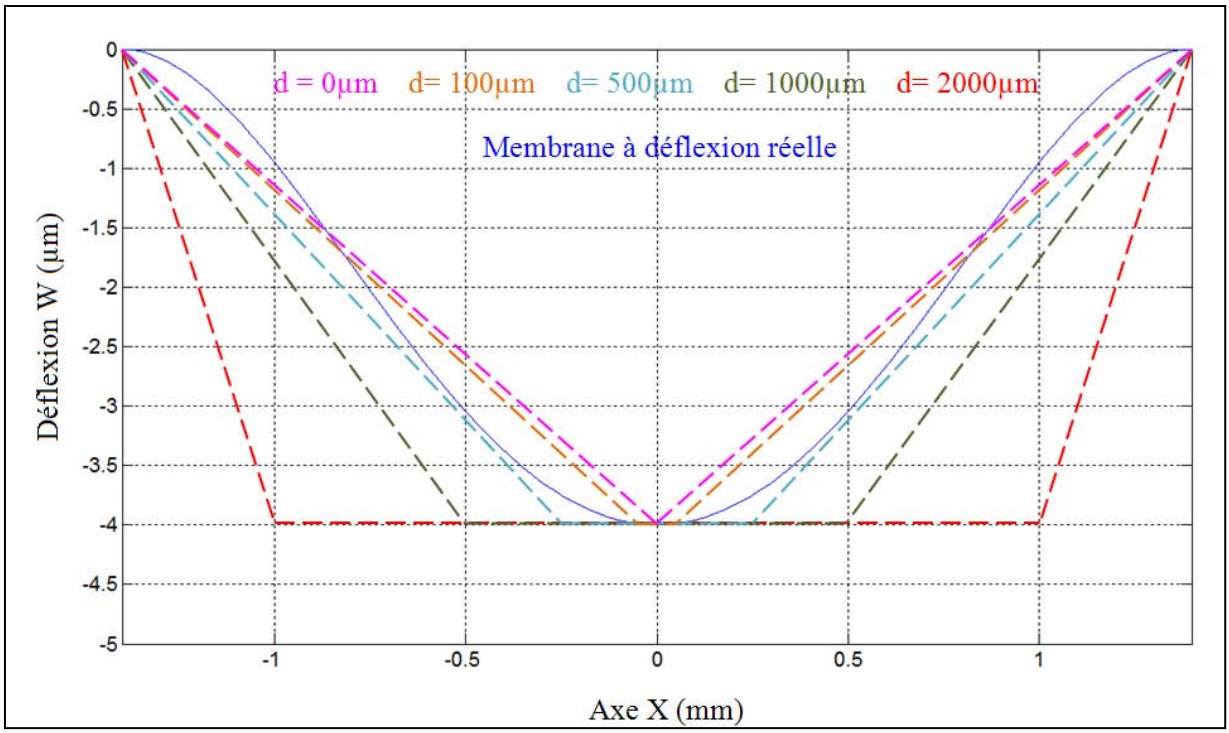


Fig II. 28. Comparaison du profil de déformation de la membrane

En Comparaison avec les autres profils, une déformation réelle de membrane aura des fréquences de résonances simulées qui se rapprocheront du cas où on a des diamètres inférieurs de 'd=500µm' et 'd=100µm'. Ces fréquences de résonance pourraient être plus élevées et ceci s'explique par le fait que dans le cas d'une membrane à déflexion réelle, le profil présente moins de volume de silicium. Donc la permittivité effective sera moins grande.

II.4. Conclusion :

Au cours de ce chapitre on a procédé à une présentation du principe de fonctionnement du capteur de pression à transduction électromagnétique. On a détaillé l'étape de conception du capteur. On a argumenté les choix de fréquence, des matériaux et de technologie du résonateur qu'on a adoptés pour la cellule de mesure. Ensuite, une étude théorique, fondée sur la méthode d'analyse transverse, à été effectuée et vient apporter les premières explications et interprétations du phénomène physique lié au mode de transduction présenté. Après, on s'est intéressé au dimensionnement de l'unité de mesure.

Dans un premier temps, on a traité le côté électromagnétique où l'on a dimensionné les lignes de transmission et le circuit résonateur à lignes couplées quart d'ondes. Dans un deuxième temps, on a établi les propriétés mécaniques de la membrane et on a précisé la gamme de pression atteignable en fonction de l'épaisseur de membrane choisie. La fin du chapitre a été consacrée à l'étape de simulation électromagnétique. On a adopté une approche progressive en deux phases. Lors de la première phase, on a considéré une membrane à déplacement vertical uniforme. Cette phase a permis d'étudier l'influence de l'épaisseur de la membrane sur le fonctionnement du capteur. Une sensibilité simulée de ~1GHz/µm a été obtenue. La deuxième phase, avec un profil de membrane en forme de cône et une épaisseur de 50µm, a permis une meilleure compréhension du principe de transduction EM. La représentation de la distribution du champ a contribué à l'identification des zones d'interaction entre les lignes de champ électromagnétique et le silicium.

Au travers de ce chapitre, on est arrivé à valider par simulation le décalage en fréquence et donc le principe de la transduction électromagnétique. Les simulations effectuées ont permis d'apporter progressivement des éléments de réponse quant au principe de fonctionnement du capteur. Ces étapes de simulation ont dévoilé aussi les limites des outils commerciaux de modélisation et de simulation face à la complexité de la structure étudiée et à son aspect multiphysique. On a rencontré des problèmes d'ordre géométrique liés à l'intersection entre plusieurs matériaux. D'autres problèmes, qu'on a dû résoudre, se rapportent au maillage et la convergence des solutions. Malgré l'éditeur d'équations qu'il propose, HFSS n'a pas permis la modélisation 3D de la membrane à déflexion réelle.

Références

[1] M. M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert, *'Planar Circuits For The Accurate Measurement Of Dielectric Permittivity At Microwave and Millimeter-Wave Frequencies'*, 5èmes Journées Maghreb-Europe sur les Matériaux et leurs Applications aux Dispositifs et Capteurs, (MADICA'2006), Mahdia (Tunisie)

[2] Rainee N. Simons, '*Coplanar Waveguide Circuits, Components, and Systems*', Wiley-Interscience, 2001

[3] Devendra K. Misra, '*Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits*', Wiley Interscience, 2004

[4] Stephen A. Maas, '*The RF and Microwave Circuit Design cookbook* ', Artech House, 1998

[5] Joseph F. White, '*High Frequency Techniques: an introduction to RF and Microwave Engineering*', Wiley-Interscience, 2004

[6] David M. Pozar, '*Microwave engineering, second edition*', John Wiley and sons, 1998

[7] D. Budimir, '*Design of General Filters for Modern Digital Communication Systems*' Microwave Engineering Europe, March 1999, pp 25-36

[8] I.C Hunter, L.Billonet, B. Jarry, P. Guillon, '*Microwave Filters: Applications and Technology*', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March 2002, vol. 50, n° 3, pp 794-8053

[9] D. S. Williams, S. E. Schwarz, '*Design and Performance of Coplanar Waveguide Bandpass Filters*', IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, March 1983, vol 31, n° 7, pp 558-566

[10] Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster, '*Microstrip Filters for RF/Microwave Applications*', Wiley-Interscience, 2004

[11] Sorrentino, R.; Itoh, T. '*Transverse Resonance Analysis Discontinuities of Finline*', Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 12, Dec 1984 Page(s):1633 - 1638

[12] H. Aubert, H. Baudrand, '*L'électromagnétisme par les schémas équivalent*', édition cépaduès, 2003

[13] G. L. Matthei, L. Young, E. M. T. Jones, '*Microwave Filters, Impedance-Matching Networks, and Coupling Structures*', Artech House, Dedham MA, 1980

[14] A. Boukabache, Ph. Menini, P. Pons, '*Microcapteurs de pression'*, Techniques de l'ingénieur, Traité électronique, R 2 070 -1/ R 2 070 -9.

[15] http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/

[16] Jianming Jin, '*The Finite Element Method in Electromagnetics*', 2nd Edition, Wiley-IEEE Press, May 2002

III. Fabrication et caractérisation du capteur à transduction EM

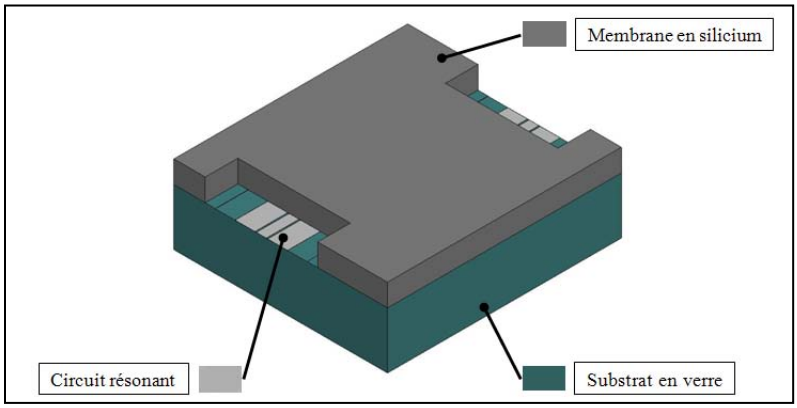
III. Fabrication et caractérisation du capteur à transduction EM 69
III.1. Introduction : 71
III.2. Fabrication : 71
III.2.1. Réalisation des masques : 72
III.2.2. Gravure humide du pyrex : 74
III.2.3. Dépôt et structuration des lignes : 77
III.2.4. Gravure RIE du Silicium haute résistivité: 80
III.2.5. Assemblage Pyrex/Silicium: 83
III.2.6. Discrétisation et libération des cellules de mesure: 84
III.3. Description des Bancs de test : 89
III.3.1. Banc de test RF : 89
III.3.2. Banc de test en pression (PPM) : 90
III.4. Déplacement vertical uniforme de la membrane : 95
III.4.1. Rappel : 95
III.4.2. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour un Gap d'air (h=3µm) : 95
III.4.3. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour différentes épaisseurs de la couche d'air : 96
III.5. Membrane avec déflexion réelle : 99
III.5.1. Les résultats de mesures : 99
III.6. Conclusion : 101

III.1. Introduction :

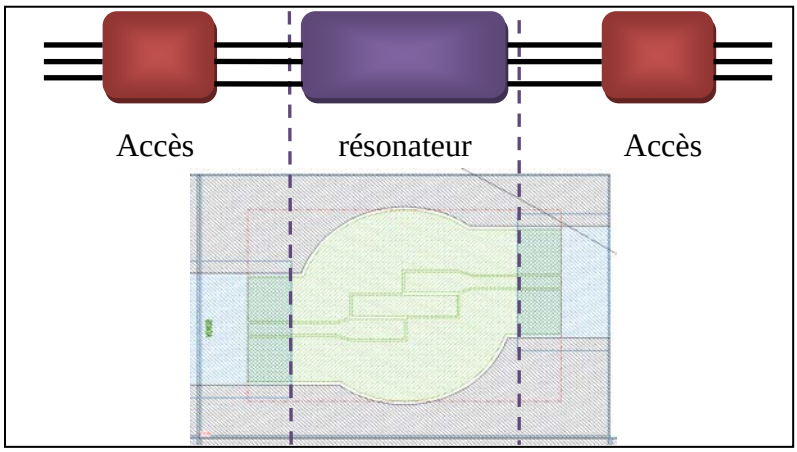
Ce chapitre est consacré aux étapes de fabrication et de caractérisation du capteur à transduction électromagnétique. Dans un premier temps, on passera en revue les étapes technologiques nécessaires pour la réalisation des cellules de mesure. Deux types de structures seront réalisés : des structures avec différentes profondeurs de cavité (pour simuler le déplacement uniforme de la membrane) et des structures avec membrane actionnable. Ensuite, on procédera à une description des bancs de mesure qui serviront à la caractérisation RF et à la caractérisation en pression des microcapteurs. Enfin, on présentera les résultats de mesure obtenus sur des structures avec des membranes à déplacement uniforme (400 µm) et avec des membranes à déformation réelle (50 µm). Des comparaisons entre les résultats de simulation et de mesure seront développées.

III.2. Fabrication :

La figure (Fig III. 1) présente une vue 3D du capteur à transduction électromagnétique qu'il faut réaliser. Un rappel concernant la forme géométrique de la cellule de mesure est aussi présenté.



(a)



(b)

Fig III. 1. *(a)* Vue 3D de la structure; *(b)* Les différents éléments du circuit résonant

Pour la fabrication de ce capteur de pression, on a adopté le même procédé technologique qu'utilisé d'habitude pour fabriquer des capteurs capacitifs **[1]-[14]**.

III.2.1. Réalisation des masques [15]:

Dans un premier temps, on fabrique les masques en chrome utilisés durant les différentes étapes du procédé. Le masque est constitué d'une plaque de verre ou de quartz métallisée au chrome. Les formes géométriques en chrome définissent les dimensions des dispositifs à réaliser. La fabrication nécessite un jeu de trois masques. Ces derniers sont dessinés par l'intermédiaire du logiciel Cléwin. Le masque complet consiste en une répétition des cellules (composants, motifs d'alignements, chemin de découpe) selon une cartographie bien définie. La figure (Fig III. 2**)** montre le résultat final : une superposition des trois différents masques.

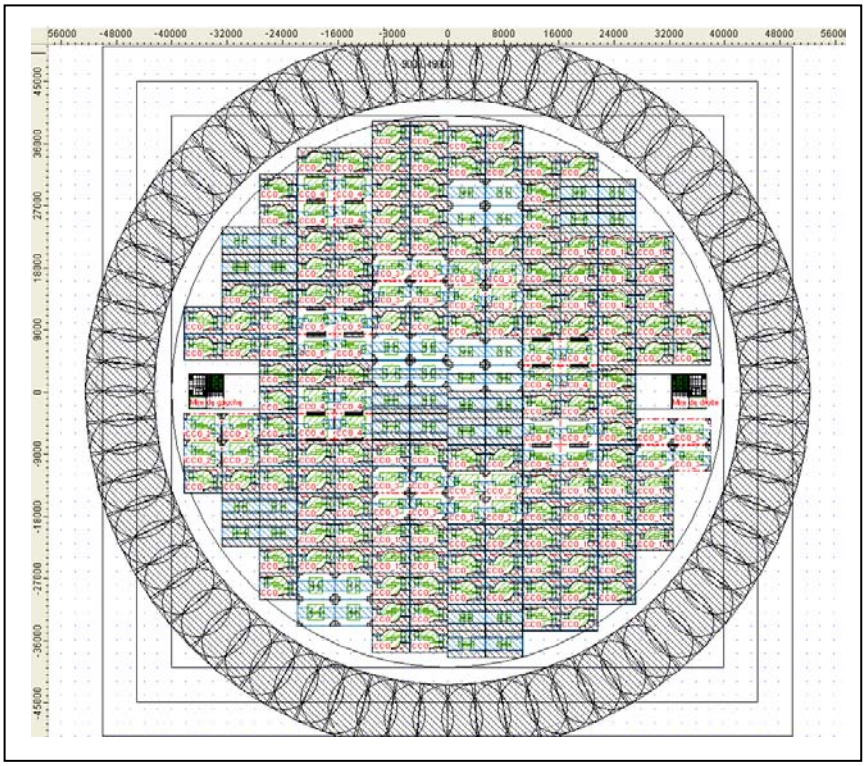
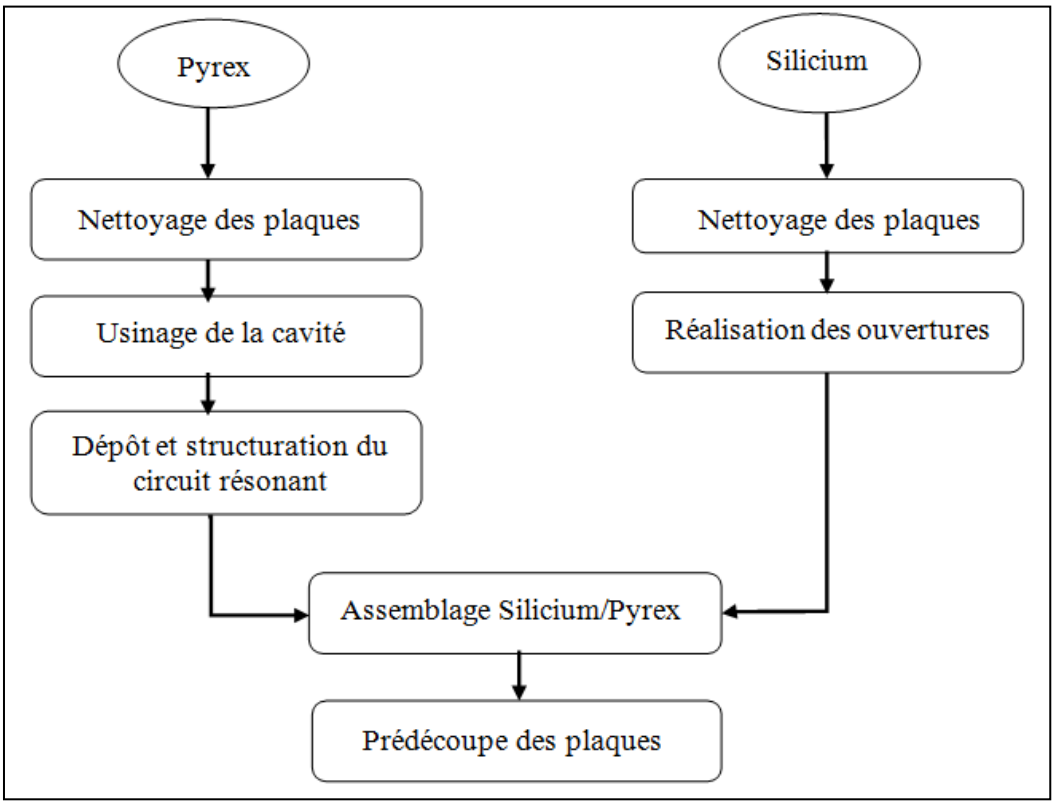
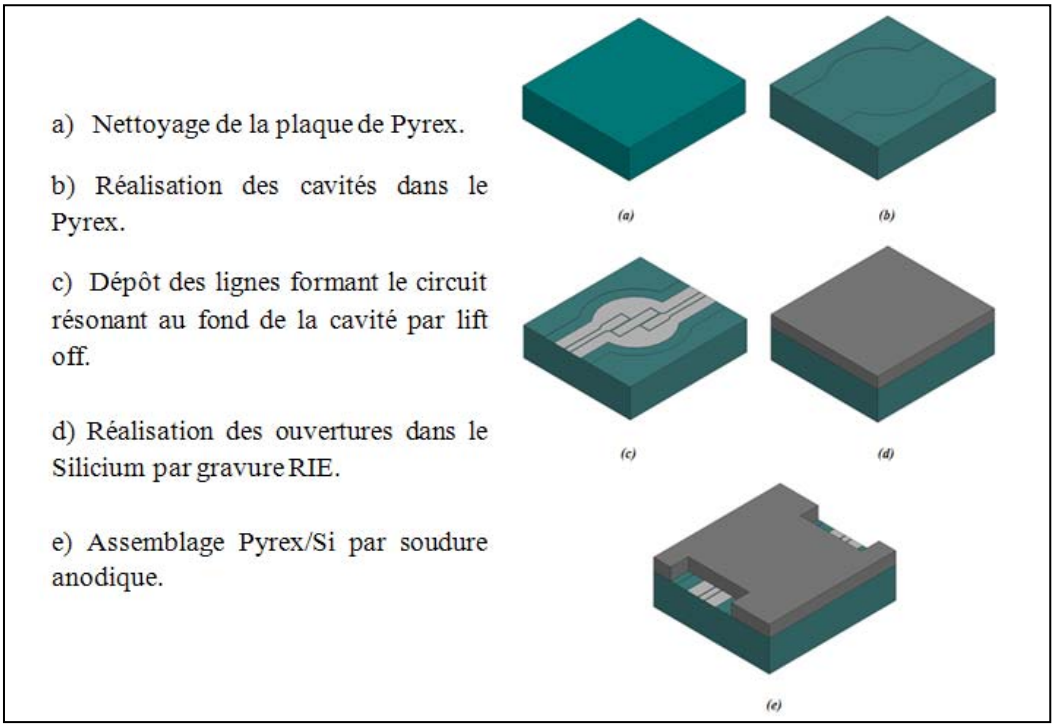


Fig III. 2. Masques de la plaquette à réaliser

Une fois les masques préparés, les étapes de fabrication continuent en respectant le schéma synoptique donné par la figure (Fig III. 3(a)). Un descriptif de ces étapes est donnée dans la figure (Fig III. 3(b))



(a)



(b)

Fig III. 3. *(a)* Schéma synoptique du procédé de réalisation des cellules de mesure ; *(b)* Bref descriptif des étapes technologiques

Dans ce qui va suivre, on va décrire, avec plus de détails, chacune de ces étapes.

III.2.2. Gravure humide du pyrex :

Le substrat de Pyrex **[16]-[17]** est usiné pour réaliser les cavités dans lesquelles on placera le résonateur à lignes couplées quart d'ondes. La première étape consiste à nettoyer les plaques vierges avec du Teepol. Ensuite, les plaques sont rincées et plongées dans un bain de trichloréthylène puis dans un bain d'acétone. Enfin, un étuvage à 200°C pendant 30 minutes est nécessaire avant le dépôt du masquage pour la gravure. Le matériau de masquage utilisé pour ces attaques est constitué par 0,5 µm d'or et 0,04 µm de chrome comme couche accrochage. Après avoir déposé la couche Cr/Au, la résine utilisée est l'AZ 5214 d'épaisseur 2,7µm. On l'utilise comme résine négative (c'est-à-dire avec une phase d'inversion) car les zones à graver (dans notre cas ce sont les cavités) sont opaques sur le masque. Vu que la résine sera déposée sur l'or et sur toute la surface de la plaquette, il n'est pas nécessaire de faire un dépôt d'HMDS (Promoteur d'adhérence) car la résine adhère bien sur les métaux. Le tableau (Tab.III.1**)** donne les conditions de dépôt et d'attaque du masque Cr/Au. La figure (Fig III. 4**)**, montre l'étape de réalisation de la cavité.

