

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Kasdi Merbah Ouargla
Faculté des Nouvelles Technologies de l'Information et de la Communication
Département d'Electronique et de Communication



Mémoire en vue d'obtention d'un:

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Science et technique

Filière : Electronique et Communication

Spécialité : Instrumentation

Présenté par :

Zakaria ARAR et M^{ed} El-kamel SELAMI

Thème :

**Etude et conception d'un micro-capteur de pression à
base d'un résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda/2$)**

Encadreur de mémoire: Bilal BENARABI

Soutenu publiquement le: 27/06/2019

Devant le jury :

Enseignant: Houari TOUBAKH	MCB	Président	UKM Ouargla
Enseignant: Bilal BENARABI	MAA	Encadreur/rapporteur	UKM Ouargla
Enseignant: Brahim LAKHEL	MCA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire: 2018/2019

REMERCIEMENTS

Avant tout, nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné courage, patience et force durant toutes ces années d'étude et que grâce à lui ce travail a pu être réalisé.

Nous tenons à exprimer notre remerciement et notre gratitude à notre encadreur : Mr. Benarabi Bilal pour la confiance qu'il nous a prodigué pour la direction de ce travail s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire, ainsi pour l'inspiration, l'aide et le temps qu'il a bien voulu nous consacrer et sans lui ce mémoire n'aurait jamais vu le jour.

Nos remerciements au département d'Electronique et de communication de l'université de Ouargla et à tous les enseignants qui nous enseignés durant les années du cursus.

Nos remerciements sont également adressés aux membres de jury qui ont accepté de juger ce travail.

Enfin nous remercions aussi toutes les nos familles et les personnes qui nous ont aidés de près ou de loin à la rédaction de ce travail.

Table des matières

REMERCIEMENTS	2
Chapitre I : Introduction et problématique	5
I. Introduction.....	6
II. Les Principaux types de capteurs sans fil	6
II.1 Les capteurs actifs	7
II. 2 Les capteurs passifs	9
II.2.1 Les capteurs Inductifs	10
II.2.2 Les capteurs RFID	10
II.2.3 Les dispositifs à ondes élastiques de surface (SAW).....	11
III. Les capteurs de pression:.....	12
III.1 Les capteurs de pression piézoélectrique.....	12
III.2 Les capteurs de pression optique	13
III.3 Les capteurs de pression capacitif.....	14
III.4 Les capteurs de pression piézo-résistifs.....	14
IV. La chaîne d'acquisition.....	15
V. Inconvénients liés aux capteurs sans fil :	16
VI. Conclusion :	17
Chapitre II : Principe de fonctionnement, Modélisation et Conception	19
I. Introduction :	20
II. Étude théorique des résonateurs.....	20
II.1 Guide d'onde coplanaire (CPW).....	20
II.1.1 Étude d'un guide d'onde coplanaire (CPW) dans le cas général.....	21
II.1.2 Résonateur à ligne coplanaire CPW	23
II.2 Résonateur demi longueur d'onde ($\lambda/2$)	24
III. Conception du capteur de pression à transduction EM	26
III.1 Principe de fonctionnement :	26

III.2 Conception et choix préliminaires :	28
III.2.1 Choix de la fréquence de travail :	28
III.2.2 Choix des matériaux :	28
III.2.3 Dimensionnement du résonateur millimétrique :	29
III.2.4 Dimensionnement de la membrane :	31
IV. Conclusion:	32
Chapitre III. Simulation électromagnétique du capteur	35
I. Introduction :	36
II. Présentation du logiciel HFSS:	36
III. Simulation du résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) sans membrane:	38
IV. Simulation de micro-capteur de pression:	39
IV.1 Déplacement vertical et uniforme de la membrane:	39
IV.2 Simulation de l'influence de l'épaisseur de la membrane:	42
IV.3 Profil réel de la membrane déformée :	43
V. Conclusion :	44
Conclusion général	45
Conclusion générale.....	46
Bibliographie	48

Chapitre I : Introduction et problématique

I. 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 pour aboutir aux micro-capteurs sans fil intégrés sur substrat. 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 300 MHz et 3 GHz. 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.

De plus, un aperçu du marché mondial des capteurs 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 micro capteurs qui, de ce fait, sont contraints de mettre en œuvre des solutions de plus en plus complexes.

II. Les Principaux types de capteurs sans fil

Le capteur est le premier élément de la chaîne d'acquisition, qui a pour fonction de délivrer un signal électrique de sortie "S" en fonction du mesurande "M", autrement dit, il transforme la mesure de la grandeur physique en grandeur électrique (figure I.1). Les capteurs sont souvent intégrés à une chaîne d'acquisition permettant à la grandeur mesurée d'être conditionnée afin que la mesure (ou signal de sortie) donne une estimation optimisée du mesurande. Ce dernier 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 (corps d'épreuve). 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 classer tous les capteurs sans fil en deux types : actifs qui nécessitent une alimentation électrique et passifs qui fonctionnent sans alimentation électrique.

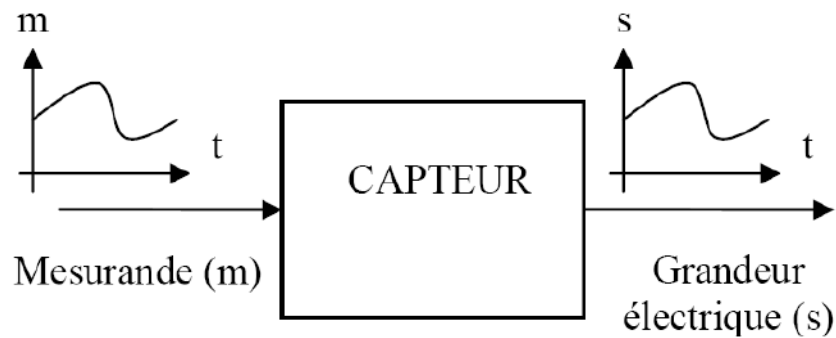


Figure I.1: Schéma synoptique d'un capteur

II.1 Les capteurs actifs

Un capteur actif est généralement fondé dans son principe sur un effet physique qui assure la conversion en énergie électrique de la forme d'énergie propre à la grandeur physique à mesurer (énergie thermique, mécanique ou de rayonnement). 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, amplifié et converti dans un format compatible et exploitable par le bloc de l'instrumentation. 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 [1]. La sortie du capteur actif soit une charge, tension ou courant, tout dépend de l'effet sur lequel basant le capteur.

On peut citer quelques exemples:

- **Effet thermoélectrique (ou effet Seebeck):** Un circuit formé de deux conducteurs chimiquement différents dont les jonctions J_1 et J_2 sont à des températures différentes (T_1 et T_2) induisent une force électromotrice (fém) proportionnelle à la différence de température.