Etape	**Conditions**		
Enduction AZ 5214	Vitesse (tr/min)	Accélération (tr/min/sec)	Temps (sec)
Epaisseur = 2,7 µm	1000	5000	30
Précuit	105°C pendant 55 sec		
Insolation + **Recuit d'inversion** + **Insolation pleine plaque**	Insolation de l'AZ 5214 + 110°C pendant 55 sec + Insolation pleine plaque		
Développement	AZ Developper (1/1) à température ambiante		
Post recuit final	105°C pendant 30 sec		
Gravure d'Au	KI + I2 + H2O Température ambiante pendant 25 sec		
Gravure du chrome	Microform Chromium Etchant V Température ambiante pendant 25 sec		
Gravure humide du verre	HF dilué à 2,5 %		

Elimination d'Au	KI + I2 + H2O
Elimination du chrome	Microform Chromium Etchant V

Tab III. 1. Conditions de dépôt de résine et d'attaque du masque Cr/Au pour la gravure du pyrex

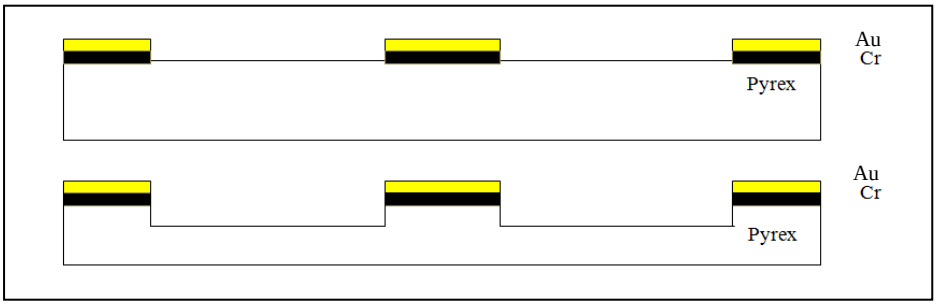


Fig III. 4. Réalisation de la cavité

La gravure est réalisée par attaque chimique en phase liquide, dans un bain d'acide fluorhydrique dilué à 2.5 % ou à 12,5. Les paramètres de gravure sont donnés dans le tableau (Tab III.2).

Gravure humide du verre	**HF (2,5%)**	**HF (12,5%)**
Concentration	HF(50%) + eau DI 1 : 19	HF(50%) + eau DI 1 : 3
Vitesse d'attaque	650 Å/min	5600 Å/min
Température	Ambiante	

Tab III. 2. Paramètres de gravure du Pyrex par du HF dilué à 2,5% et 12,5%

Un profilométre mécanique de type KLA-Tencor a été utilisé afin de mesurer les profondeurs des cavités gravées. La mesure de la marche est assez simple. Un balayage avec un stylet entre la zone gravée et protégée permet de mesurer l'épaisseur.
Le tableau (Tab III.3) donne les uniformités de gravure obtenues pour les deux bains d'HF pour des profondeurs gravées identiques voisines de 4,2 µm. La valeur donnée est la moyenne obtenue sur un grand nombre de cavités gravées.

Gravure humide du verre	**HF (2,5%)**	**HF (12,5%)**
Uniformité (écart type normalisé)	< 2%	< 4%

Tab III. 3. Uniformité de la vitesse de gravure du pyrex

Le bain à 2,5% permet d'améliorer l'uniformité de gravure d'un facteur 2 environ mais en divisant la vitesse de gravure par un facteur 9. Pour la fabrication des capteurs, le bain à (2,5%) sera utilisé vu que les cavités à réaliser sont de l'ordre de quelques micromètres.
Les rugosités obtenues avant et après gravure sont données dans le tableau (Tab III.4). Sur les plaques traitées, il a été constaté que la gravure à l'HF détériore peu la qualité de la surface initiale du Pyrex et ce quelle que soit la solution utilisée.

Paramètres	**Valeurs (mm)**		
	Verre non usiné	**Verre usiné (HF 2,5%)**	**Verre usiné (HF 12,5%)**
Ru(Rugosité)	0,35	0,52	0,47
Max Ru	0,49	0,61	0,61
Rq (RMS)	0,45	0,65	0,61
Rp(Peak)	**1,56**	**2,13**	**2,21**
Rt(peak/valley)	3,36	3,82	4,17

Tab III. 4. Différents paramètres concernant la rugosité du Pyrex obtenue avant et après gravure (avec les deux concentrations d'HF)

Dans le tableau (Tab III.5), on procède à une comparaison entre les valeurs estimées et mesurées après gravure humide. La différence s'explique par une variation de température ambiante, des bains de gravure ou bien une légère variation des concentrations.

Temps	**Attendu (µm)**	**Mesure Tencor (µm)**
42'30''	3	3,30
61'54''	4	4,40
70'45'	5	5,25

Tab III. 5. Comparaison entre les hauteurs de cavités fixées et mesurées

III.2.3. Dépôt et structuration des lignes :

La principale technique de dépôt de l'aluminium est le dépôt par évaporation sous vide. Les dépôts d'Al sont sélectifs et se font au travers d'un masque de résine qui doit avoir à peu près trois fois l'épaisseur des lignes à réaliser (AZ 5214 ou AZ 1529 de ~3µm d'épaisseur) et ce par 'Lift-off '.
Le dépôt par évaporation est une technique qui consiste à bombarder et à évaporer le matériau à déposer grâce à un faisceau d'électrons. Les atomes vaporisés se propagent ensuite dans l'enceinte et se condensent sur les substrats. Ces derniers sont portés sur un dispositif planétaire ou sphérique, mis en rotation afin de garantir une bonne uniformité des dépôts. Le procédé retenu pour la réalisation du Liftoff **[18]** repose sur l'utilisation d'une couche de résine en AZ5214 (Fig. III.5). L'épaisseur de cette couche de résine est de 2,7µm et reste ainsi suffisante pour déposer le métal en respectant la condition du '' lift-off ''.

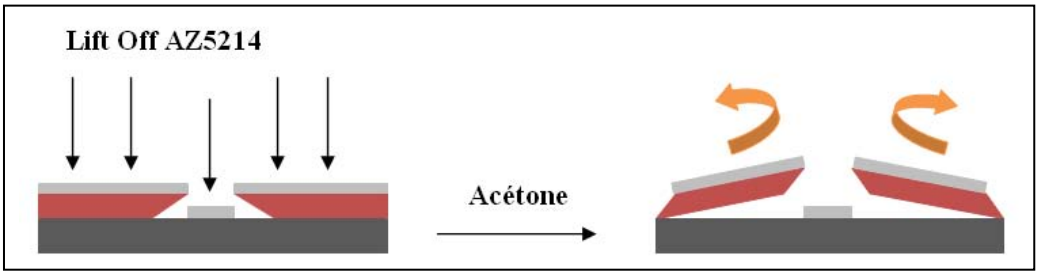


Fig III. 5. Réalisation des lignes par lift-off

Le Lift-off est réalisé selon les conditions du Tableau (Tab III.6). Pour la réalisation des conducteurs, on s'est fixé une épaisseur de 1µm. Les motifs des lignes sont opaques sur le masque.

Etape	**Conditions**		
Dépôt d'HMDS à l'étuve	Programme1		
Enduction AZ 5214	Vitesse (tr/min)	Accélération (tr/min/sec)	Temps (sec)
Epaisseur = 2,7 µm	1000	5000	30
Précuit	105°C pendant 55 sec		
Insolation + **Recuit d'inversion** + **Insolation pleine plaque**	Insolation de l'AZ 5214 + 110°C pendant 55 sec + Insolation pleine plaque		

Développement	AZ Developper (1/1) à température ambiante
Post recuit final	105°C pendant 30 sec
Dépôt d'aluminium	Par évaporation (1µm)
Elimination de la résine et de l'aluminium du lift off	Acétone au bain d'ultra son

Tab III. 6. Conditions de dépôt des lignes résonantes par lift-off

La figure (Fig III. 6**)** montre le dépôt des lignes dans la cavité en pyrex.

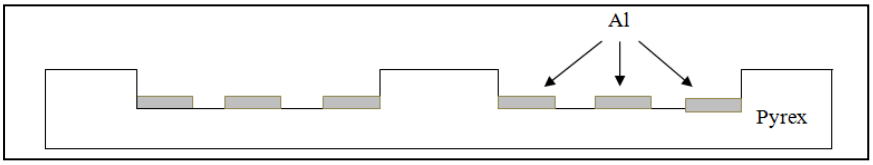


Fig III. 6. Dépôt du métal

Au LAAS, les étapes d'enduction et d'insolation peuvent être réalisées ou bien manuellement (Fig III. 7) ou bien en étant assisté de façon automatique par des machines telles que l'EVG 620 (Fig III. 8).

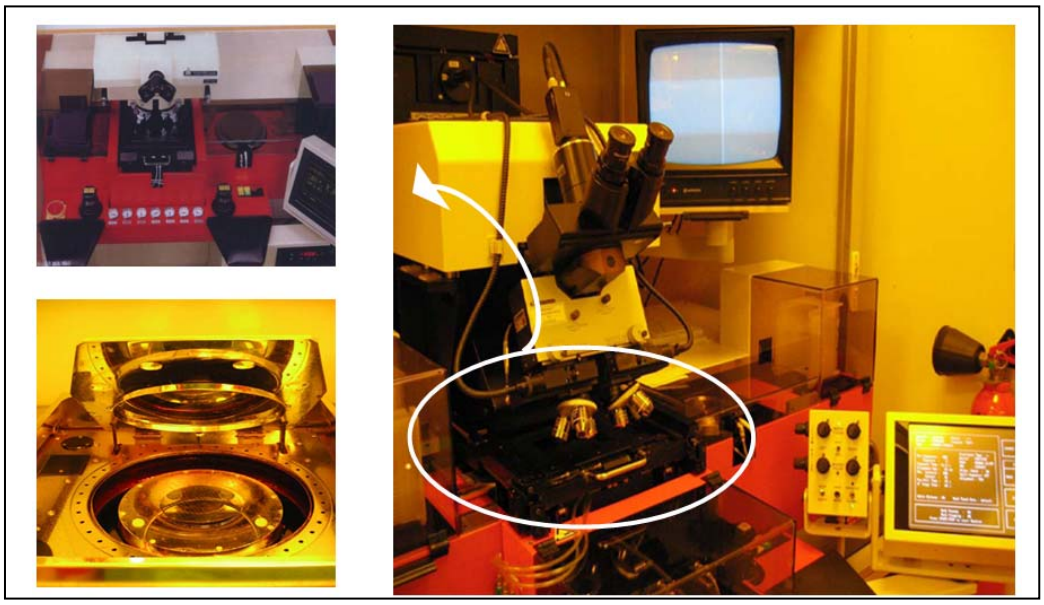


Fig III. 7. Tournette pour enduction manuelle (à gauche en bas), Machine pour insolation par proximité, par contact :MA 150 [19]

La MA 150 est une machine semi automatique permettant un alignement par le méplat du substrat à 20µm près. Elle permet aussi : l'exposition en chambre à vide (en contact et en proximité), une insolation alternée et la possibilité d'un alignement double face.

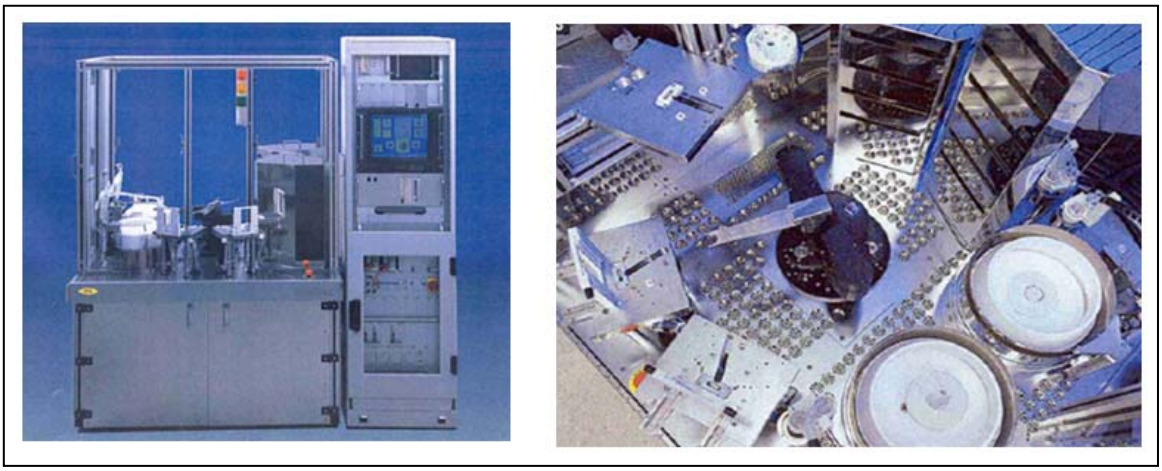


Fig III. 8. Machine d'enduction et de développement de résine automatique (EVG 620)

Le profilométre optique est une technique de caractérisation non destructive vu que la mesure s'effectue sans application de charges. Elle permet ainsi de réaliser les mesures sur des structures fragiles de types membranes, poutres, anneaux…

Le profilométre optique est utilisé pour :

- Mesurer des hauteurs de marche allant de quelques nanomètres jusqu'à 1mm. Par exemple, cette méthode a été utilisée pour contrôler et mesurer la profondeur des cavités du silicium supérieure à 300µm. Cependant, la mesure des marches peut présenter des anomalies lorsque le film est transparent.
- Mesurer sans contact des déformations 3D de structures mobiles (vibration) ou statiques (pression), et réaliser des topographies de surfaces.
- Calculer la rugosité en surface de l'échantillon.

Le profil 3D est obtenu en scannant verticalement l'objectif et en redessinant les iso-altitudes en fonction de l'altitude. La résolution verticale de ce mode est voisine de 5nm. La résolution latérale dans les axes (Ox, Oy) est conditionnée par les objectifs utilisés (de 2,5X à 100X). Elle varie de 4,7 à 0,3µm. La figure **(**Fig III. 9**)** donne des mesures réalisées au profilomètre optique de la cellule après la phase de dépôt des lignes.

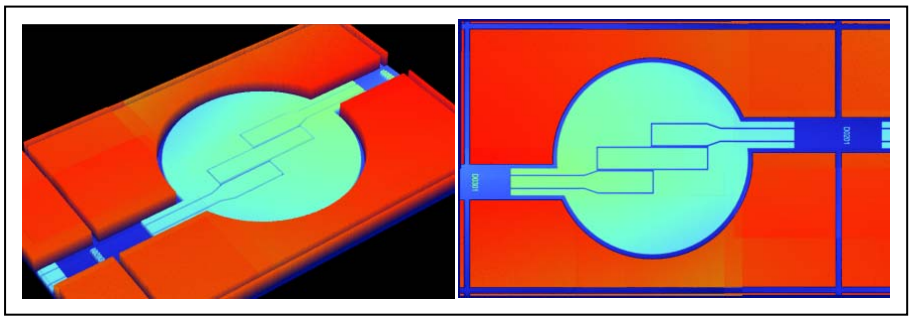


Fig III. 9. Profil 3D des premiers prototypes de la cellule de mesure

La figure **(**Fig III. 10**)** montre une plaque de Pyrex sur laquelle on a gravé les cavités et on a déposé les circuits résonants.

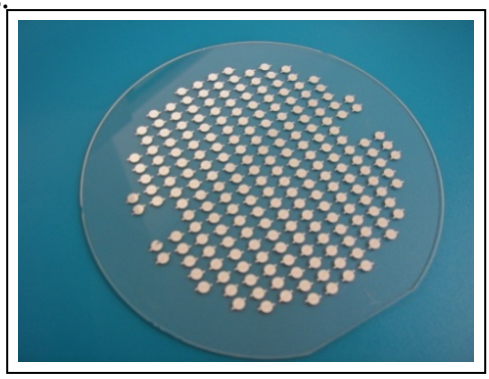


Fig III. 10. Plaque de Pyrex avec des circuits résonants déposés dans des cavités gravées

III.2.4. Gravure RIE du Silicium haute résistivité:

On passe maintenant au silicium haute résistivité. Les plaquettes de silicium doivent être nettoyées en effectuant un cycle de nettoyage RCA. Ce nettoyage utilisé généralement lors de la fabrication de structures MOS, permet d'éliminer les charges organiques et métalliques présentes à la surface du silicium. L'effet de la présence des charges est lié à la dégradation de la résistivité du silicium, et donc à l'augmentation des pertes diélectriques. On a opté pour une gravure sèche du silicium à cause du profil à flanc droit qu'on obtient avec cette technique. Ce profil est souhaité pour ne pas gêner le positionnement des pointes de mesures hyperfréquences lors de la phase de caractérisation.

La gravure sèche du silicium DRIE (Deep Reactive Ions Etching) s'est développée au début des années quatre vingt dix pour remplacer les techniques de gravure humide corrosive et contaminatrice, et pour répondre aux demandes de miniaturisation des circuits **[20]-[23]**. Le principe consiste à créer un plasma de haute densité dans un milieu à basse pression, et à diriger ensuite les ions et radicaux issus de ce plasma vers la surface à usiner. Les espèces volatilisées sont ensuite évacuées du système par pompage (Fig III. 11).

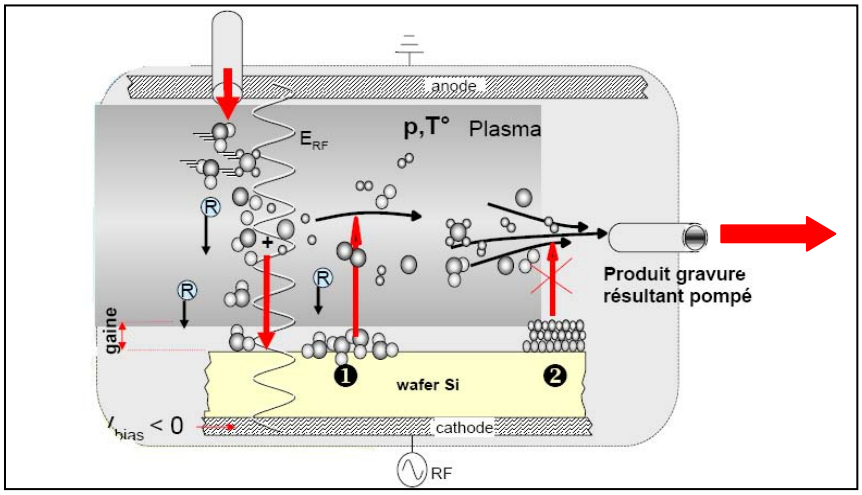


Fig III. 11. Principe de la gravure RIE

Le tableau (Tab III.7) résume les différentes étapes de la gravure RIE.

Etape	Formation plasma	Gravure
1.	Arrivée des gaz	Réactions de surface
2.	Collisions électrons gaz	Bombardement ionique
3.	Formation radicaux et ions	Désorption produits de réactions
4.	Adsorption en surface du wafer	Pompage des produits volatils

Tab III. 7. Les étapes de gravure RIE

Le tableau (Tab III.8) présente les conditions de gravure RIE du silicium.

Gravure RIE du SiHR	Gaz	Puissance	Pression	Vbias	Température	Vitesse d'attaque
	SF6	800W	30 m Torr	100V	20°c	2,8 à 3 µm/min

Tab III. 8. Conditions de gravure RIE du Si

Afin de garantir un aspect anisotrope et une gravure profonde rapide, le principe de base repose sur l'utilisation d'une phase de passivation et de gravure. La phase de passivation consiste à déposer isotropiquement une couche qui inhibe le bombardement ionique sur les parois latérales de l'ouverture. La phase de gravure élimine successivement la couche de passivation puis le silicium sur le plan horizontal. Le principe de la méthode est illustré sur la figure **(**Fig III. 12**)**.

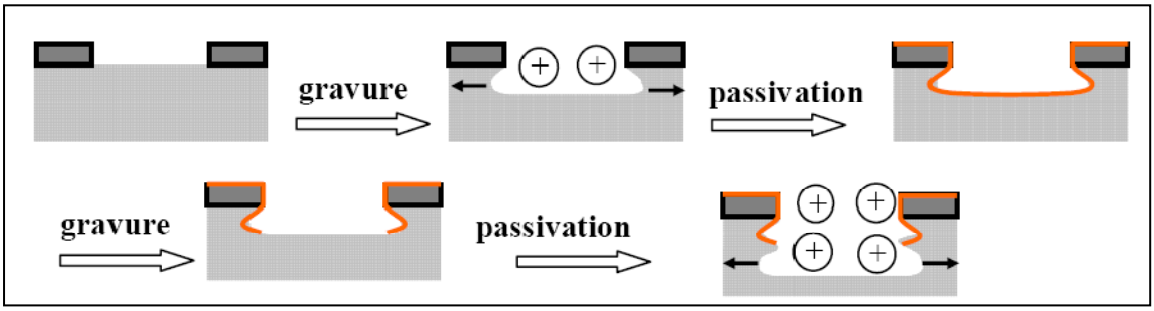


Fig III. 12. Principe de la gravure DRIE

Ainsi, la directionnalité du bombardement ionique et l'inhibition de la gravure latérale conduit à une gravure fortement anisotrope et qui ne dépend pas des plans cristallographiques. Les ouvertures du masque de photolithographie correspondent directement à la forme et aux dimensions des accès pour la mesure hyperfréquence. La figure **(**Fig III. 13**)** montre le profil rugueux des murs de silicium obtenu par le procédé décrit ci-dessus.

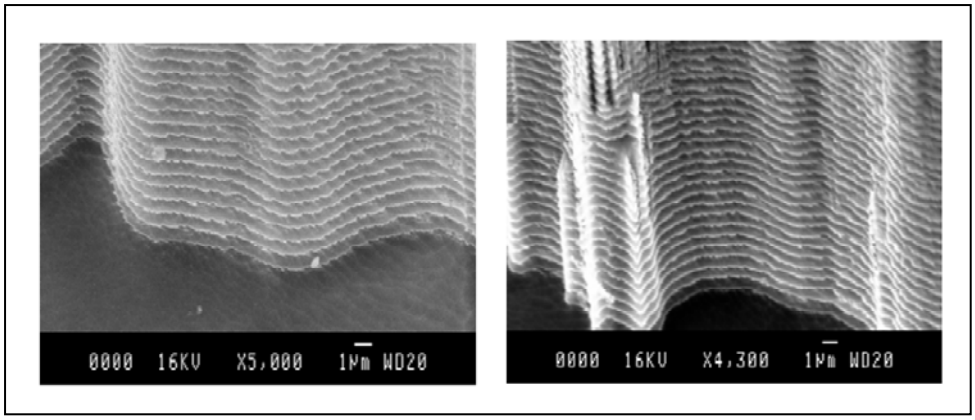


Fig III. 13. Rugosité des plans de gravure DRIE [24]

La figure (Fig III. 14) montre des photos de l'enceinte de gravure RIE ainsi que l'écran de contrôle.

Fig III. 14. Machine de gravure RIE (coté salle blanche) et l'écran de contrôle process

La figure **(**Fig III. 15**)** montre une photo de la plaque de silicium après gravure RIE. Les ouvertures, réalisées dans 400 µm d'épaisseur, présentent une bonne précision de gravure et un profil droit.

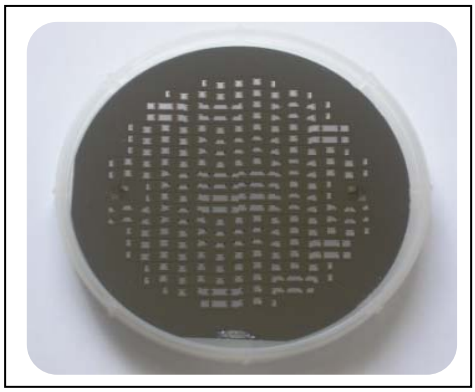


Fig III. 15. Plaquette de SiHR après gravure RIE

III.2.5. Assemblage Pyrex/Silicium:

Pour former le capteur de pression, il faut assembler les deux plaques (SiHR et verre) (Fig III. 16). L'assemblage devant être résistant mécaniquement, étanche et durable dans le temps,on choisit de procéder à une soudure thermoélectrique **[25]-[30]**. Cette méthode permet d'assurer l'assemblage des deux plaques à des températures peu élevées (≤400 ºC), en appliquant une tension continue de l'ordre de 600V entre les deux matériaux dans une atmosphère à pression contrôlée. Les conditions expérimentales utilisées sont regroupées dans le tableau (Tab III.9).

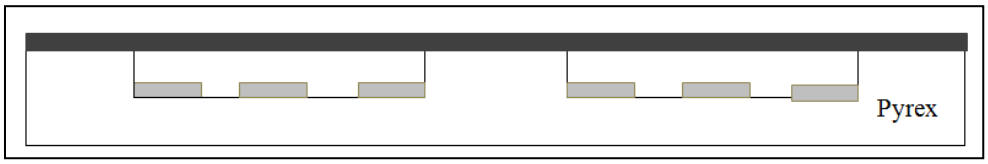


Fig III. 16. Assemblage Si / Pyrex

Atmosphère	Vide
Pression	10^(-4)
Tension	600 V
Température	370°c

Tab III. 9. Conditions expérimentales de l'assemblage Si /Pyrex

La procédure d'assemblage a été réalisée, au sein de la salle blanche du LAAS, à l'aide de l'AML. Un préalignement a été effectué pour cette phase. Cette machine permet de faire des soudures Verre/Silicium avec des platines molybdènes. Les propriétés de l'AML sont regroupées dans le tableau (Tab III.10).

Vide pression	Vide limite 2x10^(-6) mbar
	Pressurisation : 1bar
Température	Contrôle des rampes de montée et descente (±1°c), uniformité (±2°c)
	450°c sous vide – 375°c en surpression
Alignement	±2,5µm en visible
	±10µm en IR
	Mires symétriques sur le substrat, Distance 67mm ± 5mm
Haute tension	Jusqu'à 2500V
Procédés	En température
	Sous vide
	En surpression

Tab III. 10. Propriétés de l'AML

La figure **(**Fig III. 17**)** présente l'appareil de soudure AML utilisé dans la phase de soudure anodique.

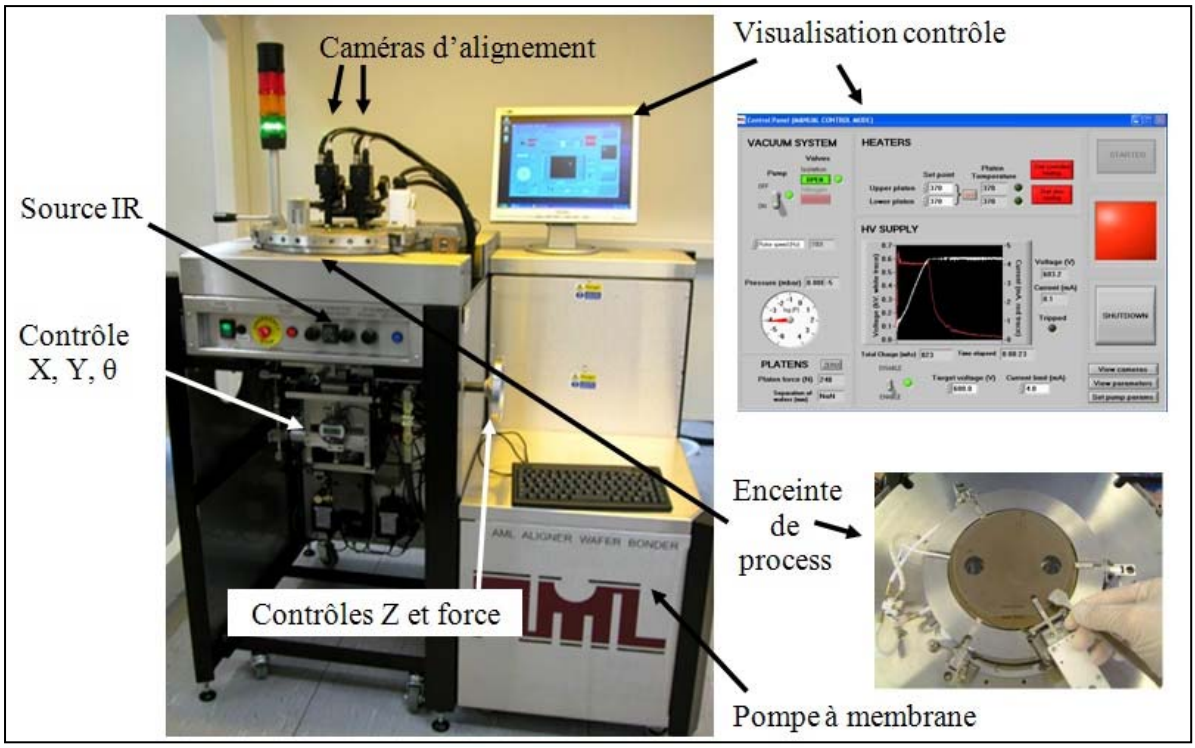


Fig III. 17. Photo de l'appareil d'assemblage AML[31]

III.2.6. Discrétisation et libération des cellules de mesure:

L'étape de discrétisation vient en dernier lieu pour libérer les structures réalisées durant le procédé. Comme le résume le tableau (Tab.III.11), il existe plusieurs techniques de discrétisation.

	Clivage	**Scribbing**	**Scie**	**Laser**	**Jet d'eau**	**Plasma**
Avantages	Rapide Mise en œuvre Sec Cout Pli optique		Reproductibilité Variété des procédés	Reproductibilité Matériaux durs	Reproductibilité Matériaux durs	Collectif propre
Inconvénients	Axes de discrétisation Positionnement Reproductibilité Matériaux durs	Poussières Reproductibilité Matériaux durs	Humide Poussières Cout équipements Mise en œuvre	Qualité découpe Poussières Cout équipement Bilan thermique Mise en œuvre	Humide Poussières Cout d'équipement Mise en œuvre	Mise en œuvre Cout équipement

Tab III. 11. Les différentes techniques de discrétisation [32]

Pour la libération des capteurs à transduction électromagnétique, on a opté pour une discrétisation à la scie diamantée (Fig III. 18). Cette dernière est utilisée pour la découpe de matériaux 'élastiques' (Si, Verre, Ferrite, etc.) en créant des microfractures.

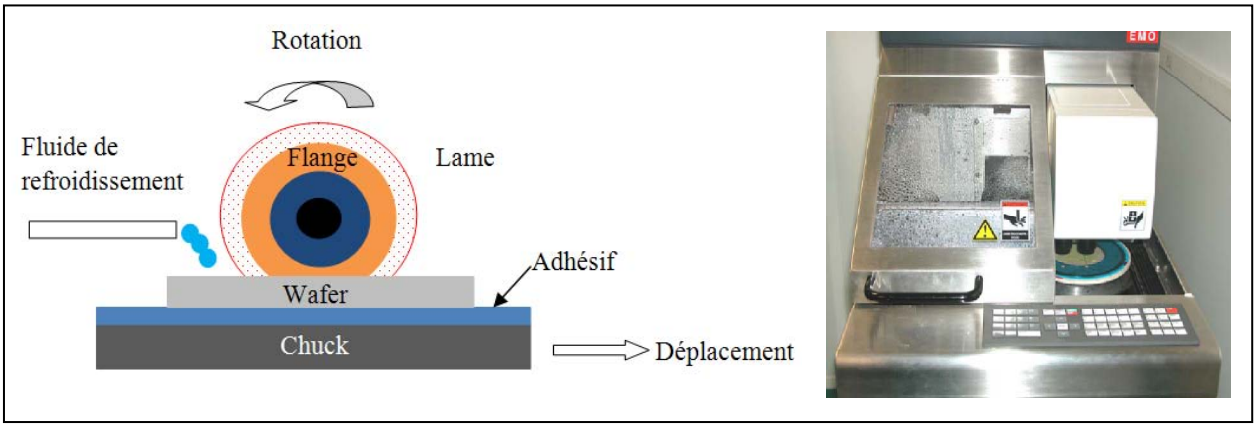


Fig III. 18. Schéma descriptif d'une scie diamantée (à gauche), scie diamantée : DAD 321 semi automatique (à droite)

Une fois découpés, les composants sont récupérés par extension du film adhésif par un éjecteur face arrière ensuite le film subit un traitement UV. La figure **(**Fig III. 19**)** nous montre les premiers prototypes fabriqués et libérés.

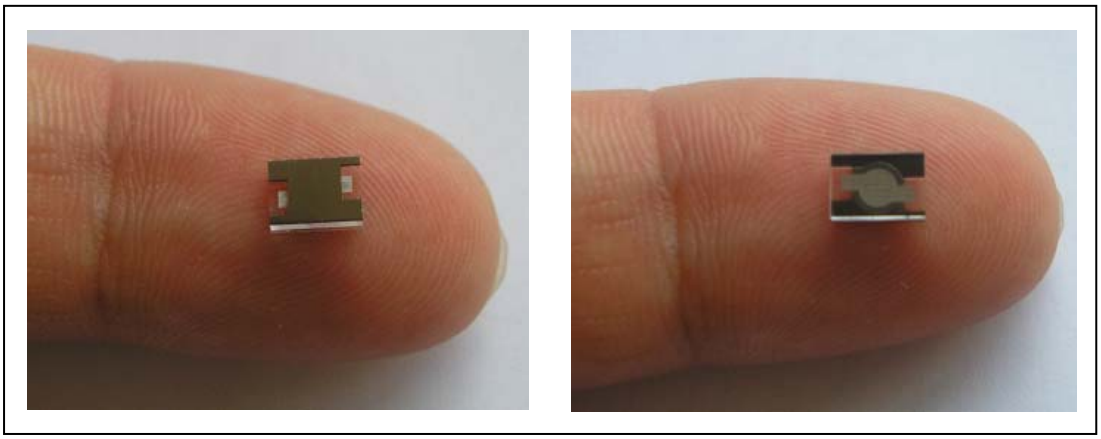


Fig III. 19. Photos des premiers prototypes du capteur de pression à transduction électromagnétique

Dans le cas des capteurs avec membrane déformable, le procédé cité ci-dessus est modifié pour la formation des membranes de 50µm d'épaisseur. Donc seule l'étape de gravure du silicium est modifiée : on vient effecteur un micro usinage volumique du silicium haute résistivité. Dans ce cas, deux solutions peuvent être envisagées : La gravure, par voie sèche (RIE qui garantie des flancs droit) et la gravure par voie humide (dans une solution d'hydroxyde de potassium (KOH) de molarité 10M à 90°C) **[33]-[35]**. Dans le cas d'une gravure par voie humide, la gravure dépend de l'orientation cristallographique du substrat. Cette gravure non verticale implique une adéquation entre l'épaisseur de la plaque et le masque utilisé pour réaliser la photogravure. La vitesse de gravure du silicium (100) varie

entre 90 µm/h pour une solution saturée et 120 µm/h pour une solution récemment préparée. Cette vitesse est obtenue par la mesure différentielle de la profondeur de la cavité à l'aide d'un profilométre mécanique. La Figure **(**Fig III. 20**)** montre le profil du silicium obtenu après gravure KOH :

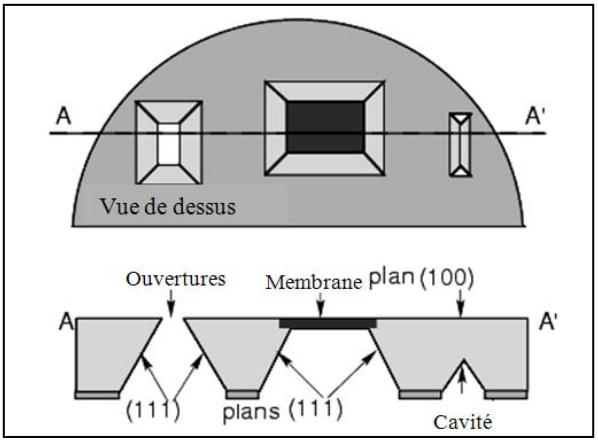


Fig III. 20. Profil de gravure humide KOH du silicium

Sur la figure précédente, on peut voir qu'un matériau de masquage est utilisé pour effectuer la gravure. En général, un dépôt classique de nitrure de silicium par LPCVD de quelques centaines de nanomètres est utilisé comme masque. Dans notre cas, les membranes sont réalisées par gravure humide du silicium dans du KOH. La figure **(**Fig III. 21) décrit le procédé de fabrication qui a été suivi pour cette étape.

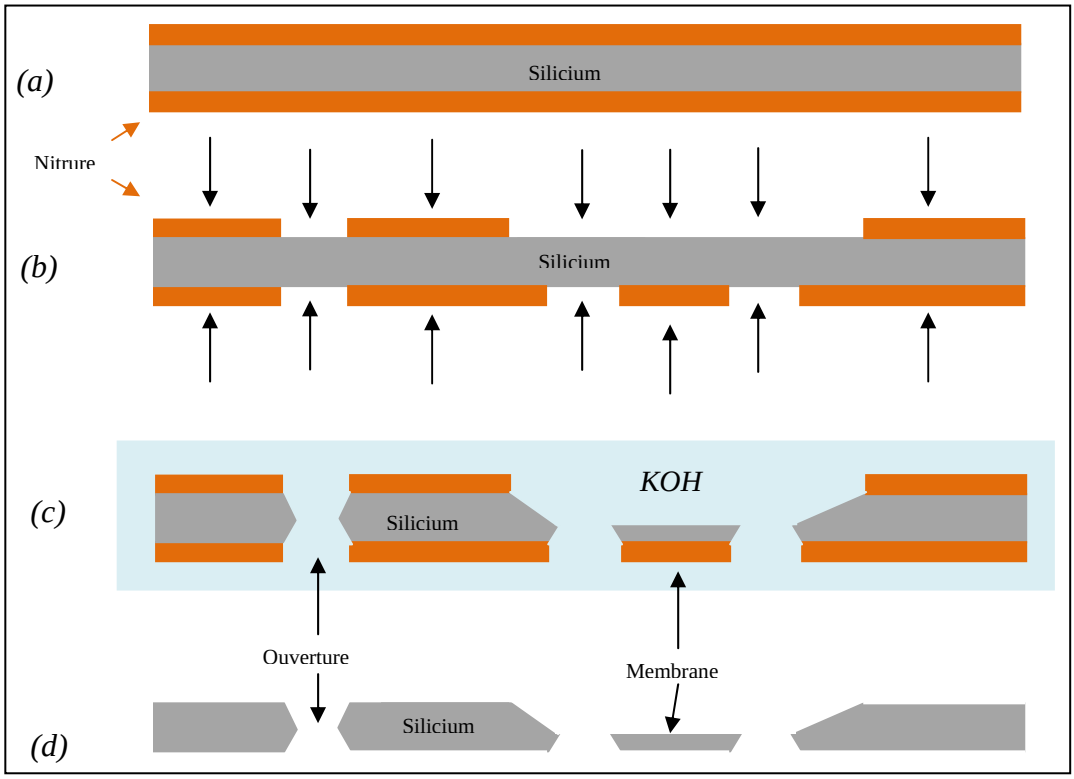


Fig III. 21. Procédé de fabrication des membranes pour les capteurs de pression à transduction électromagnétique (vue en coupe)

La fabrication des membranes est donc régie par les étapes suivantes :

a) Après avoir nettoyé la plaque de SiHR, un dépôt d'une couche de nitrure par LPCVD est effectué simultanément sur les deux faces de la plaque. Ce dépôt va servir de masque pour la gravure du SiHR par voie humide.

b) Cette étape est réalisée en deux temps. Dans un premier temps, on traite la face supérieure du SiHR. On dépose une couche de résine AZ5214, ensuite on réalise une gravure RIE pour graver le nitrure et réaliser les ouvertures dans le silicium. On fait de même sur l'autre face.

c) L'étape d'après consiste à plonger la plaque entière dans du KOH. L'attaque se fait simultanément sur les deux faces avec la même vitesse de gravure. C'est ainsi qu'on arrive à réaliser les ouvertures (pour pouvoir effectuer les mesures hyperfréquences), les membranes sous lesquelles viendront se loger les circuits résonants et on garde une épaisseur de 400µm de Si sur le reste de la plaque ce qui confère une rigidité pour manipuler et réaliser aisément l'assemblage.

e) En dernier lieu on effectue un nettoyage de décontamination de la plaquette comme suit :

- Rinçage dans l'eau désionisée pendant 10 minutes.
- Rinçage dans de l'acide acétique diluée dans l'eau pendant 10 minutes.
- Rinçage final dans l'eau désionisée pendant 10 minutes.

Ensuite on attaque la couche de nitrure et on rince la plaquette dans de l'eau désionisée puis dans l'éthanol pour le séchage.

Le tableau (Tab III.12) résume les paramètres de la gravure KOH effectuée :

Température du bain	90°C
Concentration (dilution dans l'eau)	8 Kg de KOH pour 15 l d'eau (0,53Kg /litre)
Vitesse d'attaque	110 µm/h

Tab III. 12. Paramètres de la gravure KOH

La figure (Fig III.22) montre une plaquette à la fin du procédé de fabrication. Cette plaquette contient des capteurs avec une membrane à déflexion réelle. Le wafer est composé d'une plaque de pyrex (avec des cavités de 6µm de profondeur) qui a été soudée à une plaque de silicium haute résistivité. Avant la soudure, la plaque de silicium a été plongée dans du KOH pour réaliser une gravure humide sur les deux cotés du silicium. On a pu, ainsi, réaliser les ouvertures nécessaires pour introduire les pointes de mesure RF. En même temps, on a réalisé quatre zones avec des membranes de 50 µm d'épaisseur (Fig III. 22). Une phase d'alignement a été effectuée avant de coller les deux substrats.

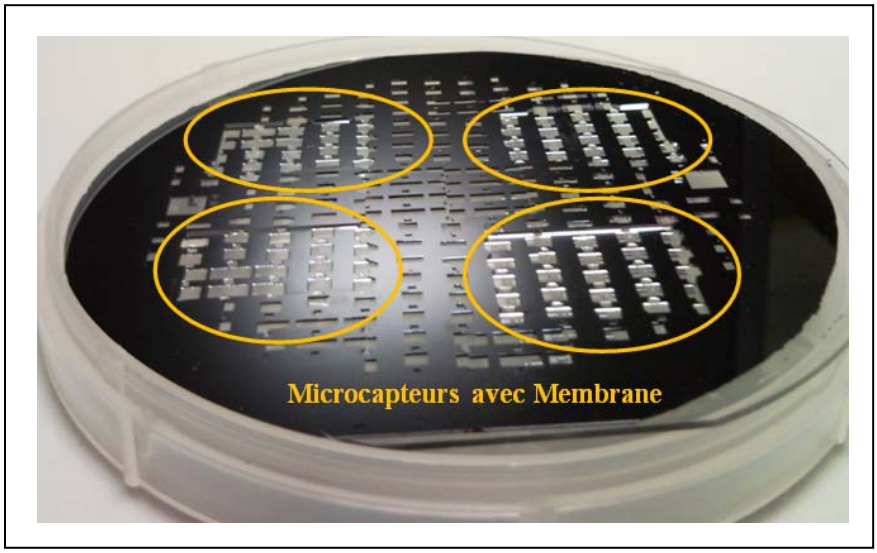


Fig III. 22. Premiers prototypes de capteurs avec membrane (50µm d'épaisseur)

III.3. Description des Bancs de test :

Le procédé technologique, détaillé dans la section précédente, a permis de réaliser des plaquettes avec des capteurs ayant 400µm d'épaisseur de silicium. Pour ces plaquettes, différentes profondeurs de cavité (3,1µm; 4µm; 5µm; 6,4µm) ont été effectuées. Ensuite, en modifiant la dernière phase du procédé, des capteurs avec membrane ont été élaborés. Le but de cette section est de caractériser et valider le décalage en fréquence expérimentalement. On fera une description des bancs de test utilisés pour la caractérisation des deux types de cellules de mesure réalisés. Une comparaison avec les résultats de simulation et les résultats obtenus par la méthode de résonance transverse sera effectuée.

III.3.1. Banc de test RF :

Sur la figure **(**Fig III. 23**)**, on peut distinguer le banc de mesure hyperfréquence utilisé pour caractériser sur substrat les capteurs réalisés. La caractérisation expérimentale consiste à mesurer les paramètres S des cellules de mesure de pression. La mesure des ces paramètres est effectuée à l'aide de l'analyseur du réseau vectoriel Anritsu 37397C et d'une station sous pointes coplanaires Karl Suss, dans une gamme de fréquence allant de 40MHz à 67GHz. Afin de s'affranchir des pertes ramenées par les câbles de connection, un calibrage SOLT (Short, Open, Load, Thru) est réalisé avant chaque mesure.