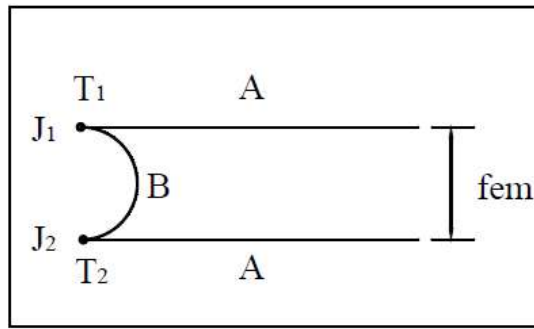


Figure I.2: Effet thermoélectrique

- **Effet piézo-électrique:** L'application d'une contrainte mécanique à certains matériaux dits piézo-électriques (Ex. cristaux de quartz) entraîne une déformation qui crée des charges électriques égales et de signes opposés sur les faces sous charge.

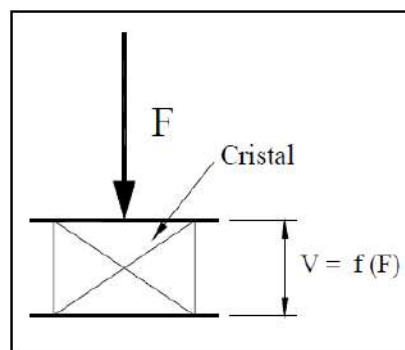


Figure I.3: Effet piézo-électrique

Où F est la force de compression et V est la variation de tension aux bornes d'un condensateur associé

- **Effets photoélectriques :** L'incidence d'un rayonnement électromagnétique lumineux dont la longueur d'onde est inférieure à une valeur seuil qui dépend du matériau provoque une libération de charges électriques dans la matière. Ce phénomène peut prendre plusieurs formes : effet photoémissif, photovoltaïque, photo-électromagnétique.

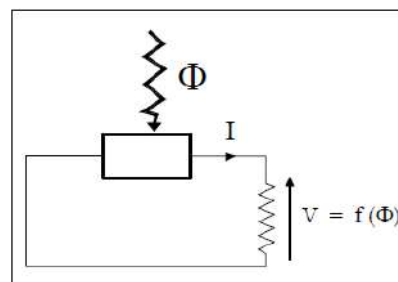


Figure I.4: Effets photoélectriques

- **Induction électromagnétique:** Lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ d'induction fixe, il se crée une force électromotrice "fém" proportionnelle au flux coupé par unité de temps, donc à sa vitesse de déplacement, où Ω est la rotation du cadre, B est l'induction fixe et V est la f.é.m créé.

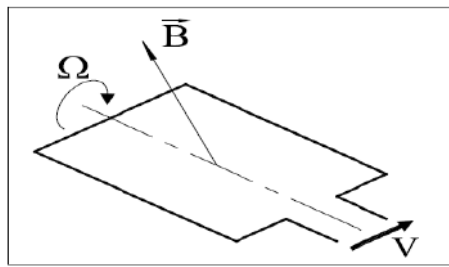


Figure I.5: Induction électromagnétique

Le tableau suivant récapitule les principaux capteurs actifs:

Mesurande	Principe physique	Sortie
Température	Thermoélectricité	Tension
Flux de rayonnement lumineux	Pyroélectricité	Charge
	Photoémissif	Courant
	Photovoltaïque	Tension
	Photo électromagnétique	Tension
Force, pression, accélérateur	Piézo-électricité	Charge
Vitesse de déplacement	Induction électromagnétique	Tension
Position	Effet Hall	Tension

Tableau I.1: Principaux capteurs actifs

II. 2 Les capteurs passifs

Il s'agit généralement d'impédances (résistance, inductance, capacité) dont l'un des paramètres déterminants est sensible à la grandeur mesurée, La variation d'impédance résulte :

- d'une variation de dimension du capteur (capteurs de position, potentiomètre, inductance à noyaux mobile, condensateur à armature mobile)
- d'une déformation résultant d'une force ou d'une grandeur s'y ramenant (pression accélération).

Par Exemples, l'armature de condensateur lorsqu'elle est soumise à une différence de pression ou une jauge d'extensomètre liée à une membrane déformable.

Grandeur mesuré	Caractéristique électrique sensible	Type de matériaux utilisé
Température	Résistivité électrique	Platine , nickel, cuivre
Rayonnement optique	Résistivité électrique	Semi-conducteur
Déformation	Résistivité électrique	Alliage de Ni, Si dopé
	Perméabilité magnétique	Alliage ferromagnétique
Position	Résistivité électrique	Matériaux magnéto résistants
Humidité	Résistivité électrique	Chlorure de lithium

Tableau I.2: Principaux type de capteurs passifs

II.2.1 Les capteurs Inductifs

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. Les capteurs inductifs produisent à l'extrémité de leur tête de détection un champ magnétique oscillant. Ce champ est généré par une self et une capacité montée en parallèle. Lorsqu'un objet métallique pénètre dans ce champ, il y a perturbation de ce champ puis atténuation du champ oscillant. Cette variation est exploitée par un amplificateur qui délivre un signal de sortie, le capteur commute.

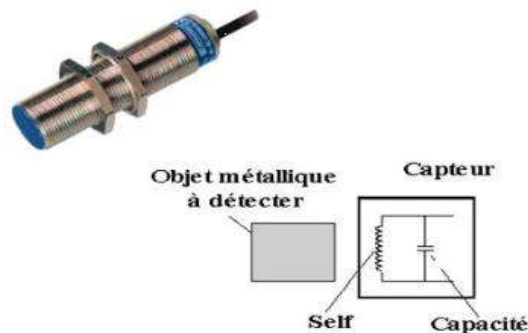


Figure I.6: Capteur inductif

II.2.2 Les capteurs RFID

Le RFID (Radio Frequency Identification) désigne une méthode utilisée pour stocker et récupérer des données à distance en utilisant des balises métalliques, les « Tags RFID ». Ces balises, qui peuvent être collées ou incorporées dans des produits, réagissent aux ondes radio et transmettent des informations à distance. Cette technologie pourrait, à terme, remplacer les codes barres. Dans le secteur de la logistique, elle participe à la traçabilité des produits de l'entrepôt au magasin. Ensuite, elle se transforme en système antivol et en moyen d'identification des produits en caisse. Dans les bibliothèques, la RFID aide à identifier les livres. Et on la trouve aussi sur les passeports, sur les cartes d'accès aux transports en commun. Plus récemment, elle a permis d'imaginer la commercialisation d'objets communicants.

Au cœur de la technologie RFID, on trouve d'abord des lecteurs RFID. Ils émettent des radiofréquences destinées à activer les puces RFID se trouvant dans les environs de quelques centimètres à plusieurs centaines de mètres pour les plus performants et permettant ainsi d'échanger des informations avec elles. Les fréquences les plus élevées sont utilisées pour échanger plus

d'informations à un débit plus important. Les fréquences les moins élevées aident à mieux pénétrer dans la matière.