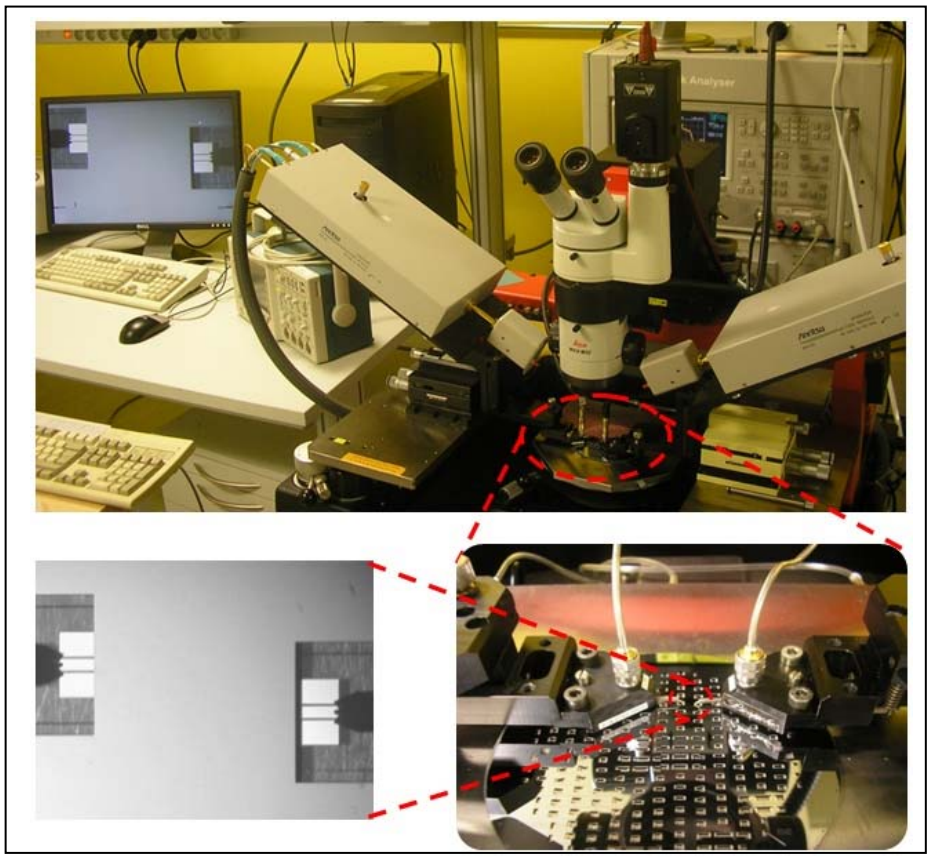


Fig III. 23. Dispositif de mesure sur wafer

III.3.2. Banc de test en pression (PPM) :

Le banc de test utilisé pour la caractérisation en pression et en fréquence des capteurs à membrane comprend trois parties principales (Fig III. 24):

• un dispositif de génération et de mesure de pression.
• une station sous pointes.
• un analyseur du réseau vectoriel Anritsu 37397C.

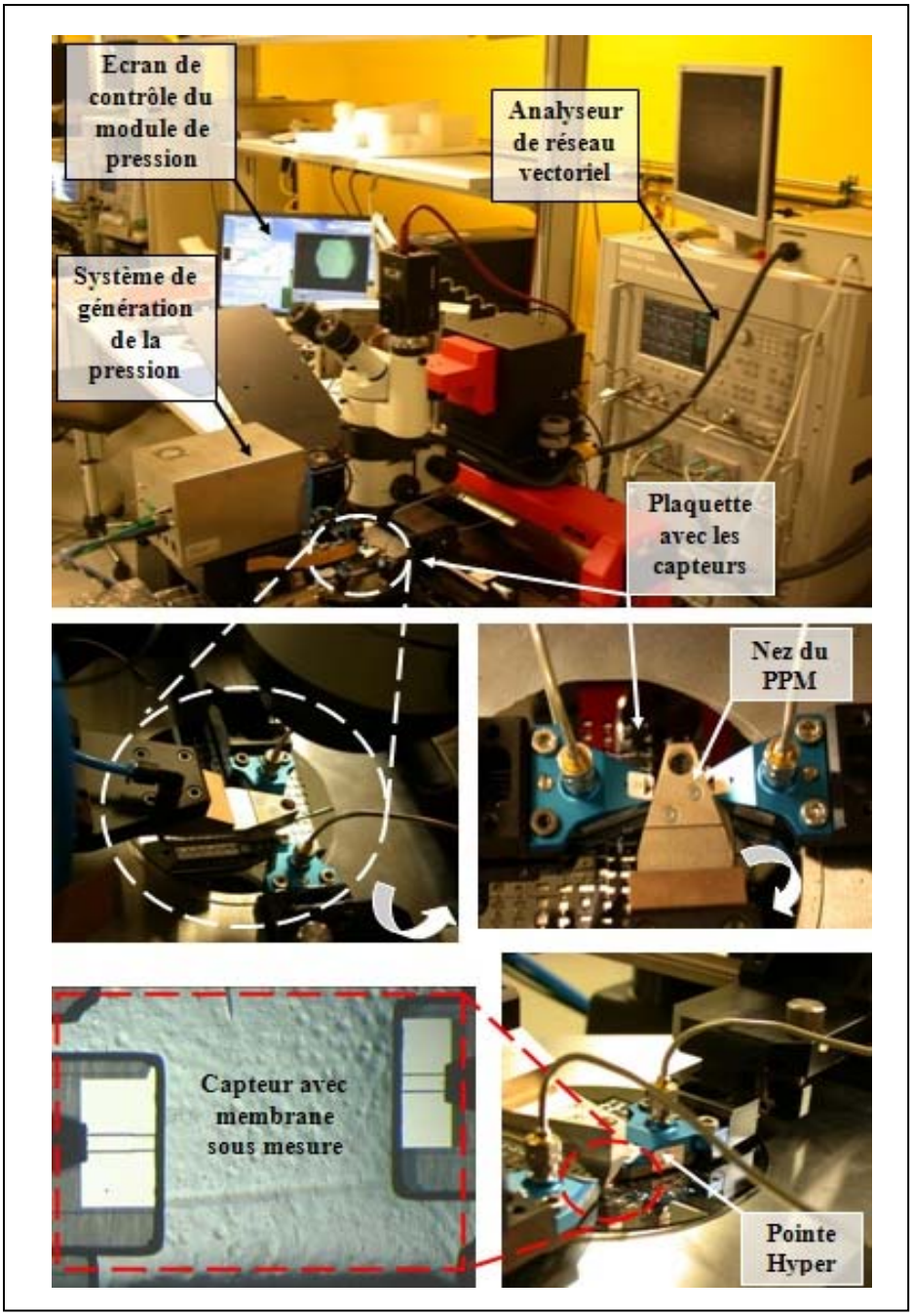


Fig III. 24. Photo du banc de mesure en fréquence et en pression

Le module de pression est utilisé pour tester, sous plaques, des dispositifs en pression absolue (par exemple des capteurs scellés hermétiquement) ou bien en pression relative. Pour tester des capteurs en pression différentielle un plateau spécial est nécessaire. Le plateau contient des ouvertures pour faire le vide et maintenir ainsi la plaquette fixe pendant les mesures. Ce module de pression peut être utilisé en mode manuel ou semi-automatique.
La génération de la pression hydrostatique est réalisée grâce à un système qui permet de contrôler la pression appliquée. La pression introduite dans le système est sous forme d'azote. L'asservissement du générateur de pression est réalisé grâce à une unité de contrôle installée au sein même du module. La pression appliquée est déterminée grâce à un système de retour de pression. La gamme de pression mesurable avec ± 85 mbar de précision se situe entre 1 et 7 bars. La Figure **(**Fig III. 25**)** montre le mécanisme de ce module de pression.

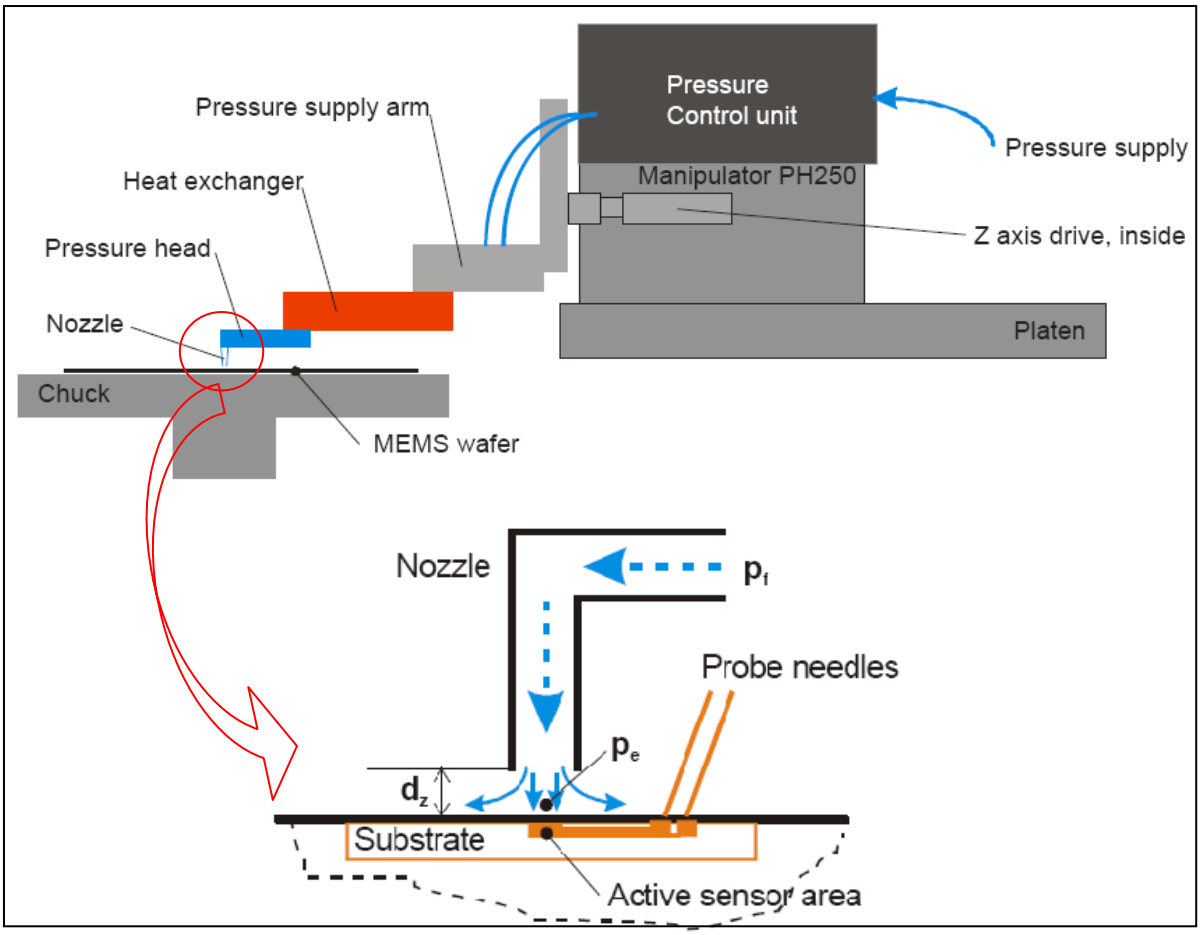


Fig III. 25. Conception mécanique du module de pression

La pression est appliquée au dessus de la membrane d'un microsystème placé sur substrat et ce à travers un nez fin (comme montré sur la figure Fig III. 25). Les dimensions du nez dépendent essentiellement du diamètre de la membrane. Le diamètre interne du nez doit être plus grand que le diamètre de la zone active de la membrane. Le nez se place typiquement à 40µm de la surface du substrat et donc il n'y a pas de contact mécanique avec le substrat et ainsi on ne risque pas d'endommager les structures. La distance dz permet d'appliquer une

pression effective Pe plus faible que la pression en entrée Pf. La pression Pe est fortement liée à la distance dz.
En maintenant la distance dz constante, la pression effective Pe est appliquée avec une bonne précision grâce à l'analyse de la pression de retour. De plus, en ayant une pression Pf constante, on peut ajuster Pe en faisant varier le gap dz.
La figure **(**Fig III. 26**)** nous montre un zoom sur le bras qui supporte le nez pour l'application de la pression. Des vis micrométriques permettent le déplacement en X et Y. Le déplacement suivant l'axe Z est motorisé et piloté par le logiciel de commande.

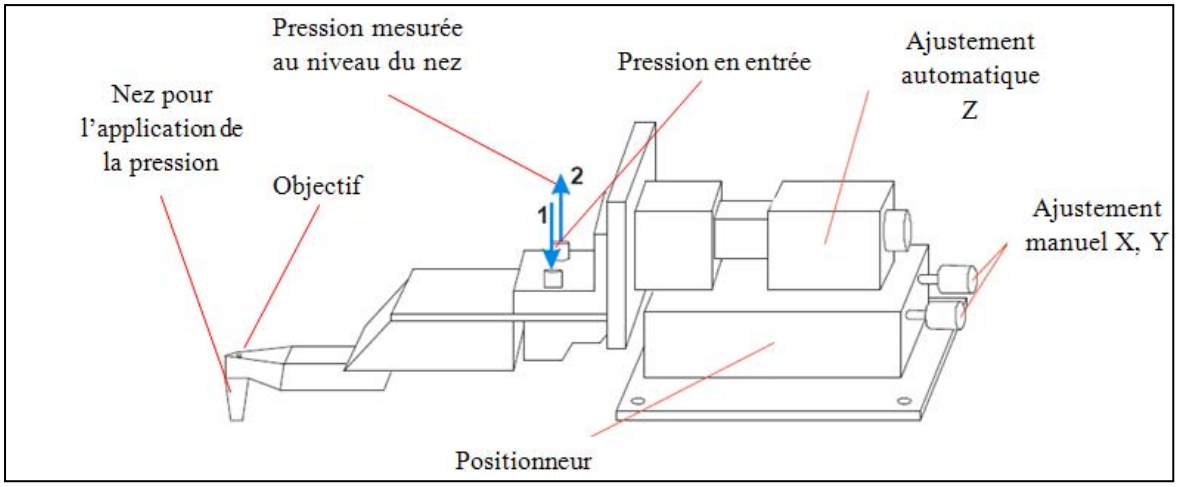


Fig III. 26. Système de positionnement et bras pour l'application de la pression

La figure **(**Fig III. 27**)** montre le positionnement du nez au dessus de la membrane pour l'application de la pression.

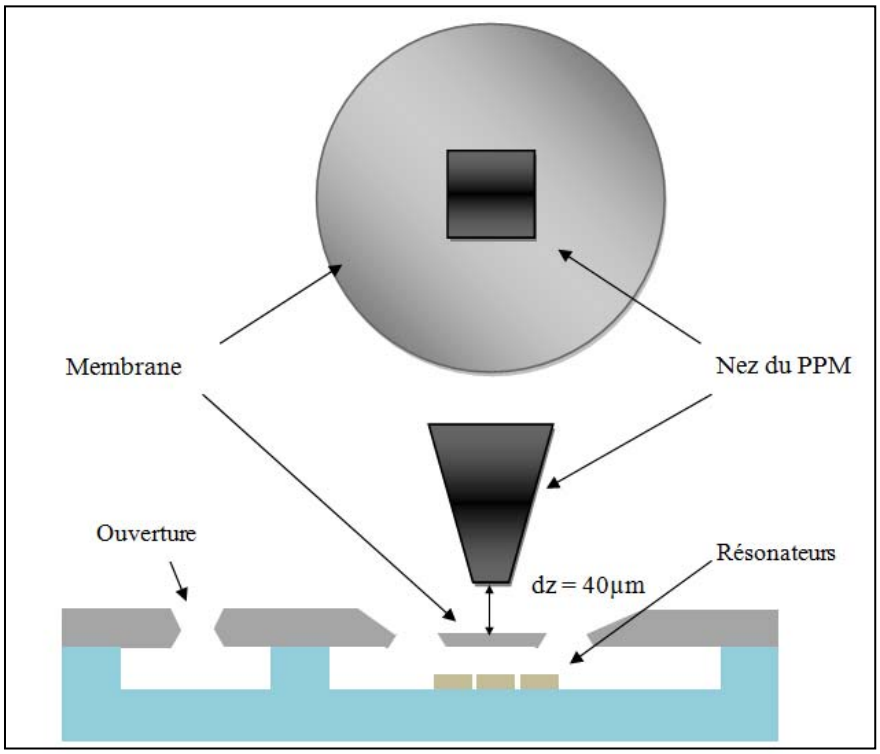


Fig III. 27. Positionnement du nez au dessus de la membrane

La figure **(**Fig III. 28**)** montre l'unité de contrôle de pression.

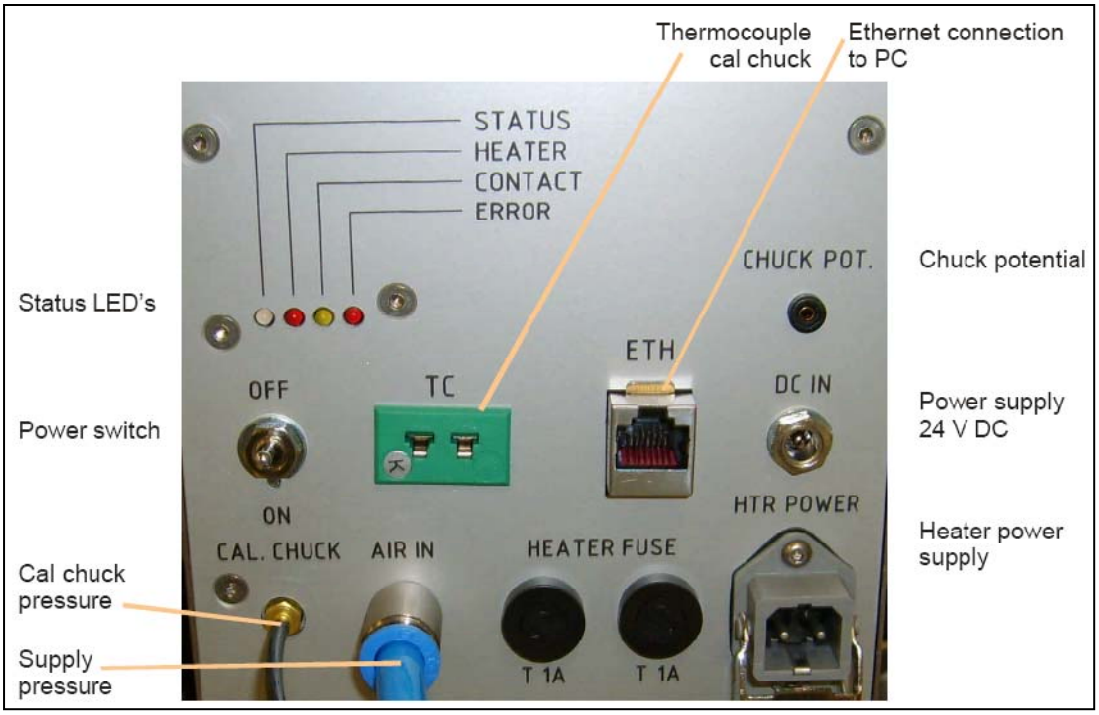


Fig III. 28. Côté arrière de l'unité de pression

La figure **(**Fig III. 29**)** donne une vue de la fenêtre du logiciel de contrôle du module de pression. Cette fenêtre permet le suivi en temps réel des valeurs de pression et le positionnement du nez au dessus de la membrane.

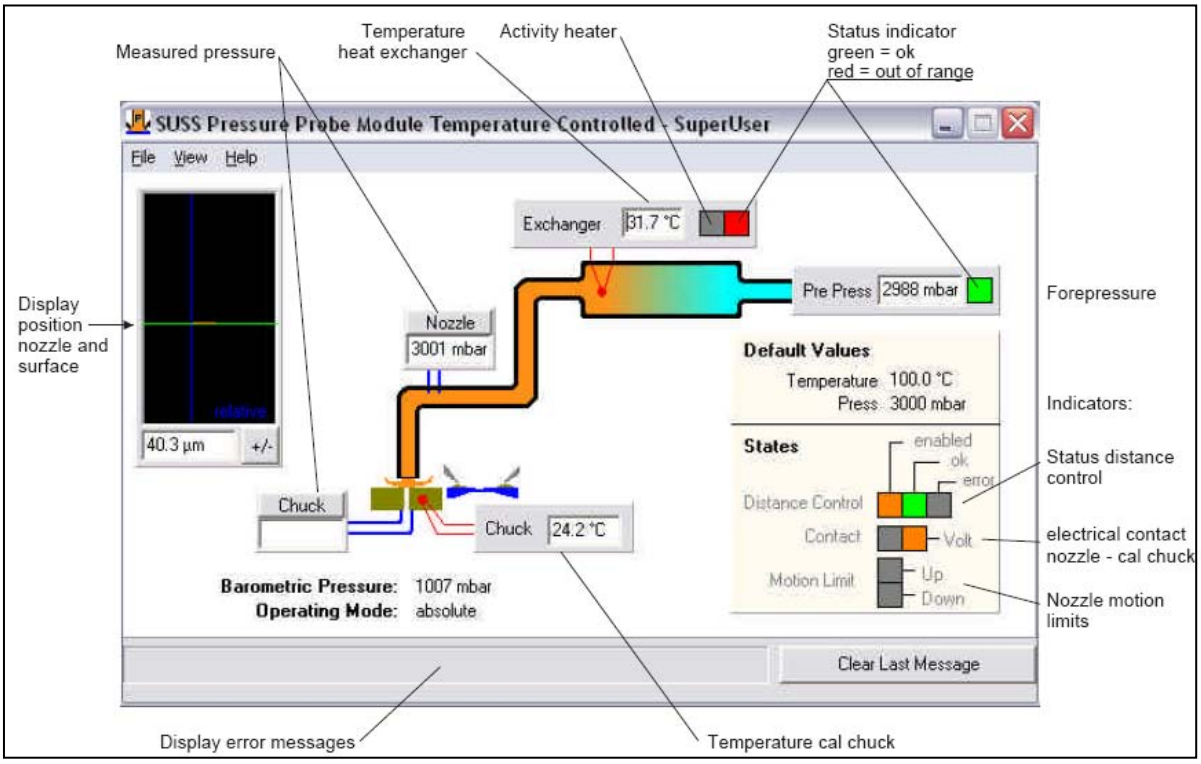


Fig III. 29. Outil de contrôle logiciel

Avant d'utiliser le module de pression, ce dernier doit être calibré et aligné. Le calibrage automatique du module de pression utilise un contact électrique (court-circuit) entre le nez et le support pour la détection de la hauteur du contact. La corrélation entre la pression en entrée Pf, la pression effective Pe et la distance de travail est par la suite établie.

La figure **(**Fig III. 30**)** montre les courbes relatives à la pression en entrée Pf et la pression effective appliquée Pe pour une calibration avec 40 points de mesure entre 1000 et 5000 mbar de pression absolue et ce en fonction de la distance qui sépare le nez de la position de contact.

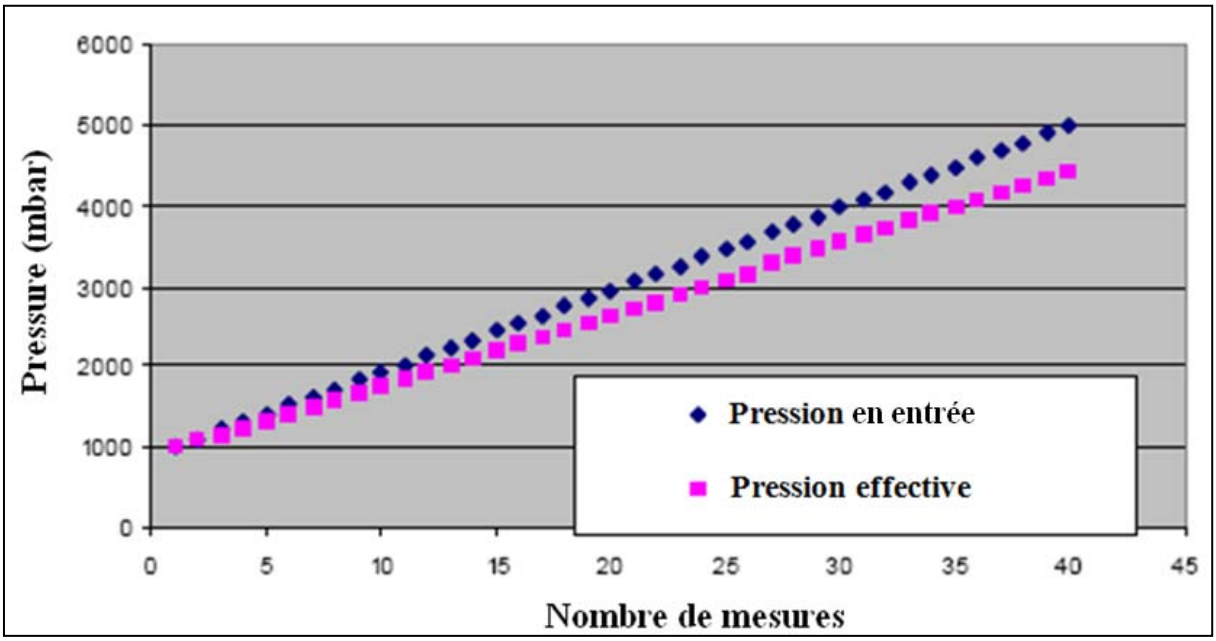


Fig III. 30. La pression souhaitée et la pression effective (lors de la calibration de 1 à 5bar) [36]

III.4. Déplacement vertical uniforme de la membrane :

III.4.1. Rappel :

Dans le deuxième chapitre, on a simulé des structures avec des membranes à déplacement vertical uniforme. Pour simuler le rapprochement du silicium à proximité du résonateur, on a simulé des structures avec différentes profondeurs de cavités. Une sensibilité de ~1GHz/µm a été observée par simulation. La même démarche a été utilisée pour les mesures: on a fabriqué des cellules avec des membranes de 400µm d'épaisseurs et avec différentes profondeurs de cavité. Dans ce qui suit, on présente les résultats de caractérisation en fréquence et on fait une comparaison avec les simulations.

III.4.2. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour un Gap d'air (h=3µm) :

L'analyseur de réseau vectoriel permet de fournir le module et l'argument des coefficients de transmission et de réflexion (les paramètres S) des cellules de mesures fabriquées. La figure (Fig III.31) montre une superposition des paramètres S simulés et mesurés pour une épaisseur de couche d'air de ~3µm.

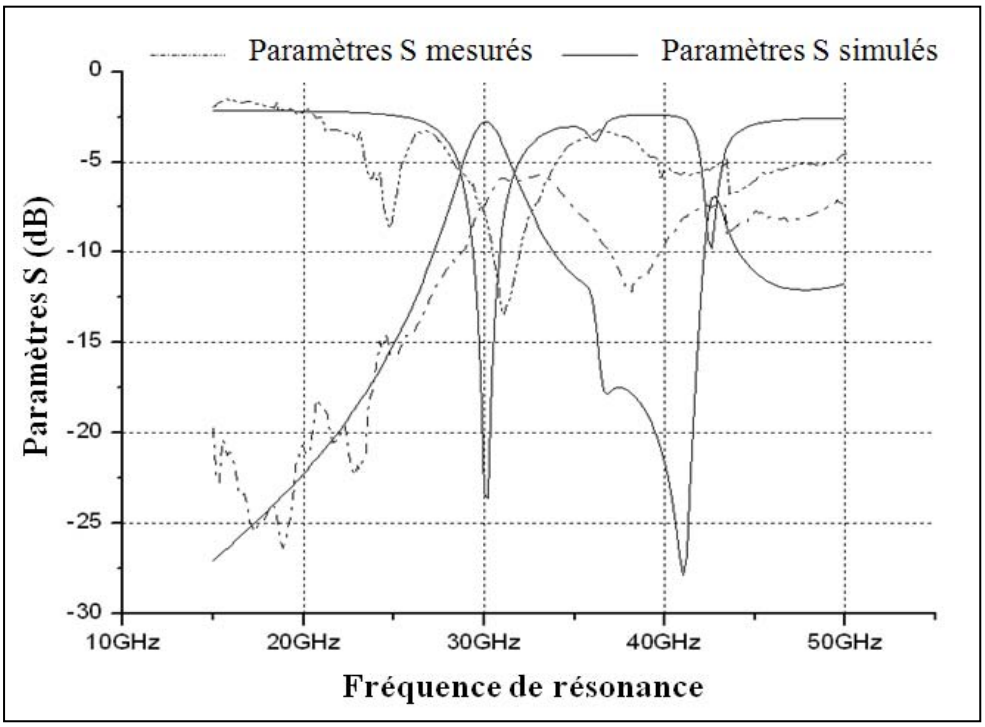


Fig III. 31. Comparaison entre les paramètres S simulés et mesurés pour un gap d'air de 3µm

On observe un décalage en fréquence entre les résultats simulés et mesurés. Ce décalage peut être expliqué par une différence de la permittivité effective du milieu qui entoure le résonateur. Cette différence pourrait être due à des valeurs de permittivité légèrement différentes entre le matériau réel (utilisé pour la fabrication) et celui figurant dans la bibliothèque des matériaux du logiciel de simulation HFSS. On remarque aussi, toujours sur cette même figure, la présence de pertes d'insertion sur les paramètres S mesurés. Ces pertes sont probablement dues aux transitions Air/Silicium au niveau des accès (Fig. III.32). Le simulateur n'arrive pas à prendre en considération l'effet de cette transition et le changement de dimension qui se produit en passant sous le silicium ('h'=3µm).

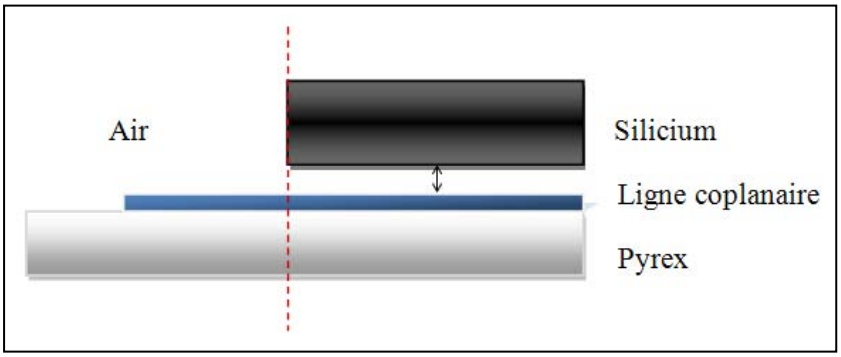


Fig III. 32. Transition air/silicium

III.4.3. Comparaison entre les résultats de caractérisation et de simulation pour différentes épaisseurs de la couche d'air :

Quatre plaquettes, avec quatre épaisseurs de couche d'air différentes, ont été réalisées. La valeur de l'épaisseur est déduite par mesures des profondeurs de cavité gravées dans le pyrex, desquelles on a retranché l'épaisseur de la métallisation (1µm). Le tableau (Tab III.13) présente les fréquences de résonance mesurées en fonction de l'épaisseur du gap d'air.

Gap d'air mesuré (µm)	Fréquence de résonance mesurée (GHz)
2,1	**30,1**
3	**30,8**
4	**32,2**
5,4	**33,5**

Tab III. 13. Evolution des fréquences de résonance mesurées en fonction de l'épaisseur du gap d'air

La figure (Fig III. 33) permet de constater qu'on a un décalage en fréquence de ~1GHz/µm. Ces résultats de mesure présentent une sensibilité similaire à celle trouvée par les simulations effectuées sous HFSS.

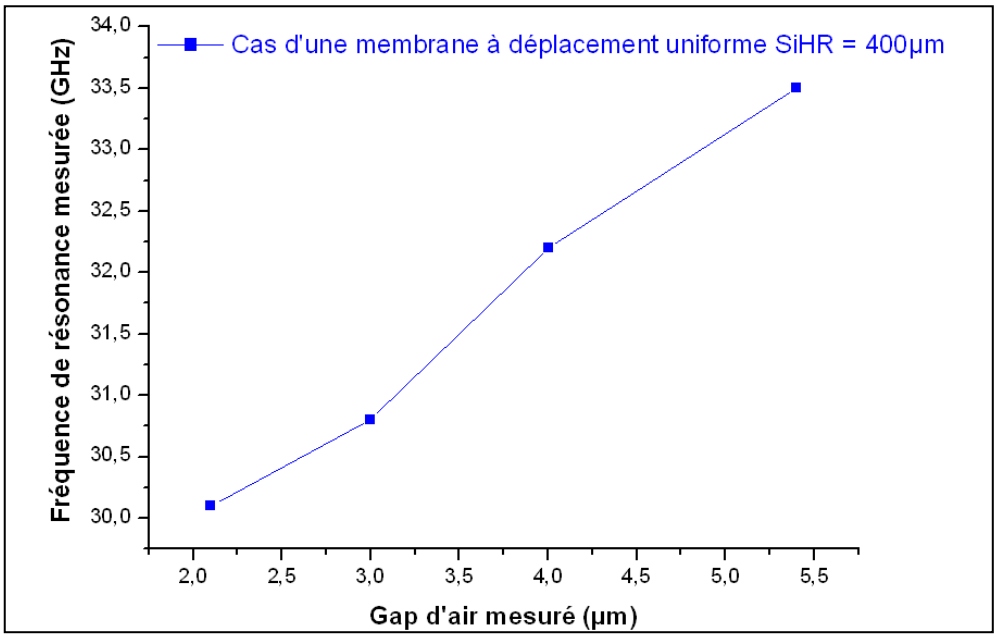


Fig III. 33. Résultats de mesure pour une membrane à déplacement uniforme (SiHR=400µm)

Comme pour le cas de 'h'=3µm, les fréquences de résonance mesurées sont décalées par rapport aux simulations (Fig III.34). Ceci peut s'expliquer par les incertitudes sur l'épaisseur de la membrane et sur la profondeur de cavité.

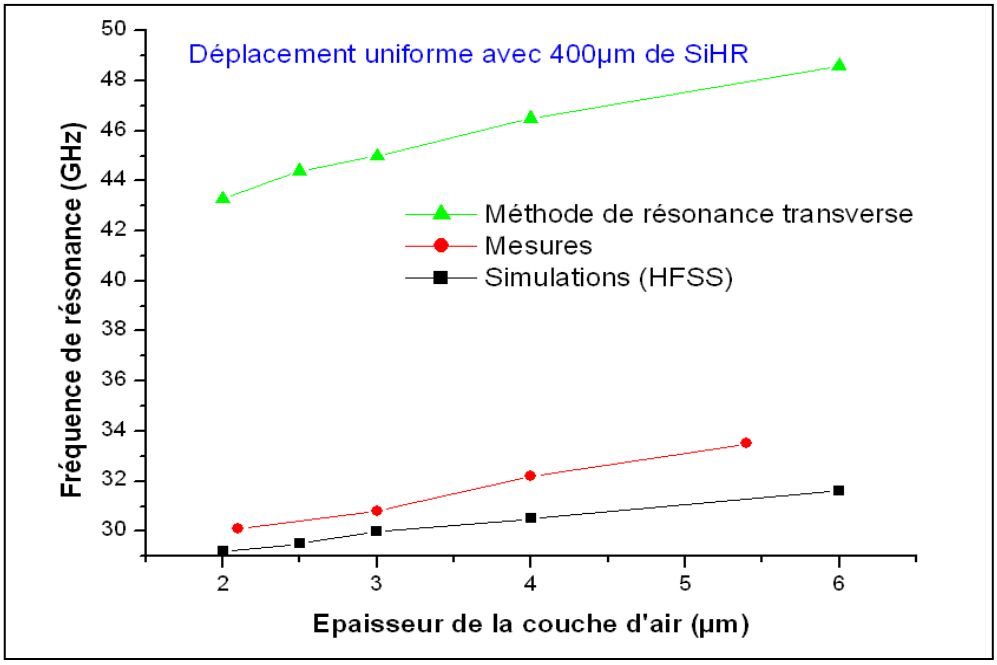


Fig III. 34. Comparaison des résultats de mesure, de simulation et du modèle de ligne

L'analyse de la figure (Fig III.34) permet de constater que les résultats de mesure se rapprochent des résultats de simulation. On remarque également qu'avec la méthode de résonance transverse, on a des fréquences de résonance plus élevées. Ceci s'explique du fait qu'on a une différence entre le modèle de ligne simple et le résonateur (présence des accès, des lignes couplées…). On note aussi qu'on a des fréquences de résonance mesurées plus grandes que celles trouvées par simulation. Cette différence est due à une modélisation non parfaite de certains aspects qui favorisent la perturbation de la distribution du champ EM (par exemple : l'augmentation de la conductivité à l'interface du SiHR).

La figure (Fig III.35) présente les courbes de sensibilité extraite à partir des résultats de la figure (Fig III.34) par normalisation par rapport à la fréquence de résonance pour 'h'=2µm.

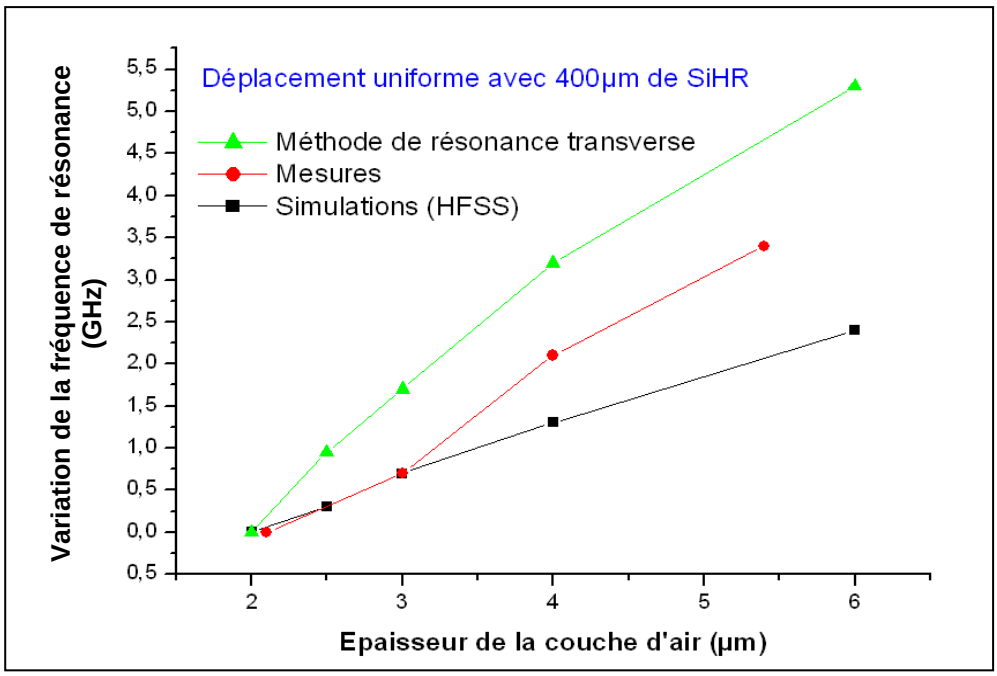


Fig III. 35. Comparaison des résultats de sensibilité de mesure, de simulation et du modèle de ligne

L'analyse de ces résultats permet de noter qu'on a une sensibilité plus grande avec le modèle de ligne en comparaison avec les simulations et les mesures. Ceci est dû à la présence de la métallisation (parois du guide d'onde) au dessus du SiHR. On observe aussi une sensibilité mesurée plus grande en comparaison avec les simulations: des aspects qui favorisent la perturbation du champ électromagnétique, et par conséquence la sensibilité, ne sont pas pris en compte lors des simulations.

III.5. Membrane avec déflexion réelle :

III.5.1. Les résultats de mesures :

La figure (Fig. III.36) montre la configuration du nez de mesure au dessus de la membrane : pour une application uniforme de la pression, le diamètre intérieur du nez doit être supérieur à celui de la membrane.

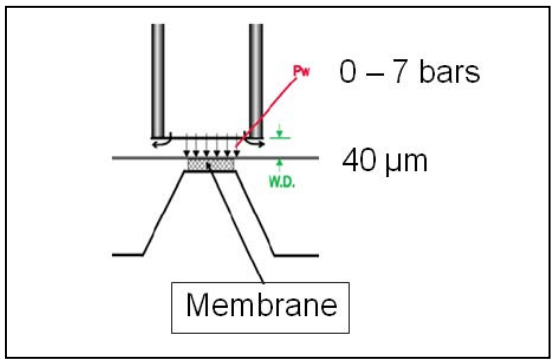


Fig III. 36. Positionnement du nez au dessus de la membrane

Les cellules fabriquées possèdent une membrane circulaire ayant un diamètre de 2800µm. Un nez de mesure de diamètre intérieur 'd_{int}' ≥ 2800µm a été utilisé pour les premières mesures. Mais un problème d'interférence au niveau des accès entre le nez et les pointes RF a été observé (Fig III.37). Un autre nez, à disposition, de 700x700µm a été utilisé pour les mesures. Vu la taille du nez utilisé, la pression est appliquée de manière localisée au milieu de la membrane. Les dimensions du nez étant inférieures à celles de la membrane, la déformation de la membrane mesurée est différente de celle régie par les équations théoriques.

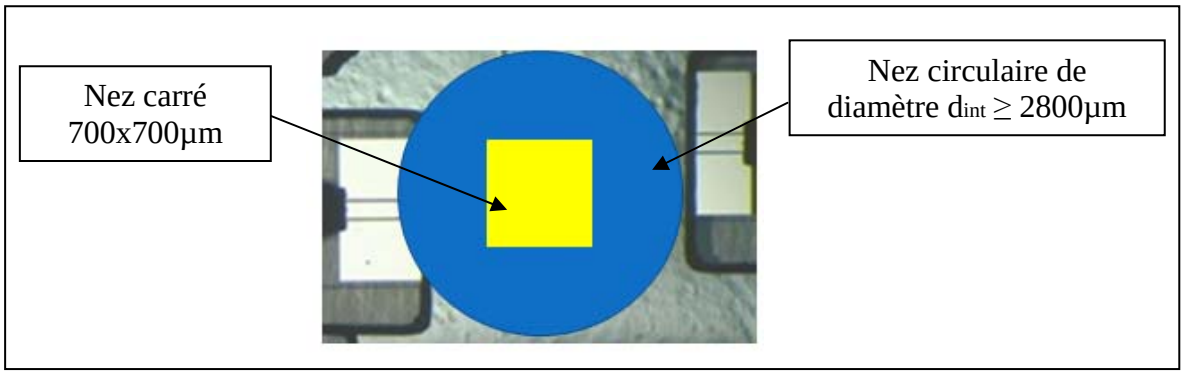


Fig III. 37. Dimensions et configuration des nez de mesure

Le tableau (Tab III.15) présente les résultats de mesure effectués avec le deuxième banc de test.

Pression relative appliquée (mbar)	Fréquence de résonance (GHz)
0	39,32
150	39,29
450	39,24
1600	38,96
2100	38,56
2400	38,45
3000	38,23

Tab III. 14. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression appliquée

La figure (Fig III.38) présente les mesures de la variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression appliquée.

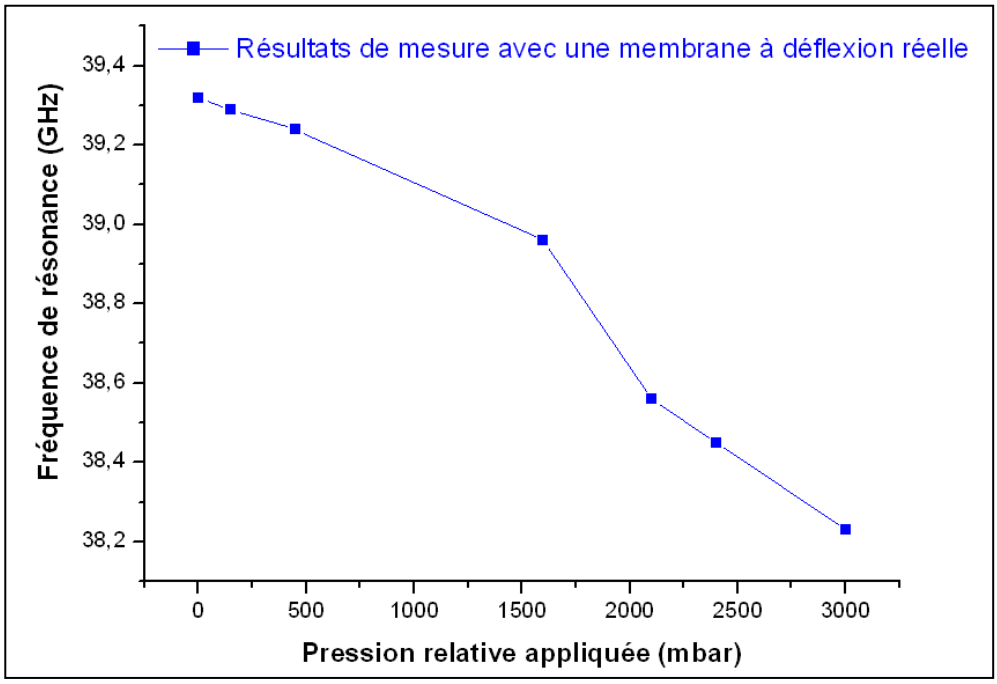


Fig III. 38. Mesures de la variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression

En augmentant la pression, on observe un décalage de la fréquence de résonance vers les basses fréquences. La sensibilité mesurée est de 0,37 GHz/bar.