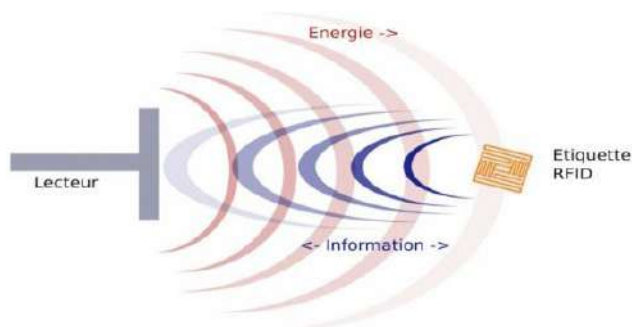


Figure I.7: Principe de fonctionnement d'un dispositif RFID

Les radio-étiquettes qui peuvent être réinscriptibles ou non, quant à elles, sont composées d'une antenne, d'une fine puce en silicium et d'une encapsulation. Certaines sont dites passives lorsqu'elles comptent sur l'énergie du lecteur RFID pour fonctionner. D'autres sont dites actives. Elles sont équipées en plus d'une batterie qui leur permet de transmettre des informations à un lecteur situé à distance. Les radio-étiquettes intelligentes, quant à elles, autorisent à crypter les informations qu'elles contiennent.

II.2.3 Les dispositifs à ondes élastiques de surface (SAW)

Les dispositifs à ondes élastiques de surface, le plus souvent dénommés d'après leur acronyme anglais Surface Acoustic Wave (SAW) devices, sont le fruit de plus de quarante années de recherche et développement. Les dispositifs SAW sont aujourd'hui utilisés dans de très nombreux domaines. On les retrouve dans la plupart des systèmes de communication, les SAW représentent un marché considérable et sont le cœur d'activité de nombreuses entreprises.

Les dispositifs à ondes acoustiques sont sensibles à toute perturbation susceptible d'affecter la vitesse, la distance de parcours ou encore le mode de propagation des ondes. Une perturbation se traduit par une variation de la réponse électrique du dispositif (fréquence, amplitude, retard, phase...). Les systèmes SAW ne font pas exception à cette règle et sont sensibles à trois grands types de perturbations : la variation de température, la déformation et le dépôt d'espèces gazeuses, liquides ou solides en surface. Le principe de fonctionnement (Figure I.8) 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 piézoélectrique connecté à l'antenne.

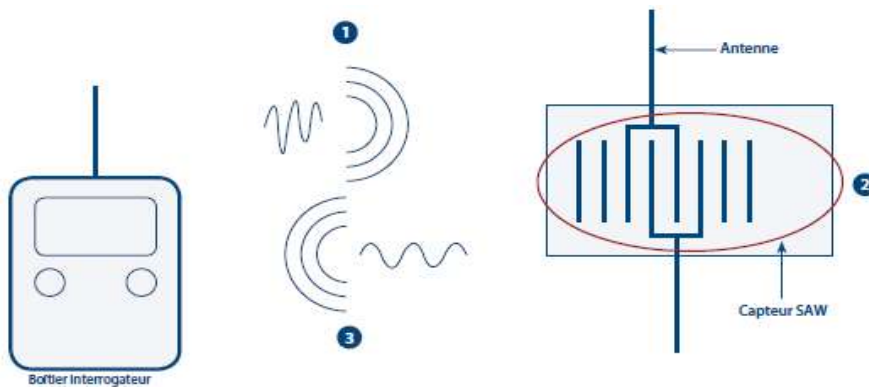


Figure I.8. Principe de fonctionnement d'un capteur SAW

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 $5\mu\text{m}$ ($0,5\mu\text{m}$) 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.

III. Les capteurs de pression:

La pression est le paramètre résultant de l'effort appliqué par un fluide ou gaz sur une surface. L'unité de mesure de pression est le Pascal (Pa). On retrouve souvent d'autres unités de mesure dont la plus commune est le Bar où 1 Bar correspond à 100 KPa. La mesure de la pression consiste à traduire l'effort appliqué par le media en unité électrique exploitable. L'objectif est donc d'utiliser un moyen pour traduire une énergie mécanique en un signal électrique équivalent. Il existe plusieurs moyens pour parvenir à ce résultat.

III.1 Les capteurs de pression piézoélectrique

Une structure classique comprend un élément piézo-électrique monocristallin massif et hautement rigide tel que le quartz ou la tourmaline. Le fonctionnement du capteur est basé sur la compression mécanique d'un élément sensible selon son épaisseur. Les éléments massifs tels que le quartz où les céramiques se présentent sous la forme de disques circulaires dont l'épaisseur est parfois du même ordre de grandeur que le diamètre. L'élément cristallin est soumis directement à la pression ou alors simplement surmonté par une membrane protectrice métallique ou isolante.

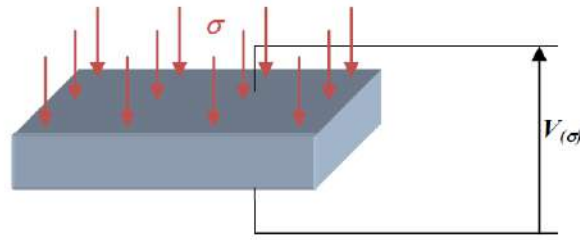


Figure I.9 : Schéma de principe d'un capteur piézoélectrique

L'ensemble est précontraint par intégration dans un système en étau renforcé sur la face arrière de l'élément par un support rigide et, est utilisé en mode capacitif grâce à la mesure de la variation des charges électriques induites en surface par la variation de contrainte. La bande passante de ces capteurs est limitée actuellement à quelques MHz. La réduction en termes de dimension des membranes piézoélectriques pose également le problème de la diminution des charges produites et de la nécessité d'y implanter des amplificateurs de charge intégrés. Également sont régulièrement inclus d'autres mécanismes destinés à compenser l'accélération (masse supplémentaire par désadaptation d'impédance) ainsi qu'un boîtier protecteur

III.2 Les capteurs de pression optique

La nécessité de développer des capteurs membranaires de dimensions micrométriques pose également le problème de la lecture de la déformation des diaphragmes en silicium. L'exceptionnelle résolution des instruments optiques (nanométriques) a permis le développement de capteurs de pression à haute réponse fréquentielle par interrogation optique via une fibre optique. Le principe de la méthode repose sur l'utilisation d'un interféromètre de Fabry-Pérot représenté sur la figure I.10 qui inclut une cavité délimitée par deux membranes semi-réfléchissantes dont une est utilisée en tant que corps d'épreuve. Une onde lumineuse incidente, issue typiquement d'une diode laser, est réfléchiée par deux fois sur les miroirs cavitaires puis transmise à un photo-détecteur. Les signaux interférant en sortie génèrent une figure d'interférence dont le positionnement du spectre dépend intrinsèquement de la phase elle-même reliée à la longueur d'onde de l'onde réfléchiée et à la profondeur de la cavité. La plupart des procédés créent une cavité sur la fibre en dioxyde de silicium (SiO_2) ou silicium (Si) qui est ensuite attachée thermiquement sur le dessus de la cavité. Ainsi, avec une fréquence de résonance de la structure de 4 MHz, le temps de montée de ces capteurs a été mesuré à une centaine de nanosecondes lors d'expérimentation avec des ondes de souffle. Afin de mesurer la propagation de l'onde de choc dans un cerveau, une équipe de recherche a développé un capteur optique à cavité Fabry-Pérot miniature avec une fréquence de résonance de la membrane en oxyde de silicium de 4,2MHz.