III.6. Conclusion :

Dans ce troisième chapitre, on a abordé le procédé technologique pour la réalisation des microcapteurs à transduction électromagnétique. Dans une première partie, on s'est intéressé au cas des structures avec une membrane à déplacement vertical uniforme. Ensuite, dans une deuxième partie, on a traité le cas des capteurs avec une membrane à déflexion réelle. L'aspect fabrication des membranes a été présenté. Une description des bancs de test à été réalisée. Un banc de test spécial a été mis en place pour la caractérisation hyperfréquence des premiers microcapteurs à membrane. Ce banc de mesure présente la spécificité de pouvoir appliquer une pression relative tout en pratiquant des mesures hyperfréquences sous pointes. La pression est appliquée par l'intermédiaire d'un module de pression qui vient s'encastrer dans la station sous pointes. Toute une gamme de pression a été appliquée, mais d'une manière localisée au centre de la membrane. Ces bancs de mesure ont permis la caractérisation des premiers prototypes de microcapteurs à transduction électromagnétique. Le décalage en fréquence a été observé et vient valider expérimentalement le principe de fonctionnement des cellules de mesure. Les résultats de mesure ont présenté des fréquences décalées par rapport aux simulations.

On a vu, par simulation, que le champ électromagnétique était sensible à la deuxième discontinuité rencontrée lors de son passage du silicium vers l'air libre. Les bancs de mesure peuvent donc comporter des éléments perturbateurs tels que le module de pression avec le nez métallique qui vient se positionner à 40 µm au dessus de la membrane. Tous ces facteurs doivent être identifiés et doivent être pris en considération pour les phases d'optimisation et pour les générations futures de capteurs de pression hermétiquement scellés.

Références

[1] P. Pons, G. Blasquez and R. Behocaray, '*Feasibility of Capacitive Pressure Sensors Without Compensation Circuits'*, Sensors and Actuators A, 37-38 (1993) 112-115

[2] N. Benmoussa, '*Conception, modélisation et réalisation d'un capteur de pression capacitif microélectronique'*, Thèse de doctorant de l'UPS de Toulouse, Juillet 1985

[3] Y. Naciri, '*Contribution à l'étude de capteurs de pression capacitifs miniaturisés'*, Thèse de doctorant de l'UPS de Toulouse, Octobre 1986

[4] D. Catling, '*High-sensitivity silicon capacitive sensors for measuring medium-vacuum gas Pressure'*, Sensors and Actuators A64 (1998) 157-164

[5] R. Puers, '*Capacitive sensors: when and how to use them* Sensors and Actuators', A37-38 (1993) 93-105.

[6] G. Blasquez, P. Pons and A. Boukabache, '*Capabilities and limits of silicon pressure sensors'*, Sensors and Actuators, 17 (1989) 387-403

[7] A. Boukabache, Ph. Menini, P. Pons, '*Microcapteurs de pression'*, Techniques de l'ingénieur, Traité électronique, R 2 070 -1/ R 2 070 -9.

[8] T. Kudoh, S. Shoji and M. Esashi, '*An integrated miniature capacitive pressure sensor'*, Sensors and Actuators A29 (1991) 185-193

[9] Ph. Menini, Ph. Dondon, G.Blasquez, P. Pons, P. Favaro, C. Douziech, '*Characterisation and modelling analysis of a capacitive pressure sensor based on a silicon/Pyrex* sensing cell and a BICMOS A/D integrated circuit'*, Sensors and Actuators 85 (2000) 90-98.

[10] B. Puers, A. Van Den Bossche, E.Peeters and W. Sansen, '*An implantable pressure sensor for use in cardiology'*,Sensors and Actuators, A21 – A23 (1990) 944-947

[11] Mohamad Al Bahri, '*Influence de la température sur le comportement statique et dynamique des capteurs de pression capacitifs au silicium'*, Thèse de doctorant de l'INSA de Toulouse, Mai 2005

[12] Wen H. Ko, '*Solid-State Capacitive Pressure Transducers'*, Sensors and Actuators, 10 (1986), pp. 303-320

[13] P.N. Ratier, '*Simulation du comportement des capteurs de pression capacitifs microélectroniques'*, Thèse de doctorant de l'INSA de Toulouse, Juin 1993

[14] M. AL Bahri, G. Blasquez, P. Pons, Ph. Menini, '*Capteur de pression capacitif protégé contre les court – circuits'*, Revue internationale d'héliotechnique -N°30 -Automne 2004, pp. 39- 41

[15] Pierre-François Calmon, '*CAO et fabrication des masques*', cours team LAAS-CNRS

[16] J.P. Davezac, '*Le verre en électronique'*, Techniques de l'ingénieur, Traité électronique, E 290-1 / E 291-12

[17] CORNING France, Catalogue

[18] Véronique Conédera, '*Procedés Technologiques en Photolithographie'*, cours team LAAS-CNRS

[19] Karl_Suss, Karl_Suss MA150 Mask Aligner equipment

[20] P. Pons, '*Comportement dynamique des plaques minces de Silicium – Application aux capteurs de pression'*, Thèse de doctorant de l'INSA de Toulouse, Mai 1990

[21] Kurt.E. Petersen, '*Silicon as a Mechanical Material'*, Proceedings of the IEEE, vol. 70, nº 5, May 1982, pp. 420-457

[22] G. Kaminsky, '*Micromachining of silicon mechanical structures'*, Journal of Vacuum Science Technology. B, Vol. 3, No. 4, July/August 1985

[23] Pascal Dubreuil, '*La Gravure Sèche Par Plasma*', cours team LAAS-CNRS

[24] Mohamed Saadaoui, '*Optimisation des Circuits Passifs Micro-ondes Suspendus Sur Membrane Diélectrique*', Thèse de doctorant de l'UPS de Toulouse, Novembre 2005

[25] A. Cozma '*Characterisation and optimisation of electrostatic bonding of wafers'*, Master Thesis KU Leuven, Belgium, 1994

[26] A. Cozma and B. Puers, '*Charaterization of the electrostatic bonding of silicon and Pyrex glass'*, Journal of Micromechanics and Microengineering (5) (1995), pp. 98-102

[27] G. Wallis and D.I. Pomerantz, '*Field Assisted Glass – Metal Sealing'*, Journal of Applied Physics, Vol. 40, NO.10, (1969) pp. 3946-3949.

[28] P.R. Younger, '*Hermetic Glass Sealing by Electrostatic Bonding'*, Journal of Non-crystalline Solids, 38 and 39 (1980) pp. 909-914

[29] P. Favaro, '*Soudure moléculaire Silicium /Verre - Développement de procédés applicables aux microsystèmes'*, Thèse de doctorant de l'UPS de Toulouse, Février 2000

[30] G. Wallis, '*Field assisted glass metal sealing'*, Electrocomponent Science and Technology, Vol. 2, No. 1, (1975) pp. 45-53

[31] APPLIED MICROENGINEERING LTD. (AML) catalogue

[32] Hugues Granier, '*Materiaux, Techniques et Procedes pour l'Assemblage*', cours team LAAS-CNRS

[33] H. Schroder, E. Obermeier and A. Steckenborn, '*Effects of the etchmask properties on the anisotropy ratio in anisotropic etching of {100} silicon in aqueous KOH'*, Micromechanical and Microengineering, Vol. 8, (1998) pp. 99-103

[34] Kamran Danaie, 'Membranes micro-usinées par gravure chimique anisotrope : Application a la caractérisation des films minces'. Thèse de doctorat de l'Université Paris Sud, Septembre 2002

[35] Dilhan Monique, '*Attaque Chimique du Silicium*', cours team LAAS-CNRS

[36] Suss Microtech, 'Pressure Module', Equipement Documentation

IV. Conclusion générale

Le développement des réseaux de capteurs sans fil a mis en évidence les limitations, en termes de durée de vie, des unités de mesure dont on dispose actuellement. Outre sa fonction de mesure, le capteur doit traiter, conditionner et envoyer à distance les données mesurées. Tous ces traitements se font par l'intermédiaire d'une électronique gourmande en énergie et qui vient ajouter plus de volume, de poids et de complexité à la cellule de mesure. Devant l'intérêt économique et scientifique lié à la réduction de la consommation énergétique, les solutions fondées sur des capteurs actifs ont été vite abandonnées pour laisser la place à des solutions passives. L'inconvénient majeur des capteurs passifs existants, qui se basent sur les mêmes principes de fonctionnement que les capteurs classiques, consiste en une faible distance d'interrogation (quelques mètres).

Dans ce contexte, le Laboratoire d'Analyse et d'Architecture des Systèmes a débuté dans le cadre de cette thèse, le développement d'un capteur de pression pour lequel le principe de conception a été complètement repensé. Ce capteur est fondé sur un nouveau mode de transduction complètement passif qui ne nécessite pas d'énergie embarquée et peut être interrogé à grande distance (plusieurs mètres à quelques dizaines de mètres) par radar.

Après avoir introduit le capteur à transduction électromagnétique, on a décrit son principe de fonctionnement original. Ce dernier est basé sur une combinaison, à l'échelle micrométrique, entre une membrane en silicium et un résonateur microonde. Par la suite, on a recensé l'ensemble des contraintes de conception. Des choix de fréquence et de matériaux ont été effectués en conséquence. La complexité de la structure a été mise en évidence pendant la phase de dimensionnement. Contrairement aux circuits microondes classiques, pour lesquels des formules empiriques et des modèles de conception peuvent exister, la structure étudiée a due être développée en faisant des itérations entre simulation et dimensionnement. En l'absence de logiciels multiphysiques fiables, à la fois, de point de vue mécanique et RF, on a dû adopter une approche progressive pour les simulations électromagnétiques. Les simulations intermédiaires ont permis une meilleure compréhension du principe de la transduction électromagnétique. Les zones d'interaction des lignes de champs avec le silicium ont été identifiées. Un passage en salle blanche a donné naissance aux premiers prototypes de microcapteurs à membrane. Un banc de test en pression et en fréquence a été développé pour la caractérisation de ces unités de mesure. Un certain écart, dans les fréquences de résonance, a été observé entre les résultats de mesure et de simulation. Cet écart peut être lié à la complexité de l'incrémentation de la structure au niveau du simulateur électromagnétique. Ce travail de recherche a été intéressent et enrichissant parce qu'il a passé en revue toute la chaine nécessaire à la mise en œuvre des capteurs de pression à transduction EM : partant de l'idée originale de fonctionnement, des éléments de réponse théorique et par simulation ont été apportés. Ensuite, l'aspect fabrication a été traité. Enfin, ce travail a présenté des solutions pour la caractérisation des cellules par l'intermédiaire d'un banc utilisé ici pour la première fois.

Parmi les éléments de réponse apportés par ce sujet de thèse, les résultats les plus importants à retenir restent la validation et la faisabilité du principe de la transduction électromagnétique. Une sensibilité de ~1GHz/µm a été mesurée pour des structures avec des membranes à déplacement vertical uniforme. Dans le cas des capteurs avec des membranes à déflexion réelle, une sensibilité de 370 MHz/bar a été mesurée. Ce travail de recherche et les articles, qui en découlent, représentent les seuls travaux qui ont été réalisés pour comprendre et explorer ce nouveau type de transduction.

De ces recherches, trois axes devront être améliorés. Le premier concerne la conception. Un soin particulier devrait être consacré au design des transitions 'Air/Silicium'. Ces transitions produisent des pertes qui peuvent gêner le fonctionnement de la cellule. Un profil de transition progressif aiderait à minimiser ces pertes. Plusieurs paramètres conditionnent, également, le fonctionnement du capteur, parmi lesquels on peut citer: l'épaisseur et la géométrie de la membrane en silicium, la hauteur de la cavité et la longueur de la ligne résonante centrale. À partir d'une combinaison entre ces paramètres et le circuit résonateur, on peut extraire un schéma électrique équivalent, qui permettrait d'une part une miniaturisation du capteur, d'autre part, une amélioration de l'interaction entre le champ électrique et la membrane, et ainsi, une amélioration de la sensibilité.

Le deuxième axe vise les simulations mécaniques et électromagnétiques de la structure. L'utilisation de logiciels multiphysiques permettrait une meilleure prise en compte du profil de déformation réelle de la membrane. Il faut, aussi, explorer les potentialités que peuvent offrir des simulations par ingénierie inverse. Cette technique qui permet de réaliser des rétrosimulations à partir de la forme réelle des structures fabriquées. Une telle modélisation, très fine de la réalité, laisse le champ libre pour de nombreuses améliorations.

Le troisième axe implique la caractérisation des capteurs. Le nez qui a été utilisé a permis d'appliquer localement de la pression au centre de la membrane. Un nez circulaire, avec un diamètre supérieur à celui de la membrane, doit être utilisé pour l'application d'une pression uniforme sur toute la surface. Les accès doivent être adaptés, en conséquence, pour qu'il n'y ait pas d'interférences qui viennent gêner les mesures. La réalisation d'un kit de calibration qui prend en considération les transitions 'Air/Silicium' peut être envisagé. Il permettrait de déplacer les plans de références au niveau de l'entrée de la structure et ce directement sous le silicium. On s'affranchie, ainsi, des pertes occasionnées par ces transitions. La caractérisation en température des capteurs devrait être effectuée. Mais, vu les propriétés des matériaux utilisés et en se basant sur des mesures, antérieures, effectuées sur des capteurs de pression capacitifs **[1]**, on prévoit d'avoir une faible dérive en température des capteurs de pression à transduction électromagnétiques réalisés.

On peut citer, comme autre perspective pour ce travail de recherche, le développement de solutions pour l'extraction, à distance, de la valeur de la pression mesurée au niveau du capteur. Des idées commencent à être étudiées. Ces solutions sont basées sur l'utilisation d'un radar FMCW (*Frequency Modulated Continuous Wave)* **[2]-[4]** à ondes continues modulées en fréquence et sur l'analyse de la signature équivalente radar (SER) du système de mesure (Capteur + antenne) (Fig. IV.1). Un radar FMCW en bande Ka a été conçu et réalisé, pour l'interrogation sans fil du capteur, par Franck Chebila (doctorant au LAAS-CNRS) dans le cadre de sa thèse. Le fonctionnement du radar a été validé et on a pu détecter des objets dans la bande Ka **[5]**.

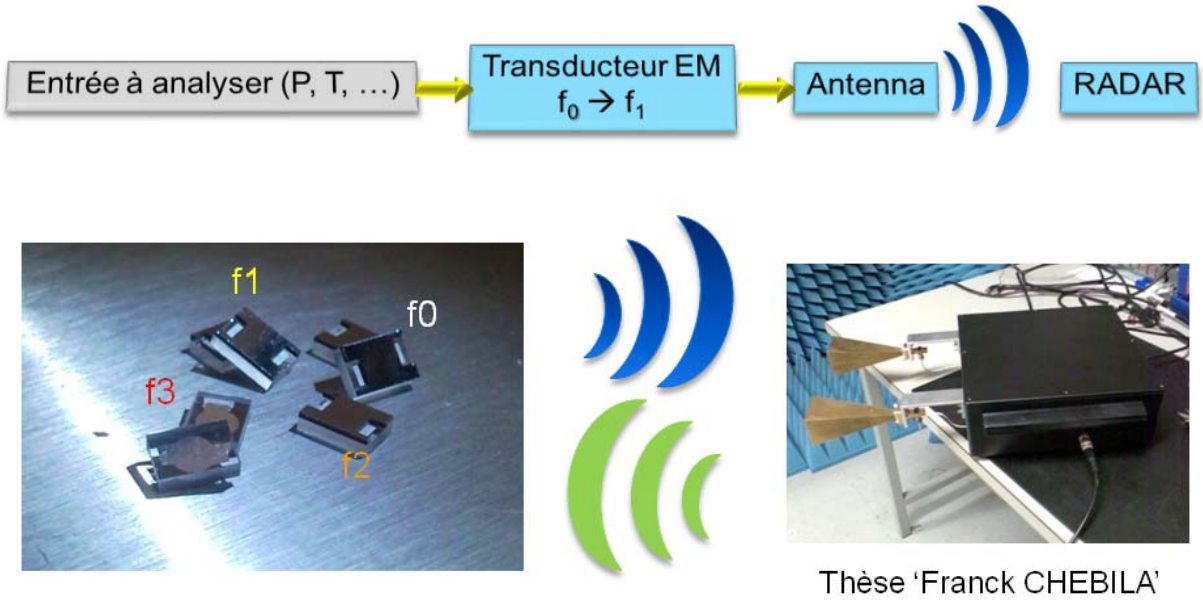


Fig IV. 1. Chaine de mesure Radar

Pour la mesure de la pression, une idée intéressante consiste à envoyer, par radar, une onde modulée à une fréquence fixe F_0 autour de la fréquence de résonance du système de mesure. Comme on l'a expliqué dans les chapitres précédents, une variation de la pression se traduit par un décalage en fréquence au niveau du capteur, donc pour différentes valeurs de la pression on aura des fréquences de résonance différentes au niveau du système de mesure. L'onde retournée nous renseigne, d'une part, sur la distance à laquelle se trouve la cellule de mesure (grâce à la fréquence de battement) et d'autre part sur le changement de niveau de SER (Fig. IV.2). En effet, on obtient un niveau de SER maximum lorsque le système de mesure résonne exactement à la fréquence F_0. Puis, avec la variation en pression, on a une baisse de SER de part et d'autre de cette fréquence de fonctionnement. Cette première technique nous permet donc de déterminer avec exactitude l'emplacement du système de mesure ainsi que la détection de la variation de pression mais reste limitée pour ce qui est de la détermination de la fréquence exacte de résonance. D'autres solutions complémentaires sont en cours d'investigation pour résoudre cet aspect.

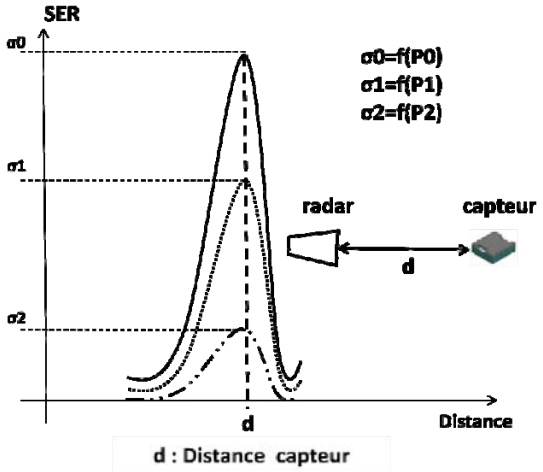


Fig IV. 2. SER de la cible 'capteur+antenne' pour différentes pressions appliquées et à une distance donnée d, à la fréquence centrale F0 du radar FMCW

Pour finir ce manuscrit, on a voulu souligner le fait que ce travail de recherche a ouvert les voies pour l'étude de la faisabilité d'autres types de capteurs (gaz, contraintes, température,…) basés sur le principe de la transduction électromagnétique.

Références

[1] Mohamad Al Bahri, '*Influence de la température sur le comportement statique et dynamique des capteurs de pression capacitifs au silicium'*, Thèse de doctorant de l'INSA de Toulouse, Mai 2005

[2] Merrilli I. Skolnik, '*Radar Handbook*, second edition', 1990

[3] Bassem R.Mahfaza, '*Radar Systems Analysis and design using Matlab'*, 2000

[4] Igor V.Komarov, Sergey M.smolskiy, '*Fundamentals of short range FM radar*', Artech House.

[5] M. M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, H. Aubert, '*Pressure Sensing Approach Based On Electromagnetic Transduction'*, Asia Pacific Microwave Conference 2008, 16-19 December 2008, Hong Kong China

Liste des figures

Fig I. 1. Schéma synoptique d'un capteur 16
Fig I. 2. Principe de fonctionnement d'un dispositif RFID 17
Fig I. 3. Principe de fonctionnement d'un capteur SAW 18
Fig I. 4. Photo MEB d'un transducteur interdigité et de deux pulsations à ondes acoustiques 19
Fig I. 5. Distance d'interrogation pour les RFID (869 MHz et 2.45 GHz) en fonction de la puissance20
Fig I. 6. Principe de fonctionnement du capteur à transduction électromagnétique..... 21

Fig II. 1. Schéma synoptique du capteur EM 32
Fig II. 2. Contraintes liées à la conception du capteur à transduction électromagnétique 32
Fig II. 3. Vue en coupe de la cellule de mesure de la pression..... 35
Fig II. 4. Section droite d'une ligne coplanaire dans un boîtier métallique..... 36
Fig II. 5. Représentation par un schéma équivalent des conditions aux limites..... 36
Fig II. 6. Admittance ramenée au plan de discontinuité..... 37
Fig II. 7. Allure de la fonction d'essai..... 38
Fig II. 8. Comparaison entre une ligne coplanaire et une ligne microruban (interface Air/Diélectrique) 41
Fig II. 9. Variation de la permittivité rélative en fonction de l'épaisseur du gap d'air 42
Fig II. 10. Distribution du champ électrique total pour différents épaisseurs de couche d'air..... 46
Fig II. 11. Transition air silicium : vue en coupe et de dessus 47
Fig II. 12. Calcul des dimensions pour la ligne coplanaire 48
Fig II. 13. Modèles de lignes (coplanaires couplées et de longueur nulle) utilisés pour le calcul des dimensions du résonateur sous Silicium..... 49
Fig II. 14. Premier prototype du capteur à transduction EM..... 51
Fig II. 15. Schéma en coupe du Capteur en fonctionnement..... 52
Fig II. 16. Représentation de la déflexion totale de la membrane 52
Fig II. 17. Variation de la déflexion maximale du centre d'une membrane (circulaire de diamètre d=2800µm) en fonction de la pression pour différentes épaisseurs 53
Fig II. 18. *(a)* Structure simulée ; *(b)* Résultats des simulations de la cellule de mesure pour une épaisseur de couche d'air de 3µm 55
Fig II. 19. *(a)* Section droite de la cellule de mesure ; *(b)* Effet de la variation de l'épaisseur de la couche d'air sur le coefficient de transmission du résonateur..... 56
Fig II. 20. Détermination des zones de sensibilité du capteur EM..... 57
Fig II. 21. Influence de l'épaisseur de la membrane sur la fréquence de résonance du capteur..... 58
Fig II. 22. Simulations et comparaisons du fonctionnement de différentes cellules avec différentes épaisseurs de membrane dans les zones de sensibilité (*(a)*, *(b)*) 59
Fig II. 23. Structure avec une membrane ayant un profil en forme de cône ; (a): vue en 3D ; (b): vue suivant le plan (YOZ)..... 60
Fig II. 24. Répartition géométrique de la membrane au dessus du circuit résonant pour différentes valeurs du diamètre du disque inférieur du cône..... 61
Fig II. 25. Vue en coupe du profil de la membrane pour deux diamètres différents..... 61
Fig II. 26. Effet du profil de la membrane sur le fonctionnement du capteur EM (pour une membrane d'épaisseur 50µm et une couche d'air de 6µm) 62

Fig II. 27. Distribution du champ électrique et du courant surfacique à la résonance pour deux capteurs avec une déflexion de membrane de 4µm et des diamètres de : *(a)* 700µm et *(b)* 1400µm..... 63
Fig II. 28. Comparaison du profil de déformation de la membrane 64

Fig III. 1. *(a)* Vue 3D de la structure; *(b)* Les différents éléments du circuit résonant 71
Fig III. 2. Masques de la plaquette à réaliser..... 72
Fig III. 3. *(a)* Schéma synoptique du procédé de réalisation des cellules de mesure ; *(b)* Bref descriptif des étapes technologiques 73
Fig III. 4. Réalisation de la cavité..... 75
Fig III. 5. Réalisation des lignes par lift-off 77
Fig III. 6. Dépôt du métal 78
Fig III. 7. Tournette pour enduction manuelle (à gauche en bas), Machine pour insolation par proximité, par contact :MA 150 [19]..... 78
Fig III. 8. Machine d'enduction et de développement de résine automatique (EVG 620)..... 79
Fig III. 9. Profil 3D des premiers prototypes de la cellule de mesure 79
Fig III. 10. Plaque de Pyrex avec des circuits résonants déposés dans des cavités gravées..... 80
Fig III. 11. Principe de la gravure RIE 80
Fig III. 12. Principe de la gravure DRIE 81
Fig III. 13. Rugosité des plans de gravure DRIE [24]..... 82
Fig III. 14. Machine de gravure RIE (coté salle blanche) et l'écran de contrôle process..... 82
Fig III. 15. Plaquette de SiHR après gravure RIE 82
Fig III. 16. Assemblage Si / Pyrex 83
Fig III. 17. Photo de l'appareil d'assemblage AML[31] 84
Fig III. 18. Schéma descriptif d'une scie diamantée (à gauche), scie diamantée : DAD 321 semi automatique (à droite) 85
Fig III. 19. Photos des premiers prototypes du capteur de pression à transduction électromagnétique 85
Fig III. 20. Profil de gravure humide KOH du silicium 86
Fig III. 21. Procédé de fabrication des membranes pour les capteurs de pression à transduction électromagnétique (vue en coupe)..... 86
Fig III. 22. Premiers prototypes de capteurs avec membrane (50µm d'épaisseur) 88
Fig III. 23. Dispositif de mesure sur wafer..... 89
Fig III. 24. Photo du banc de mesure en fréquence et en pression 90
Fig III. 25. Conception mécanique du module de pression 91
Fig III. 26. Système de positionnement et bras pour l'application de la pression 92
Fig III. 27. Positionnement du nez au dessus de la membrane..... 92
Fig III. 28. Côté arrière de l'unité de pression 93
Fig III. 29. Outil de contrôle logiciel..... 93
Fig III. 30. La pression souhaitée et la pression effective (lors de la calibration de 1 à 5bar) [36]..... 94
Fig III. 31. Comparaison entre les paramètres S simulés et mesurés pour un gap d'air de 3µm 95
Fig III. 32. Transition air/silicium 96
Fig III. 33. Résultats de mesure pour une membrane à déplacement uniforme (SiHR=400µm) 97
Fig III. 34. Comparaison des résultats de mesure, de simulation et du modèle de ligne..... 97
Fig III. 35. Comparaison des résultats de sensibilité de mesure, de simulation et du modèle de ligne. 98
Fig III. 36. Positionnement du nez au dessus de la membrane..... 99
Fig III. 37. Dimensions et configuration des nez de mesure 99
Fig III. 38. Mesures de la variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression 100

Fig IV. 1. Chaine de mesure Radar 109
Fig IV. 2. SER de la cible 'capteur+antenne' pour différentes pressions appliquées et à une distance donnée d, à la fréquence centrale F0 du radar FMCW 110

Fig A. 1. Schéma synoptique d'un capteur de pression 118
Fig A. 2. Différents types de manomètres 119

Fig E. 1. Gabarit et réponse électrique d'un filtre passe-bande 128
Fig E. 2. Prototype passe-bas 128
Fig E. 3. Modification du prototype du filtre passe-bas : (a) résonateurs séries 129
Fig E. 4. Transformation passe-bas passe-bande 130
Fig E. 5. Filtre passe-bandes à stubs quart d'ondes 130
Fig E. 6. Filtre combline en ligne de transmission idéale 131
Fig E. 7. Filtres interdigités en lignes de transmissions idéales 131
Fig E. 8. Filtre passe-bande à lignes couplées quart d'ondes 132

Liste des Tableaux

Tab II. 1. Principales caractéristiques du silicium utilisé pour fabriquer le capteur 33
Tab II. 2. Principales caractéristiques de pyrex utilisé pour fabriquer le capteur 34
Tab II. 3. Dimensions des lignes coplanaires en espace libre 48
Tab II. 4. Dimensions des lignes coplanaires sous silicium 49
Tab II. 5. Dimensions des lignes couplées coplanaires qui forment le résonateur 50

Tab III. 1. Conditions de dépôt de résine et d'attaque du masque Cr/Au pour la gravure du pyrex 75
Tab III. 2. Paramètres de gravure du Pyrex par du HF dilué à 2,5% et 12,5% 75
Tab III. 3. Uniformité de la vitesse de gravure du pyrex..... 75
Tab III. 4. Différents paramètres concernant la rugosité du Pyrex obtenue avant et après gravure (avec les deux concentrations d'HF)..... 76
Tab III. 5. Comparaison entre les hauteurs de cavités fixées et mesurées..... 76
Tab III. 6. Conditions de dépôt des lignes résonantes par lift-off 78
Tab III. 7. Les étapes de gravure RIE..... 81
Tab III. 8. Conditions de gravure RIE du Si..... 81
Tab III. 9. Conditions expérimentales de l'assemblage Si /Pyrex..... 83
Tab III. 10. Propriétés de l'AML 83
Tab III. 11. Les différentes techniques de discrétisation [32] 84
Tab III. 12. Paramètres de la gravure KOH..... 87
Tab III. 13. Evolution des fréquences de résonance mesurées en fonction de l'épaisseur du gap d'air 96
Tab III. 15. Variation de la fréquence de résonance en fonction de la pression appliquée 100

Tab A. 1. Exemple de critères de choix pour capteurs 120

Liste des publications

- '*New Electromagnetic Transduction Micro-sensor Concept For Passive Wireless Pressure Monitoring Application*'

  M. M. Jatlaoui, F. Chebila, I.Gmati, P.Pons, H.Aubert

  The 15th Conference on Solid-State Sensors, Actuators & Microsystems, Transducers 2009, June 21-25 2009, Denver, Colorado, USA

- '*Reconfigurable Multi-band Scatterers For Micro-Sensors Identification'*

  F. Chebila, **M. M. Jatlaoui**, P.Pons, H.Aubert

  IEEE International Symposium On Antennas and Propagation, June 1-5 2009, Charleston, SC USA

- '*Interrogation Radar de Micro-Capteur de Pression à Transduction Electromagnétique*'

  F. Chebila, **M. M. Jatlaoui**, P.Pons, H.Aubert

  16ème Journées Nationales Microondes, 27-29 Mai 2009, Grenoble, France

- '*Pressure Sensing Approach Based On Electromagnetic Transduction'*

  M. M. Jatlaoui, F. Chebila, P. Pons, H. Aubert

  Asia Pacific Microwave Conference 2008, 16-19 December 2008, Hong Kong China

- '*Pressure Microsensor Based On Radio Frequency Transducer'*

  M. M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert

  International Microwave Symposium, Atlanta, 15-20 June, 2008-10-24

- '*Utilisation de la RF pour la mesure de la pression : Application à un nouveau type de Micro-Capteur'*

  M. M. Jatlaoui

  Journée de l'école doctorale GEET, 20 Mars 2008, Toulouse, France

- '*Radio Frequency Pressure Transducer'*

  M. M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert

  The 37th European Microwave Conference, European Microwave Week 2007, Munich 8-12 October

- '*Capteur de Pression à transduction Radio Frequence'*

  M. M. Jatlaoui, P. Pons, P. F. Calmon, H. Aubert, M. Al. Bahri

  15ème Journées Nationales Micro-ondes (JNM'2007), Toulouse (France), 23-25 Mai 2007

  2ème prix du meilleur papier étudiant

- '*Planar Circuits For The Accurate Measurement Of Dielectric Permittivity At Microwave and Millimeter-Wave Frequencies'*

  M. M. Jatlaoui, P. Pons, H. Aubert

  5èmes Journées Maghreb-Europe sur les Matériaux et leurs Applications aux Dispositifs et Capteurs, (MADICA'2006), Mahdia (Tunisie)

Annexe A

Rapide état de l'art sur les capteurs de pression

1- Définition de la pression :

La pression est la force appliquée par unité de surface.

Elle se définit comme suit :

$$P = \frac{F}{S}$$

F : Force en Newton (N).

P : Pression en N/m² (1 Pa = 1N/m²).

S : Surface en m².

La pression est souvent exprimée en bar (1bar = 10^5Pa).

2- Les différents types de pression :

On distingue différents types de pression :

Pression absolue : C'est la pression mesurée au dessus du vide total ou du zéro absolu. Le zéro absolu représente une absence de pression.

Le vide : il correspond théoriquement à une pression absolue nulle. Il ne peut être atteint, ni même dépassé. Quand on s'en approche, on parle alors de vide poussé.

Pression atmosphérique (ou barométrique) : La pression atmosphérique au niveau de la mer est de 1,012 bar. Elle peut varier de +/-25 mbar avec la pluie ou le beau temps. La valeur de la pression atmosphérique décroit lorsque l'altitude augmente.

Pression relative **:** C'est la pression au dessus de la pression atmosphérique. Elle représente la différence positive entre la pression mesurée et la pression atmosphérique existante.

Pression différentielle : C'est la différence de deux pressions ou la différence de grandeur entre une valeur de pression donnée et une pression de référence.

Pression hydrostatique : C'est la pression exercée au dessous de la surface d'un liquide par le liquide situé au dessus, quand le fluide est au repos. A l'intérieur d'une colonne de fluide se crée une pression due au poids de la masse de fluide sur la surface considérée.

Pression hydrodynamique : Elle résulte de la vitesse du fluide en mouvement. Un fluide qui se déplace crée une pression *P* supplémentaire :

$$P = 0{,}5 \times \rho \times v^2$$

Avec v : la vitesse de déplacement du fluide en m/s

ρ : la masse volumique du fluide en kg/m3

3- Qu'est ce qu'un capteur de pression :

Principe d'un capteur de pression :

Dans tous les cas, un capteur de pression peut se ramener au schéma synoptique ci-dessous :

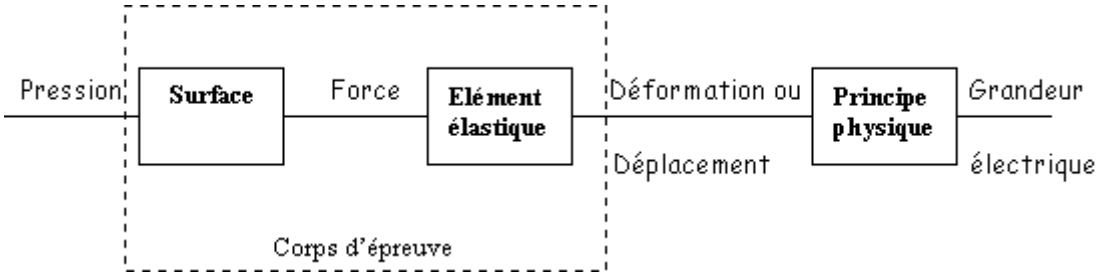


Fig A. 1. Schéma synoptique d'un capteur de pression

Le corps d'épreuve est l'élément mécanique qui, soumis aux variations de la grandeur à mesurer, a pour rôle de transformer celle-ci en grandeur physique mesurable.
On distingue deux grandes familles de capteurs de pression:

- Les capteurs utilisant un liquide
- Les capteurs à déformation de solide

Capteurs utilisant un liquide :

On trouve, parmi ces instruments, le plus simple de tous les indicateurs de pression de l'industrie, le manomètre à liquide. Lorsque les pressions statiques sont faibles et que seule une indication visuelle est requise, on se sert de manomètres visuels. La figure (Fig A. 2**)** ci-dessous montre respectivement les très simples manomètres à tube en U, à puits (ou réservoir) et incliné.
Dans le cas de pressions élevées, on se sert de mercure comme liquide. C'est la position d'un flotteur à la surface du mercure qui définit le niveau de mercure, lequel à son tour définit la pression requise pour lui faire atteindre ce niveau.

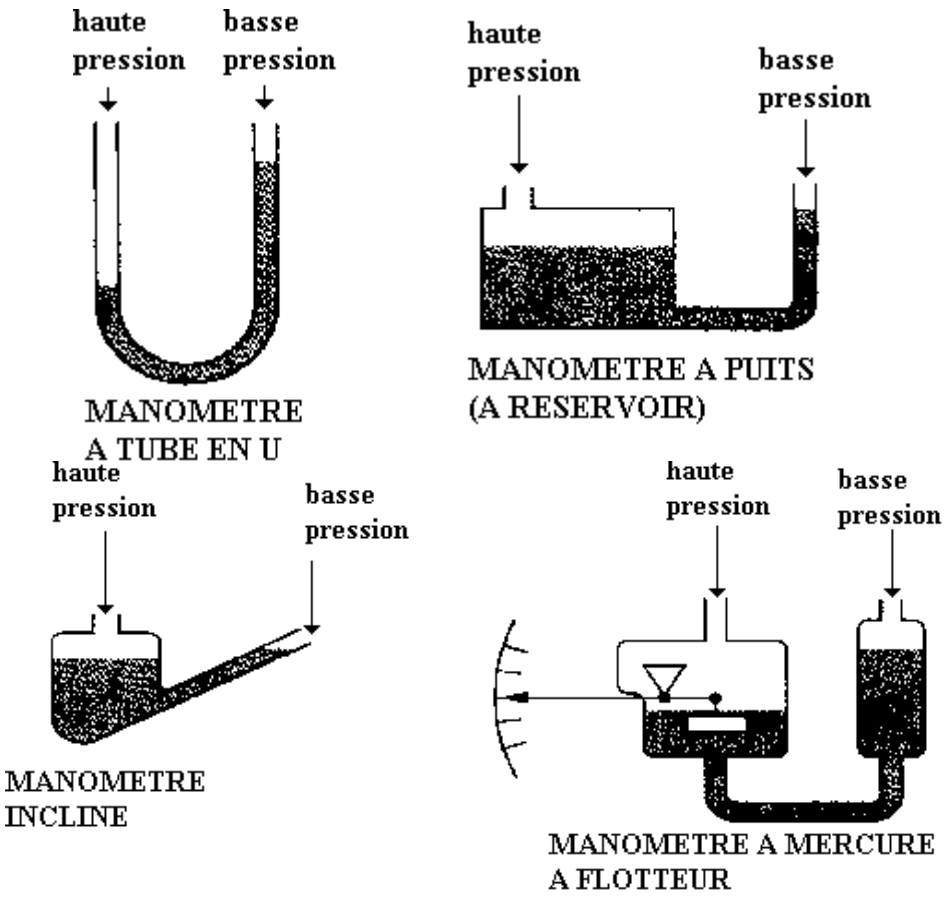


Fig A. 2. Différents types de manomètres

<u>Capteurs à déformation de solide :</u>

On utilise ces capteurs lorsqu'on a besoin d'une indication ou d'un enregistrement direct de la pression différentielle et là où un fluide de remplissage sera nocif pour le procédé. Sous l'action de la pression, un solide se déforme de manière élastique. Différents matériaux sont utilisés, caoutchouc, matières plastiques, alliages métalliques, acier inoxydable. La membrane peut être soumise à une pression sur l'une de ses faces ou à deux pressions (une par face). La pression peut agir directement sur la membrane ou indirectement par l'intermédiaire d'une tige ou d'une liaison hydraulique.

Le tableau (Tab A. 1) ci-dessous rappelle quelques critères de choix pour ce type de capteurs.

Principe	Type	Sous type	Critères
Colonne de liquide	Manomètre à tube en U		-indicateur -faibles pressions
	Manomètre à tube incliné		-mesures des très faibles pressions -plus grande précision que le tube en U

Déformation de solide	Manomètre à tube de Bourdon		-indicateur à aiguille -peut fonctionner en déprimomètre -peut être équipé de contacts mini et maxi pour une utilisation en pressostat
	Manomètre à soufflet		-mesure de la pression atmosphérique jusqu'à des pressions de 25 bars avec une bonne précision -peut être associé à un tambour enregistreur
	Manomètre à membrane	Capteur à jauge de contrainte	-délivre un signal analogique fonction de la déformation de la jauge sous la pression -traitement d'un signal faible et influence de la température augmente la complexité et le coût du capteur
		Capteur à transfo. Différentiel*	-mesure d'une pression différentielle (courant induit par le déplacement de la membrane) -robuste et précision (-1%) -non conseillé pour les variations rapides de pression (quelques Hz)
		Capteur à effet capacitif	-la capacité électrique varie en fonction de la déformation de la membrane -mesure des très faibles pressions -excellent temps de réponse
Piézo – électrique**	Capteur piézo-électrique	-	-la pression appliquée au quartz fait varier sa fréquence de résonance -temps de réponse très rapide -peu sensible (quelques millibars) -coût avantageux pour des pressions > 100 mbar

Tab A. 1. Exemple de critères de choix pour capteurs

Le transformateur différentiel : Il se compose d'un enroulement primaire, de deux enroulements secondaires et d'un noyau magnétique mobile. Suivant la position du noyau, le primaire induit une f.e.m dans chacun des deux secondaires. Le déplacement du noyau entraîne des variations inverses de ces deux f.e.m. La différence des ces deux f.e.m constitue le signal de sortie

La piézo-électricité : est la particularité que possèdent certains cristaux (quartz, céramique, titanate de baryum…) de se polariser électriquement lorsqu'ils sont soumis à des contraintes mécaniques. La quantité de charges électriques produites est proportionnelle sur une large plage aux efforts appliqués.

Histoire et évolution des capteurs de pression: De Galilée à la piézorésistivité

1594 : Galilée obtient un brevet sur une machine destinée à pomper l'eau d'une rivière pour irriguer les terres. Galilée a découvert que la limite jusqu'où l'eau montait dans la pompe aspirante était de 10 mètres, sans toutefois pouvoir expliquer ce phénomène. Les scientifiques se sont alors attachés à découvrir la cause de ce phénomène.

1644 : Evangelista Torricelli (Torr), physicien italien, a rempli de mercure un tube de 1 m de long, hermétiquement fermé à une extrémité, et l'a placé à la verticale en plongeant l'extrémité ouverte dans une cuve pleine de mercure. La colonne de mercure descendait invariablement jusqu'à environ 760 mm, laissant un espace au-dessus de cette limite. Torricelli attribuait ce phénomène à une force pesant sur la surface de la Terre, sans savoir d'où elle provenait. Il en a également conclu que l'espace laissé dans la partie supérieure du tube était vide, qu'il n'y avait rien dedans et l'a appelé un "vide".

1648 : Blaise Pascal, philosophe, physicien et mathématicien français, ayant entendu parler des expériences de Torricelli, cherchait l'origine des découvertes de Galilée et de Torricelli. Il est parvenu à la conviction que la force qui maintenait la colonne à 760 mm était le poids de l'air situé au-dessus. Ainsi, sur une montagne, la force devait être diminuée du poids de l'air existant entre la vallée et la montagne. Il a prévu que la hauteur des colonnes diminuerait, ce qu'il a prouvé par ses expériences menées sur le Puy de Dôme, au centre de la France. En partant de la diminution ainsi constatée, il a pu calculer le poids de l'air. Pascal a également établi que cette force, qu'il a appelée "pression", agissait uniformément dans tous les sens.

1656 Otto von Guericke, né à Magdeburg en Allemagne. La conclusion de Torricelli selon laquelle il y avait un vide ou le "néant" s'opposait à la doctrine d'un Dieu omniprésent ; elle a donc été attaquée par l'Eglise. Guericke a mis au point de nouvelles pompes à air permettant d'évacuer des volumes plus importants et a présenté une expérience spectaculaire à Magdeburg en expulsant l'air de deux hémisphères en métal que l'on avait assemblées en n'utilisant rien d'autre que de la graisse. 8 chevaux disposés de chaque côté n'ont pas suffi à séparer les deux hémisphères ainsi assemblées.

Technologies mécaniques de mesure

1843 Lucien Vidie, mécanicien français, invente et fabrique le baromètre anéroïde, qui utilise une capsule à la place d'un liquide pour mesurer la pression atmosphérique. L'extension de la capsule sous l'action de la pression atmosphérique est amplifiée par un dispositif mécanique sur un système à aiguille indicatrice. En utilisant la méthode à aiguille indicatrice de Vidie, Eugène Bourdon a breveté en 1849 le manomètre de Bourdon pour les hautes pressions.

Technologies électriques de mesure

1930 Les premiers capteurs de pression étaient des mécanismes de transduction dans lesquels les mouvements des membranes, ressorts ou tubes de Bourdon étaient convertis en grandeur électrique. Par exemple, une membrane constituant l'armature mobile d'une capacité ou bien, le déplacement de l'aiguille d'un manomètre comme commande d'un potentiomètre.

1938 Les jauges de contrainte collées ont été mises au point indépendamment par E. E. Simmons, du California Institute of Technology et par A.C. Ruge, du Massachusetts Institute of Technology. Simmons a été plus rapide à déposer une demande de brevet.

1955 Les premières jauges de contrainte pelliculaires ont fait leur apparition. Dotées d'un pont de mesure résistif, elles permettent d'accéder, lorsque collées sur une membrane, aux contraintes locales.

1965 La liaison par collage des jauges sur la membrane a toujours été à l'origine d'hystérésis et d'instabilité. Dans les années 1960, Statham a mis au point les premiers transducteurs à couche mince de bonne stabilité et de faible hystérésis. Aujourd'hui, cette technologie est un acteur de premier plan sur le marché de la mesure des hautes pressions.

1973 William R. Poyle a déposé un brevet sur des transducteurs capacitifs à base de verre ou de quartz, puis plus tard en 1979, Bob Bell de Kavlico, à base de céramique. Cette technologie a comblé un vide dans les basses pressions, au point qu'elle représente aujourd'hui, alliée aux résistances sur membranes céramiques, la technologie la plus répandue pour les matières à risque.

'The sensor age'

1967 Au Centre de Recherches Honeywell de Minneapolis (Etats-Unis), en 1967 : Art R. Zias et John Egan ont déposé une demande de brevet sur la membrane en silicium à contrainte de bordure. En 1969, Hans W. Keller a déposé une demande de brevet portant sur le capteur silicium fabriqué par lots. Cette technologie profite des énormes avancées de la technologie des circuits intégrés.