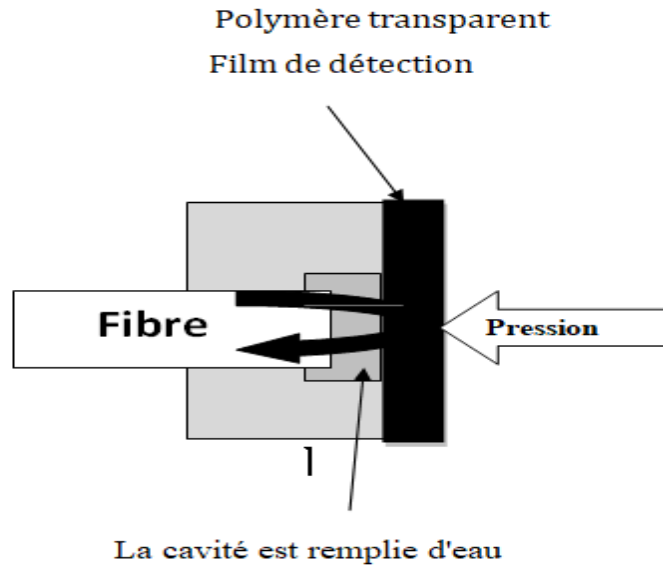


Figure I.10: Schéma de principe d'un système de mesure à base d'une cavité Fabry-Pérot [2]

III.3 Les capteurs de pression capacitif

Les capteurs dynamiques de pression utilisent l'effet capacitif de l'élément sensible. Dans un premier cas, le modèle le plus simple consiste en un capteur à cavité composé d'un diaphragme conducteur ou substrat souple métallisé (type silicium) constituant l'une des deux armatures d'un condensateur séparé par un milieu diélectrique. Si le diélectrique choisi est l'air et pour un système planaire, la capacité étant inversement proportionnelle à l'espace entre les armatures, la déflexion membranaire peut être reliée à la variation de capacité de la structure pour être alors intégrée à une chaîne de mesure. En revanche ce type de capteur comporte généralement une bande passante limitée ($<1\text{kHz}$) et, est plus adapté à la mesure de pression statique ou présentant des variations lentes [3].

III.4 Les capteurs de pression piézo-résistifs

Les capteurs à jauge de déformation fonctionnent sur la mesure directe de la déformation d'un corps d'épreuve induite par la variation de pression. Le dispositif repose sur l'allongement ou la compression longitudinale de films fins ou de fils selon un effet résisto-strictif permettant de mesurer la déformation d'un élément de surface d'un solide. De manière semblable, de telles jauges peuvent être insérées entre une ou plusieurs couches de substrat (jauge diffusée) générant sur l'élément sensible un effet de contrainte proportionnel à la déformation de la structure si l'on reste dans des conditions de petites déformations c'est-à-dire dans le cadre de l'élasticité linéaire [4].

Les jauges piézo-résistives sont généralement montées au sein d'un pont de Wheatstone permettant la mesure de variation de résistance de la jauge par récupération d'une tension de déséquilibre du pont. Les caractéristiques de mesures de la jauge sont estimées par le facteur de jauge (liée à la sensibilité du matériau constituant la jauge) et les coefficients thermiques et de résistance de la jauge. Des récents travaux ont pour objectifs d'optimiser ce type de capteur afin d'espérer des fréquences de résonances environ dix fois plus importantes que celle des capteurs commerciaux actuel. L'optimisation de ce type de capteur passe par la miniaturisation de l'épaisseur de la membrane de silicium et des jauges piézo-résistives[5].

IV. La chaîne d'acquisition

La chaîne d'acquisition a pour fonction de recueillir et transformer la grandeur à mesurer sous une forme adaptée à son exploitation. Le capteur peut à la fois réaliser la mesure et faire partie du conditionnement (comme dans un montage en pont de Wheatstone) ou bien être dissocié (figure I.11).

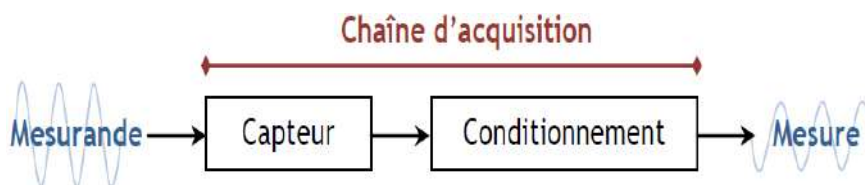


Figure I.11 : Schéma de la chaîne d'acquisition d'une mesure

La chaîne d'acquisition peut assurer plusieurs rôles par le truchement de divers dispositifs. Le capteur, placé en tête de la chaîne d'acquisition, transforme le mesurande en signal électrique (en général une tension). Le circuit de conditionnement optimise les caractéristiques du signal de sortie du capteur (filtrage du bruit, amplification, suppression de composante continue...). Une conversion analogique/numérique du signal peut également être faite afin par exemple de rendre la mesure exploitable par un ordinateur. L'association capteur-conditionneur détermine les caractéristiques du signal de sortie. La chaîne d'acquisition doit être considérée dans son ensemble, ses caractéristiques sont déterminées de manière à répondre à l'application visée. Les divers dispositifs constituant la chaîne d'acquisition et sa structure doivent permettre le mesurage, le traitement et la restitution de la mesure avec les caractéristiques nécessaires à l'application : résolution, précision, rapidité et immunité aux parasites.

V. Inconvénients liés aux capteurs sans fil :

Les chercheurs travaillent pendant des années sur le développement de la technologie des capteurs. Dans le but de réduire le prix des unités de mesures, ils ont amélioré la sensibilité et réduit les dimensions des capteurs. 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 impédance métrique (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 travaux de recherche 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.

Si on veut utiliser l'autre type de capteurs comme les capteurs inductifs et les RFID, on constate que ces capteurs souffrent d'une faible distance d'interrogation, 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. 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, l'atténuation est deux fois plus importante comparée à un système de capteur alimenté par batterie car le signal doit couvrir deux fois la distance entre l'émetteur/récepteur et le capteur, et ce

sans amplification. Ce qui entraîne un affaiblissement de l'amplitude du signal reçu par l'émetteur/récepteur.

VI. Conclusion :

La réduction de la consommation d'énergie est le défi le plus important auquel les développeurs de micro capteurs, afin de fonctionner pour une longue période. 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. Une approche 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.

L'objectif de ce travail consiste à repenser complètement le principe de conception du capteur de pression en utilisant un nouveau mode de transduction complètement passif qui ne nécessite pas d'énergie embarquée et qui peut être interrogé à grande distance par radar (plusieurs mètres à quelques dizaines de mètres). Cette solution est basée sur l'électromagnétisme qui a été développé par M.M. JATLAOUI [6].

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_0 , et une membrane (figure I.12). 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).

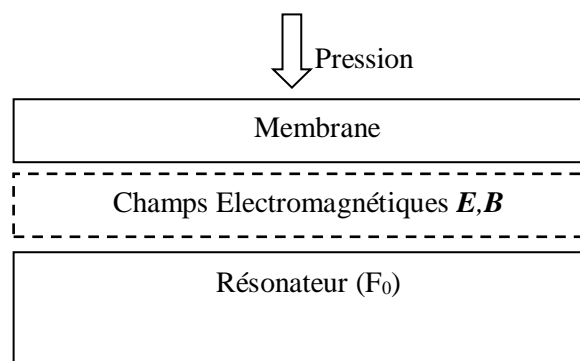


Figure I.12: Principe de fonctionnement du capteur à transduction électromagnétique

Dans ce mémoire, nous avons utilisé le résonateur coplanaire à ligne demi-longueur d'onde ($\lambda/2$) pour la conception du micro-capteur de pression. Ce dernier a été donc conçu, modélisé, et simulé sous le logiciel HFSS.

***Chapitre II : Principe de fonctionnement,
Modélisation et Conception***

I. Introduction :

La conception d'un micro-capteur de pression à transduction électromagnétique nécessite la définition d'une structure micro-ondes. Notre attention est attirée par les résonateurs microondes qui sont utilisés dans plusieurs applications, tel que les filtres, les oscillateurs et les fréquencesmètres. Son fonctionnement est similaire à celui des circuits résonants RLC. Dans ce chapitre, nous présentons une étude théorique de résonateur avec lequel le micro-capteur de pression sera réalisé. Ensuite, on illustrera le principe de fonctionnement du capteur à transduction électromagnétique.

II. Étude théorique des résonateurs

Il existe plusieurs façons de réaliser des résonateurs en hyperfréquence en utilisant, soit un guide d'onde rectangulaire ou circulaire, une cavité diélectrique, ou une ligne de transmission (micro ruban ou coplanaire). Cette dernière a fait l'objet de notre étude grâce à quelques avantages qu'elle présente. 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. 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.

II.1 Guide d'onde coplanaire (CPW)

Un guide d'onde coplanaire (CPW) est une structure proposée par C. P. Wen en 1969 [7] qui consiste en une couche métallique avec deux électrodes de masses adjacentes et parallèles à la ligne centrale, déposés entre deux parties diélectriques inférieure (substrat) et supérieure (généralement de l'air) avec une couverture métallique extérieure, comme illustré figure II.13. Les dimensions de ligne centrale, le gap entre la ligne et les masses, l'épaisseur et la permittivité des substrats diélectriques déterminent le constant diélectrique effectif (ϵ_{eff}), l'impédance caractéristique (Z) et

l'atténuation (α) de la ligne. La technique de cartographie conforme suppose que le mode de propagation de l'onde électromagnétique est quasi-TEM. Ce mode de propagation ne correspond pas à un mode TEM. Cependant, un choix judicieux des dimensions de la structure permet de diminuer considérablement les composantes longitudinales des champs électriques et magnétiques E_z et H_z .

II.1.1 Étude d'un guide d'onde coplanaire (CPW) dans le cas général

Pour étudier la structure générale d'une ligne CPW, les conducteurs sont supposés avoir une conductivité élevée et les substrats diélectriques une permittivité relative à faible perte. En outre, les matériaux des substrats diélectriques sont considérés comme étant isotropes.

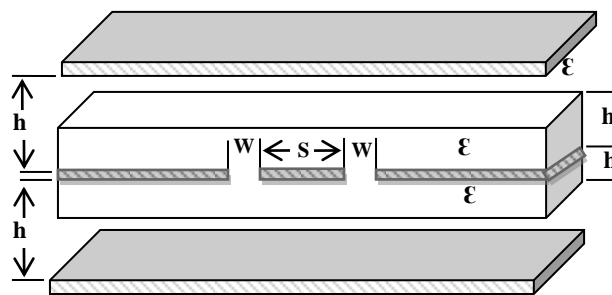
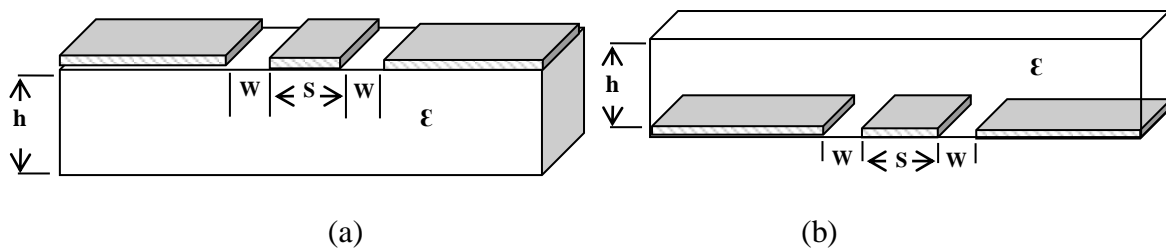


Figure II.13 : Guide d'onde coplanaire CPW

Les expressions de ϵ_{eff} et Z_0 sont déterminées à l'aide de la technique de la cartographie conforme en supposant une épaisseur nulle du conducteur $t = 0$ et des parois magnétiques présentes le long des bords du diélectrique. La structure CPW est alors divisée en plusieurs régions partielles, la capacité par unité de longueur de chaque région partielle est déterminée séparément, et la capacité totale est alors la somme des capacités partielles.

$$C_{\text{cpw}} = C_1 + C_2 + C_{\text{air}} \tag{éq II.1}$$

Dans cette équation, C_1 et C_2 sont les capacités partielles de la ligne CPW avec seulement, respectivement, la partie inférieure ou supérieure de la couche diélectrique (figure II.14(a) et II.14(b)). C_{air} est la capacité partielle du CPW en l'absence de toutes les couches diélectriques (figure II.14(c)) [8].



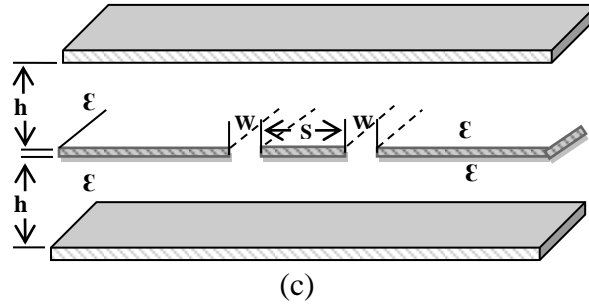


Figure II.14: Configuration des capacités partielles pour une ligne CPW entre deux substrats diélectriques

II.1.1.1 Calcul de C_1 et C_2 : Les capacités C_1 et C_2 de la ligne CPW, avec seulement des régions diélectriques partielles inférieure et supérieure, sont données par [8] :

$$C_{1,2} = 2\varepsilon_0 (\varepsilon_{r1,2} - 1) \frac{K(k_{1,2})}{K(k'_{1,2})} \quad (\text{éq II.2})$$

Où,

$$k_{1,2} = \frac{\sinh\left(\frac{\pi S}{4h_{1,2}}\right)}{\sinh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_{1,2}}\right)} \quad (\text{éq II.3})$$

$$k'_{1,2} = \sqrt{1 - K_{1,2}^2} \quad (\text{éq II.4})$$

et K est l'intégrale elliptique complète de première espèce.