2000 Un élément sensible à la pression moderne pèse de l'ordre de 0,01 g. Si toutes les membranes non cristallines présentent une hystérésis intrinsèque, la limite de précision de cet élément n'est pas décelable par les moyens d'aujourd'hui. La technologie piézorésistive est la plus universellement répandue. Elle s'applique aux plages de pression allant de 100 mbar à 1500 bars en modes absolu, relatif et différentiel.

Les microcapteurs de pression constituent les premiers types de microcapteurs à silicium micro usinés développés entre 1950 et 1960. Donc, les microcapteurs de pression représentent probablement les composants silicium micromécaniques les plus matures avec une large diffusion commerciale.

Annexe B

Propriétés du Pyrex

Mechanical Properties
Density (at 20º C/68 ºF): 2.23 g/cm³
Knoop Hardness: 418 kg/mm^2
Young's Modulus: 64 GPa
Flexural Strength: 69 MPa @R.T.
Poisson's Ratio: 0.20
Shear Modulus: 2.67 x 10^3 kg/mm^2

Thermal Properties
Thermal Coefficient of Expansion (0/300 °C): 32.5 x 10^{-7}/°C
Thermal Conductivity: 1.1 W/mK @R.T.
Specific Heat: 0.18 cal/g-°C @R.T.
Strain Point: 510°C/950°F
Annealing Point: 560°C/1040°F
Softening Point: 821°C/1509.8°F

Optical Properties
Refractive Index (l=589.3nm): 1.473

Chemical Properties
Hydrolytic resistance: class 1
Acid resistance: class 1
Alkali resistance: class 2

Electrical Properties
Dielectric Constant: E=4.6 1MHz @R.T.
Dielectric Strength: 0.5 kV/mm
Resistivity: 8 x 10^{10} ohm/cm @R.T.

Propriétés du silicium

qualité : type "prime"
diamètre : 4 pouces ; 100mm (± 0.5mm)
orientation: 100 (± 1°)
épaisseur: 400µm (± 25µm)
surface : DSP
TTV: <10µm
Bow: 40µm
type: P
dopage: 10e12 (résistivité : >3Kohm.cm)

Annexe C

Expression analytique des modes $\left(\mathbf{f}_{\mathbf{n}}^{\alpha}\right)_{\substack{n\in N\\ \alpha=TE,TM}}$

$$f_{nx}^{TE} = \sqrt{\frac{\tau_n}{a}} \frac{-j\beta}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2}} \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$$

$$f_{nx}^{TM} = \sqrt{\frac{\tau_n}{a}} \frac{\frac{n\pi}{a}}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2}} \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$$

$$f_{nz}^{TE} = \sqrt{\frac{\tau_n}{a}} \frac{\frac{n\pi}{a}}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2}} \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$$

$$f_{nz}^{TM} = \sqrt{\frac{\tau_n}{a}} \frac{-j\beta}{\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 + \beta^2}} \sin\left(\frac{n\pi x}{a}\right)$$

Annexe D

Pointes de mesures RF

Infinity Probe®

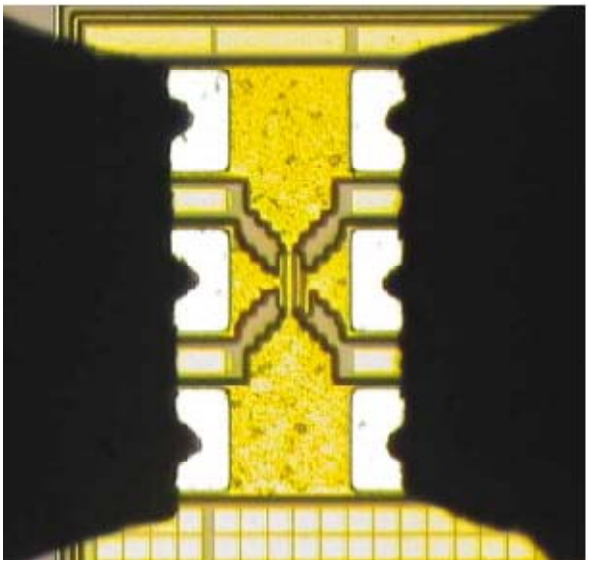
High-frequency performance with low, stable contact resistance on aluminum pads

The Infinity Probe sets a new benchmark for the device characterization and modeling community. This revolutionary probe combines extremely low contact resistance on aluminum pads with unsurpassed RF measurement accuracy to give you highly reliable, repeatable measurements. The Infinity Probe reaches this new performance level through the combination of Cascade Microtech's proprietary thin-film technology and coaxial probe technology.

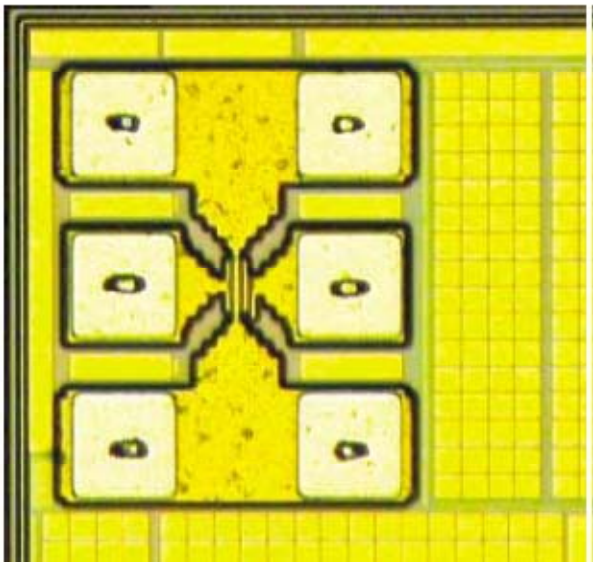
Featured in April '03 Edition of Microwaves & RF

Features
- Lithographic thin-film construction
- Excellent crosstalk characteristics
- Non-oxidizing nickel alloy tips
- Innovative force delivery mechanism
- 40, 50, 67, 110 GHz versions
- GSG, SG/GS configurations
- 100, 125, 150, 200 or 250 µm pitches
- Fast delivery

Advantages
- Superior field confinement reduces unwanted couplings to nearby devices and transmission modes
- Superior measurement accuracy and repeatability
- Small scrub minimizes damage to aluminum pad
- Typical contact resistance < 0.05 Ohm
- Save valuable wafer space and reduce pad parasitics by being able to shrink pad geometries to 50 x 50 µm
- Automation of measurements
- Reduction in modeling and design cycle time



Excellent tip visibility
Infinity Probe contacting Silicon RF device



Small contact marks enable contact of 50 x 50 µm pads

Annexe E

Topologie et technologie des filtres

Le résonateur constitue l'élément essentiel de la cellule de mesure. En effet, le choix de la topologie et de la technologie du filtre qui le compose est important. Ce choix doit répondre à un certain nombre de critères de nature :

Electriques	Physiques	Economique
Largeur de bande passante Fréquence centrale Ondulation dans la bande Atténuation hors bande Pertes dans la bande passante	Encombrement Poids Tenue en puissance Stabilité mécanique Sensibilité en température	Coût de conception Coût de production

Pour la réalisation des fonctions de filtrage, et selon le type d'application qu'on envisage, deux technologies peuvent être adoptées, à savoir : les technologies volumiques et planaires.

Les technologies volumiques	Avantages	inconvénients
Guides d'ondes rectangulaires ou circulaires Résonateurs diélectriques Cavités métalliques Adaptées au filtrage à bande étroite pour les signaux de forte puissance	Faibles pertes Diélectrique : air Faibles pertes par effet joule	Encombrement Poids important Fabrication, usinage Coût élevé

Les technologies planaires	Avantages	inconvénients
Microruban, coplanaire, multicouche et membrane Ne concerne pas les signaux de forte puissance	Faible encombrement Cout de fabrication	Pertes

Pour notre étude seule la technologie planaire peut être envisagée et ce pour des raisons de compacité et d'interaction avec la membrane. Dans ce qui suit, on présente un bref état de l'art en ce qui concerne les topologies et synthèses des filtres passe-bande planaires.

Il y a deux catégories de filtres passe-bande, on trouve des filtres à large bande/bande moyenne et à bande étroite. Dans la littérature, diverses topologies sont énumérées et des formules de synthèse sont établies et permettent, à partir d'un gabarit donné, de définir un prototype de filtre idéal. Ce prototype permet de retrouver les valeurs des impédances des lignes qui composent le filtre et les longueurs électriques qui définissent la fréquence centrale. Avec la fréquence centrale, les pertes d'insertion, la largeur de la bande passante, les ondulations et le niveau de réjection constituent les paramètres fondamentaux qui définissent le gabarit et la réponse électrique du filtre.

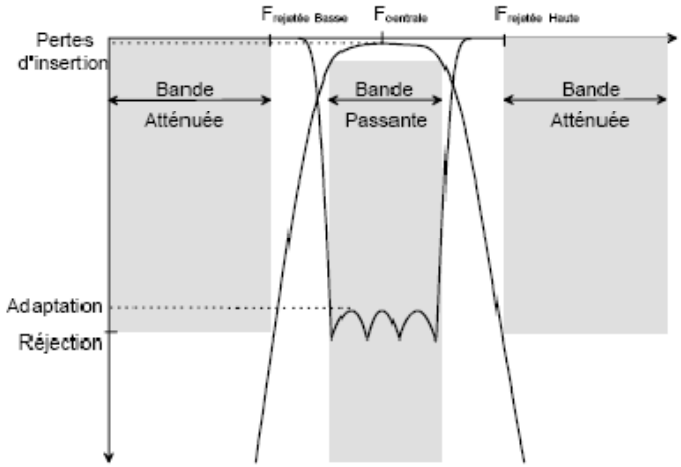


Fig E. 1. Gabarit et réponse électrique d'un filtre passe-bande

La figure (Fig E. 2) présente le prototype du filtre passe bas idéal à éléments localisés à partir du quel on peut synthétiser tout type de filtre (passe bande, coupe bande,...). Ce prototype est composé d'un enchainement de résonateurs séries et parallèles. La figure (Fig E. 3) donne une autre représentation du filtre idéal après modification et décomposition en circuits résonateurs série, formés d'inverseurs d'impédances idéaux $K_{i,i+1}$et d'inductances série, et parallèle, formés d'inverseurs d'admittance $J_{i,i+1}$et de capacités parallèles.

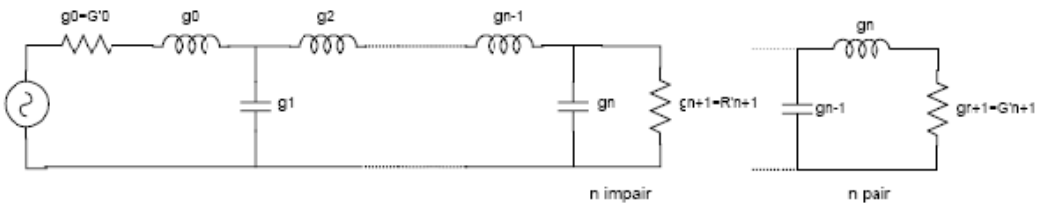


Fig E. 2. Prototype passe-bas

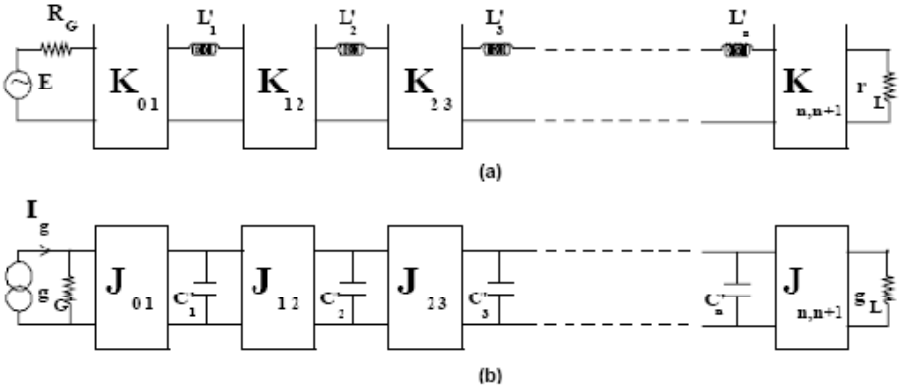


Fig E. 3. Modification du prototype du filtre passe-bas : (a) résonateurs séries ; (b) résonateurs parallèles

Les inverseurs utilisés sont caractérisés par leur matrice chaîne :

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{j}{J} \\ jJ & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & jK \\ \frac{j}{K} & 0 \end{pmatrix}$$

On obtient les relations suivantes pour les inverseurs d'impédances :

$$J_{01} = \sqrt{\frac{G_c \times C_1^{'}}{g_{0\times} g_1}} \qquad J_{k;k+1} = \sqrt{\frac{C_k^{'} \times C_{k+1}^{'}}{g_{k\times} g_{k+1}}} \qquad J_{n;n+1} = \sqrt{\frac{C_L \times C_n^{'}}{g_{n\times} g_{n+1}}}$$

Pour les inverseurs d'admittance, on obtient:

$$K_{01} = \sqrt{\frac{R_c \times L_1^{'}}{g_0 \times g_1}} \qquad K_{k;k+1} = \sqrt{\frac{L_k^{'} \times L_{k+1}^{'}}{g_{k\times} g_{k+1}}} \qquad K_{n,n+1} = \sqrt{\frac{R_L \times L_n^{'}}{g_{n\times} g_{n+1}}}$$

Pour passer du filtre passe-bas au filtre passe-bande, il faut effectuer la transformation en fréquence suivante :

$$p \rightarrow \beta\left(\frac{p}{w_0} + \frac{w_0}{p}\right)$$

Avec β, la bande passante, et $\omega_{0,}$ la pulsation centrale, définies comme suit :

$$\beta = \frac{w_0}{w_2 - w_1} = \frac{w_0}{\Delta w}$$

$$w_0 = \sqrt{w_1 w_2}$$

Ainsi, le filtre passe-bas normalisé (ω_c=1) est transformé en fonction passe-bande de fréquence de coupure ω_1 et ω_2 (ω_1<ω_2).

Par cette transformation en fréquence :

- Les résistances ne subissent aucune transformation.

- Les capacités sont transformées en circuits résonants parallèles :

Cp→ $p \rightarrow \beta(\frac{p}{w_0} + \frac{w_0}{p})$

- Les inductances sont transformées en circuits résonants séries :

Lp→ $p \rightarrow \beta(\frac{p}{w_0} + \frac{w_0}{p})$

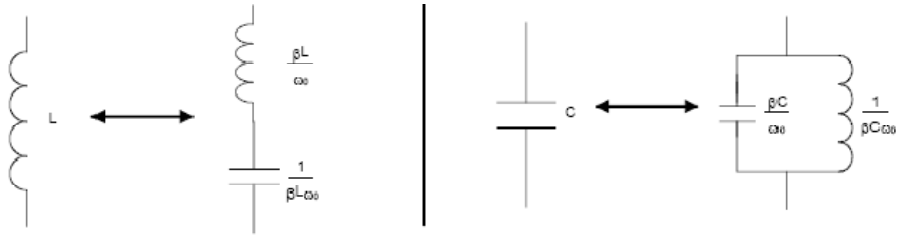


Fig E. 4. Transformation passe-bas passe-bande

Parmi les filtres passe bande, on peut citer les filtres à large bande passante et à bande moyenne : Ils sont caractérisés par des bandes passantes comprises entre 20% et 80%. La figure (Fig E. 5) montre un filtre large bande à stubs quart d'ondes. Les éléments de ce filtre sont déterminés à partir du filtre passe bas idéal. On calcule les admittances caractéristiques des lignes composant le filtre. Les impédances sont ainsi déduites. Ce qui nous permet, finalement, de dimensionner le filtre.

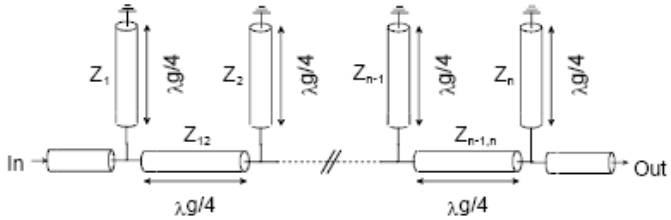


Fig E. 5. Filtre passe-bandes à stubs quart d'ondes

Les filtres à bande étroite constituent l'autre filière des filtres passe bande. Ces filtres utilisent de lignes couplées. Il existe, principalement, trois topologies pour ce genre de filtrage : le filtre combline, le filtre interdigité et le filtre à lignes couplées quart d'onde.

- Le filtre combline

Comme indiqué sur la figure (Fig E. 6), le filtre est constitué de lignes couplées disposées en parallèle. Ces lignes possèdent deux terminaisons : un court circuit et une capacité. La propagation du signal se fait par couplage interligne. A la résonance la longueur des résonateurs est inférieure à $\lambda/4$ vu la présence des charges capacitives.

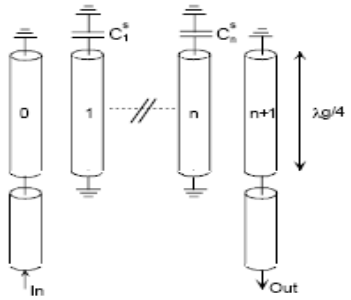


Fig E. 6. Filtre combline en ligne de transmission idéale

Les propriétés des lignes, les largeurs de rubans et des gaps entre lignes, sont déterminées par des transformations après avoir calculer les capacités propres et mutuelles des résonateurs.
L'inconvénient de ce genre de filtre est qu'il faut fournir un niveau de couplage assez élevé conduisant à des problèmes de faisabilité.

-Le filtre interdigité

Comme c'est le cas pour le filtre combline, pour un filtre interdigité (Fig E. 7) la propagation du signal se fait par couplage entre les lignes d'accès et les résonateurs. Par contre, ces lignes se terminent alternativement par un circuit ouvert et un court circuit.
La réponse électrique du filtre interdigité est parfaitement symétrique ce qui conduit en termes de phase à de meilleures caractéristiques électriques. Comparé au filtre combline, le niveau de couplage à assurer est faisable.

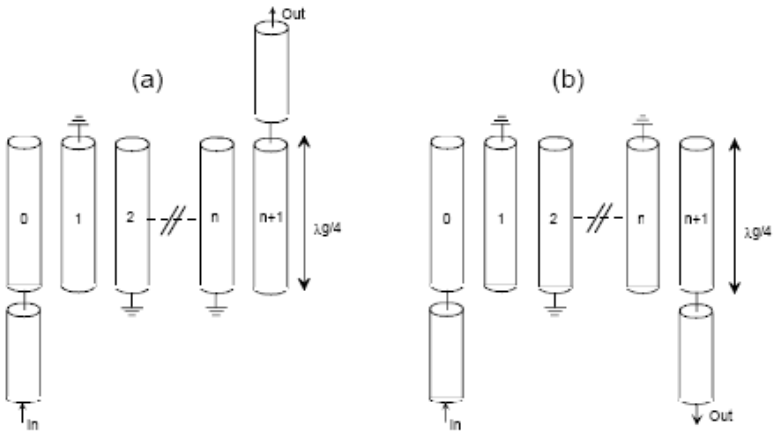


Fig E. 7. Filtres interdigités en lignes de transmissions idéales

- Le filtre à lignes couplées quart d'onde

La figure (Fig E. 8) représente un filtre à lignes couplées quart d'onde. Avec ce type de filtre on peut avoir une bande passante inférieure à 20%. On peut jouer sur le niveau de couplage pour avoir de meilleures performances en sélectivité. Si on veut avoir des bandes passantes plus importantes, il faut augmenter le niveau de couplage ce qui conduit à des problèmes de faisabilité.

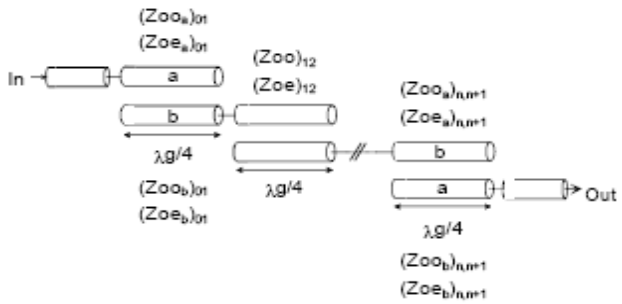


Fig E. 8. Filtre passe-bande à lignes couplées quart d'ondes

Pour synthétiser un filtre passe bande à lignes couplées quart d'ondes, on peut prendre comme référence les travaux de Matthaei et Cohn. Les dimensions des lignes (largeurs er fentes) sont déterminées à partir des impédances des modes pairs et impairs pour chaque quart de lignes couplées symétriques. Lorsque les potentiels des deux lignes couplées ont la même valeur, on est en mode pair. Dans le cas où les lignes ont des potentiels opposé, on est en mode impair.
Pour la synthèse du filtre, on a besoin de connaitre les caractéristiques électriques suivantes : la fréquence centrale f_0, la bande passante relative w, l'impédance de normalisation du filtre $Z_a$et les coefficients de Tchebycheff normalisés du prototype passe-bas g_i .

Par définition :

$$\theta_1 = \frac{\pi}{2}\left(1 - \frac{w}{2}\right)$$

Pour les lignes d'accès du filtre (k=0 et k=n) :

$$J_{k,k+1} = \frac{1}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}$$

$$\left(Z_{00}^{a}\right)_{k,k+1} = Z_a\left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\sqrt{h} + 1\right)$$

$$\left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1} = 2Z_a - \left(Z_{oo}^{a}\right)_{k,k+1}$$

$$\left(Z_{oe}^{b}\right)_{k,k+1} = \left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1} + hZ_a\left(\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)^2\right) - Z_a$$

$$\left(Z_{oo}^{b}\right)_{k,k+1} = \left(Z_{oe}^{b}\right)_{k,k+1} + \left(Z_{oo}^{a}\right)_{k,k+1} - \left(Z_{oe}^{a}\right)_{k,k+1}$$

$$\frac{J_{k,k+1}}{Z_a} = \frac{1}{\sqrt{g_k g_{k+1}}}$$

$$M_{k,k+1} = \sqrt{\left(\frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)^2 + \frac{\tan^2\theta_1}{4}}$$

$$\left(Z_{oe}\right)_{k,k+1} = hZ_a\left(M_{k,k+1} + \frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)$$ impédance mode pair

$$(Z_{oo})_{k,k+1} = hZ_a\left(M_{k,k+1} - \frac{J_{k,k+1}}{Z_a}\right)$$ impédance mode impair

Le paramètre h définit un degré de liberté (sans dimension) et permet de régler le niveau d'impédance des différentes sections de lignes couplées autour de 50 Ω.

$$h = \frac{1}{\frac{\tan\theta_1}{2} + \left(\frac{J_{01}}{Z_a}\right)^2}$$