II.1.1.2 Calcul de C_{air} : La capacité C_{air} de la ligne CPW sans couches diélectriques est donnée par [8]

$$C_{air} = 2\varepsilon_0 \frac{K(k_3)}{k(k'_3)} + 2\varepsilon_0 \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \quad (\text{éq II.5})$$

Où

$$K_{3,4} = \frac{\tanh\left(\frac{\pi S}{4h_{3,4}}\right)}{\tanh\left(\frac{\pi(S+2W)}{4h_{3,4}}\right)} \quad \text{et} \quad k'_{3,4} = \sqrt{1 - k_{3,4}^2} \quad (\text{éq II.6})$$

II.1.1.3 Détermination des paramètres de CPW, ϵ_{eff} , v_{PH} et Z_0 :

En remplaçant les équations de C_1 , C_2 et C_{air} dans l'équation de la ligne CPW, nous trouvons l'expression de la capacité totale générale de la ligne coplanaire CPW, soit :

$$C_{CPW} = 2\epsilon_0(\epsilon_{r1} - 1)\frac{K(k_1)}{K(k'_1)} + 2\epsilon_0(\epsilon_{r2} - 1)\frac{K(k_2)}{K(k'_2)} + \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)}\right] \quad (\text{éq II.7})$$

La constante diélectrique effective est égale à :

$$\epsilon_{eff} = \frac{C_{CPW}}{C_{air}} \quad (\text{éq II.8})$$

En remplaçant l'équation II.7 et II.5 dans l'équation II.8, on trouve :

$$\epsilon_{eff} = 1 + q_1(\epsilon_{r1} - 1) + q_2(\epsilon_{r1} - 1) \quad (\text{éq II.9})$$

Où,

$$q_{1,2} = \frac{K(k_{1,2})}{K(k'_{1,2})} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]^{-1} \quad (\text{éq.II.10})$$

La vitesse de phase est définie par :

$$V_{PH} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{éq II.11})$$

Où c est la vitesse de la lumière dans l'espace libre.

L'impédance caractéristique de la ligne CPW est donnée par :

$$Z_0 = \frac{1}{c C_{air} \sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{60\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \left[\frac{K(k_3)}{K(k'_3)} + \frac{K(k_4)}{K(k'_4)} \right]^{-1} \quad (\text{éq II.12})$$

II.1.2 Résonateur à ligne coplanaire CPW

II.1.2.1 Simplification de la structure coplanaire :

Pour la conception du micro-capteur de pression, nous avons choisi la structure la plus simple à concevoir et étudier : il s'agit d'une ligne coplanaire CPW sur un substrat diélectrique connu (alumine) avec une couche métallique, pour la ligne et les masses parallèles, constituée du cuivre (figure II.15). La partie diélectrique supérieure et les plans de masse inférieur et supérieur sont supprimés, donc $\epsilon_{r2} = 1$ et les distances h_3 et h_4 sont infinies (figure II.14).

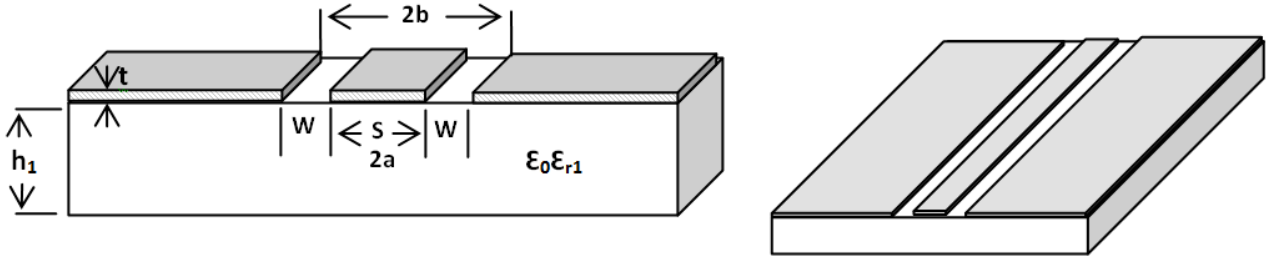


Figure II.15 : Simple ligne de transmission coplanaire CPW

L'avantage de cette structure est la facilité de réalisation du circuit en une seule sérigraphie. L'atout majeur de ces lignes est leur comportement en fréquence qui peuvent fonctionner jusqu'à 100 GHz. Cependant, ces lignes présentent un encombrement relativement important et elles sont mal adaptées aux applications multicouches. La capacité totale pour cette configuration C_{CPW} est alors donnée, en supprimant $C_2 = 0$, par [8] :

$$C_{CPW} = 2\epsilon_0(\epsilon_{r1} - 1) \frac{K(k_1)}{K(k'_1)} + 4\epsilon_0 \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{éq II.13})$$

où, k_1 et k'_1 sont donnés par l'équation (éq II.13) et $k_0 = k_3 = k_4$ par l'équation (éq II.14) avec h_3 et $h_4 \rightarrow \infty$, soit :

$$k_0 = k_3 = k_4 = \frac{S}{S+2W} \quad (\text{éq II.14})$$

Le constant diélectrique effectif est dans ce cas :

$$\epsilon_{eff} = 1 + \frac{(\epsilon_{r1}-1)K(k_1)K(k_0)}{2K(k'_1)K(k'_0)} \quad (\text{éq II.15})$$

L'impédance caractéristique Z_0 est donnée par :

$$Z_0 = \frac{1}{cC_{air}\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \frac{K(k_0)}{K(k'_0)} \quad (\text{éq II.16})$$

II.2 Résonateur demi longueur d'onde ($\lambda/2$)

Le circuit résonant à base d'une simple ligne coplanaire avec deux extrémités ouverts (figure II.16). Le résonateur est sous forme d'un tronçon de ligne dont la longueur correspond à une demi-longueur d'onde guidée. Le résonateur est excité par deux lignes d'accès coplanaire à travers un couplage capacitif (figure II.17). La structure présente une résonance lorsque la fréquence correspond à la demi-longueur d'onde guidée [9].

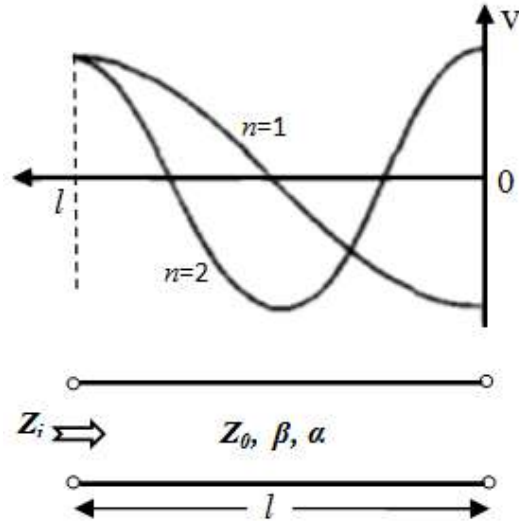


Figure II. 16: Ligne de transmission à pertes ($l = \lambda/2$) à circuit ouvert et répartition de la tension pour $n = 1; 2$.

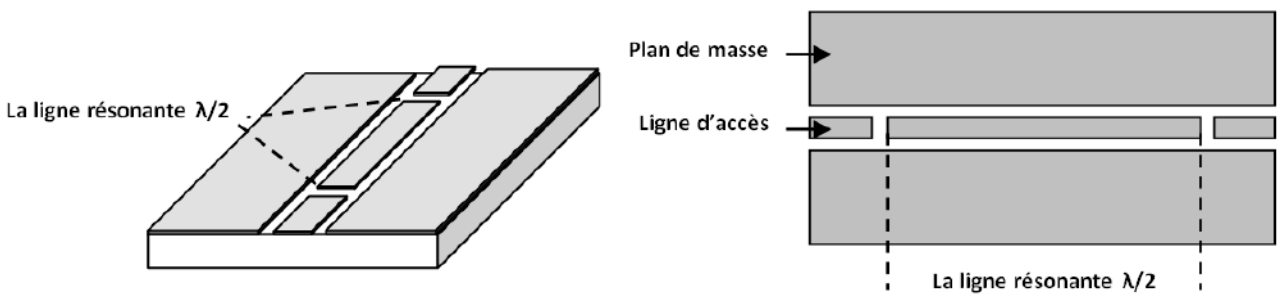


Figure II.17: Résonateur à ligne $\lambda/2$.

Ce résonateur se comporte comme un circuit résonant parallèle lorsque sa longueur est égale ou multiple de $\lambda/2$. L'impédance d'entrée d'une ligne à circuit ouvert de la longueur l est donnée par :

$$Z_{in} = Z_0 \coth(\alpha l + j\beta l) = Z_0 \frac{1 + j \tanh(\beta l) \tanh(\alpha l)}{\tanh(\alpha l) \tanh(\beta l)} \quad (\text{éq II.17})$$

où β est la constante de phase et α est l'atténuation de la ligne.

À la résonance (pour $\omega = \omega_0$), $l = \lambda/2$ et autour de la résonance $\omega = \omega_0 + \Delta\omega$, on peut écrire alors :

$$\beta l = \pi + \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_0} \quad (\text{éq II.18})$$

et donc:

$$\tan \beta l = \tan \frac{\pi \Delta\omega}{\omega} \approx \frac{\pi \Delta\omega}{\omega_0} \quad (\text{éq II.19})$$

et

$$\tanh \alpha l \approx \alpha l$$

En utilisant ces approximations dans l'équation II.17, on obtient :

$$Z_{in} \approx \frac{R}{1 + 2j\Delta\omega RC}$$

L'impédance d'entrée d'un circuit résonant parallèle RLC est [10]:

$$Z_{in} = \frac{Z_0}{\alpha l + j(\Delta\omega\pi/\omega_0)} \quad (\text{éq II.20})$$

En comparant les deux formules précédentes, nous pouvons déduire la résistance, la capacité et l'inductance du circuit équivalent RLC, soit :

$$R = \frac{Z_0}{\alpha L}$$

$$C = \frac{\pi}{2\omega_0 Z_0}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C}$$

Le facteur de qualité du circuit équivalent RLC est donné par :

$$Q = \omega_0 \frac{2U}{W}$$

où U représente l'énergie accumulée dans l'inductance L et la capacité C , et W est la puissance moyenne dissipée par la résistance R .

On peut déduire :

$$Q = \omega_0 RC = \frac{\beta}{2\alpha} = \frac{\pi}{2\alpha l} \quad (\text{éq II.21})$$

Où α est l'atténuation totale de la ligne qui est inversement proportionnelle au facteur Q_0 . Cela signifie que pour obtenir un facteur Q_0 élevé, il faudra concevoir une ligne à faibles pertes en utilisant des conducteurs de conductivité élevée.

III. Conception du capteur de pression à transduction EM

III.1 Principe de fonctionnement :

L'utilisation des résonateurs microondes pour la mesure de pression est faisable d'après les travaux de M.M. Jatlaoui [6]. En effet, lors de ces travaux, il a constaté 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 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 II.18 et figure II.19, est le suivant : un résonateur est placé dans une cavité soudée à une membrane. Une variation de pression environnante entraîne 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 centrale F_0 , voit celle-ci se décaler en fonction de la variation du gap d'air, qui sépare le résonateur et la membrane. Des simulations hyperfréquences, réalisées à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique HFSS, 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.

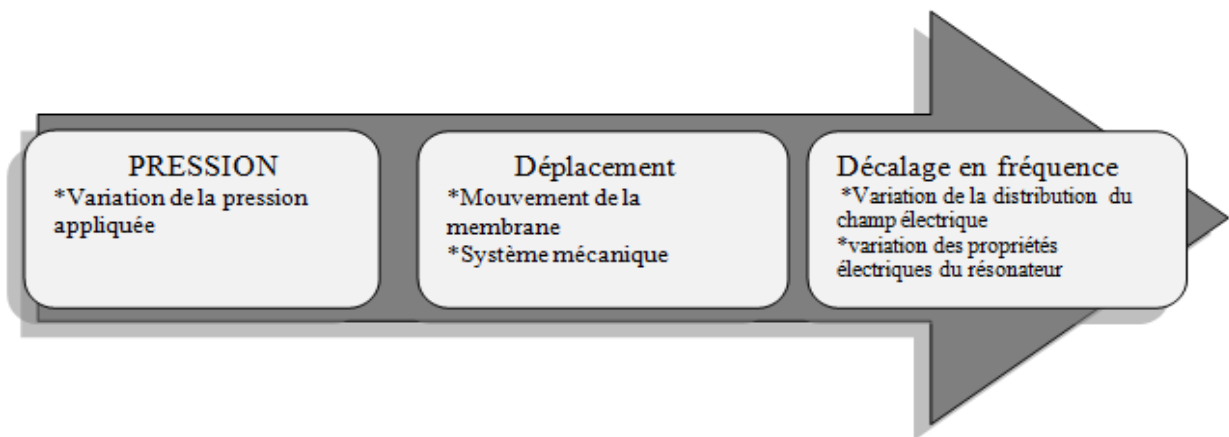


Figure II.18. Principe de fonctionnement du capteur EM

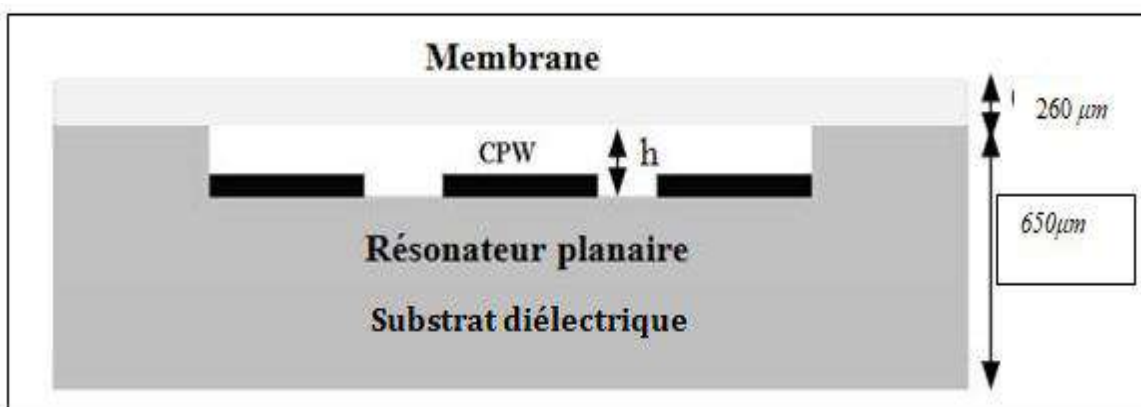


Figure II.19 : Vue en coupe de la cellule de mesure de la pression

III.2 Conception et choix préliminaires :

Dans un premier lieu, on doit fixer la gamme de fréquences de travail qui dépend des dimensions de la structure résonante. Ensuite, on doit faire le choix de la nature des matériaux à utiliser dans la conception de micro-capteur.

III.2.1 Choix de la fréquence de travail :

La fréquence de travail choisie est $f_0=14$ GHz. 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 adéquation avec des gammes de fréquences utilisées pour les systèmes de détection Radar : une combinaison du capteur avec un Radar FMCW, (*Frequency Modulated Continuous Wave*), fonctionnant dans la bande millimétrique, peut être envisagée pour réaliser des capteurs passifs interrogeables sur quelques dizaines de mètres.

III.2.2 Choix des matériaux :

Le capteur est constitué de quatre parties :

- **La membrane**, élément important de la transduction radio fréquence, sera en silicium (SI) poli double face et de haute résistivité (>3 K Ω .cm). Ce matériau possède une permittivité électrique de 11,6. L'épaisseur de la plaque de silicium est de $400\mu\text{m} \pm 25\mu\text{m}$. Le choix du silicium s'explique par la bonne connaissance des propriétés mécaniques ainsi que la facilité des techniques d'élaboration de membranes. La forme géométrique de la membrane dépend de la forme définie par la cavité (carré dans notre cas).
- **Le substrat**, sur lequel sera déposé le filtre, est en Alumine (Al_2O_3 céramique). Ce matériau présente de faibles pertes Radio Fréquence. Il possède une permittivité électrique de $\epsilon_r=9,8$. Ce matériau permet un assemblage facile avec le silicium. Il présente un coefficient de dilation voisin de celui de la membrane en silicium. L'Alumine est résistant aux chocs thermiques, résistant aux bains d'acide et peut être envisagé pour des applications sous hautes températures. Ce matériau est le candidat idéal pour servir de support au filtre. De plus, le procédé de micro usinage de ce verre est bien maîtrisé. L'épaisseur du substrat en Alumine est fixée par les plaquettes qui sont fournies dans le commerce. On dispose de plaque ayant une épaisseur de $635 \mu\text{m}$.
- **Le circuit résonante hyperfréquences**, qui sera déposé sur le substrat diélectrique. Le matériau conducteur idéal pour la réalisation demeure l'or compte tenu de sa forte conductivité 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 les procédés de fabrication microélectronique. Dans ce projet, nous n'arrivons pas à l'étape de fabrication. Notre choix se pose donc sur le cuivre. Ce métal présente de plus faibles pertes résistives. En plus, il est de faible coût.

- **L'air**, qui sépare le circuit résonant hyperfréquences et la membrane diélectrique en SI, donc une permittivité électrique $\epsilon_r=1$.

III.2.3 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 deux parties : la structure résonante et deux lignes d'accès coplanaires. Il faut prendre en considération le fait que, pour des raisons technologiques, la distance minimale entre deux lignes doit être supérieure à $10\mu\text{m}$. 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 (figure II.20), la distance maximale qui sépare les deux pointes externes, qui est généralement de $150\mu\text{m}$.



Figure II.20: Sondes de mesure RF

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.

- Pour les lignes d'accès:

Les dimensions des lignes doivent être accordées de manière à avoir 50Ω . Dans ce cas, on minimise les réflexions et on assure une bonne adaptation de la structure. Pour le calcul des dimensions des lignes coplanaires (figure II. 21) , on utilise le module *Linecalc* d'*ADS*.

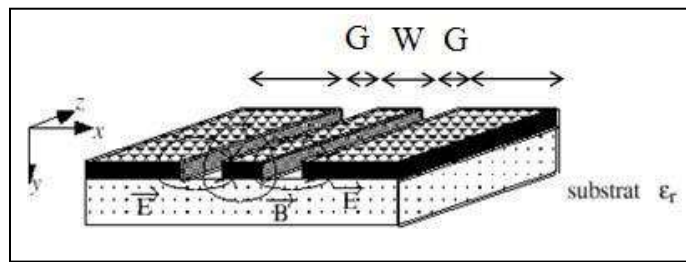


Figure II. 21. Calcul des dimensions pour la ligne coplanaire

On introduit les paramètres qu'on a fixés auparavant (permittivité de substrat diélectrique, épaisseur,...etc) et pour 50Ω , on trouve les valeurs suivantes (Tab II. 3) :

Impédance $Z_0(\Omega)$	W_1 (largeur du ruban central) (μm)	G (fente)(μm)
50	242	124

Tableau II.3. Dimensions des lignes coplanaires

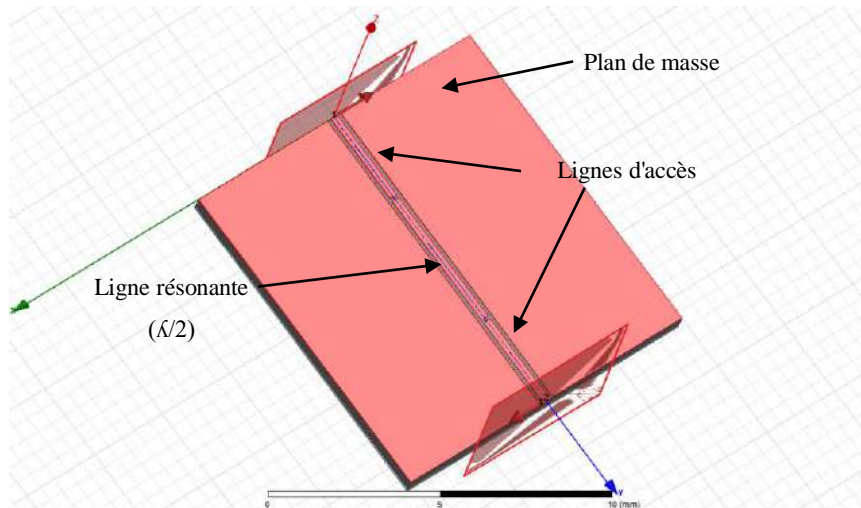
- Pour le résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda/2$):

Impédance Z_0 (Ω)	Largeur de la ligne résonante W_r (μm)	G (fente)(μm)	Longueur de la ligne résonante $\lambda/2$ (mm)
50	242	124	4,5

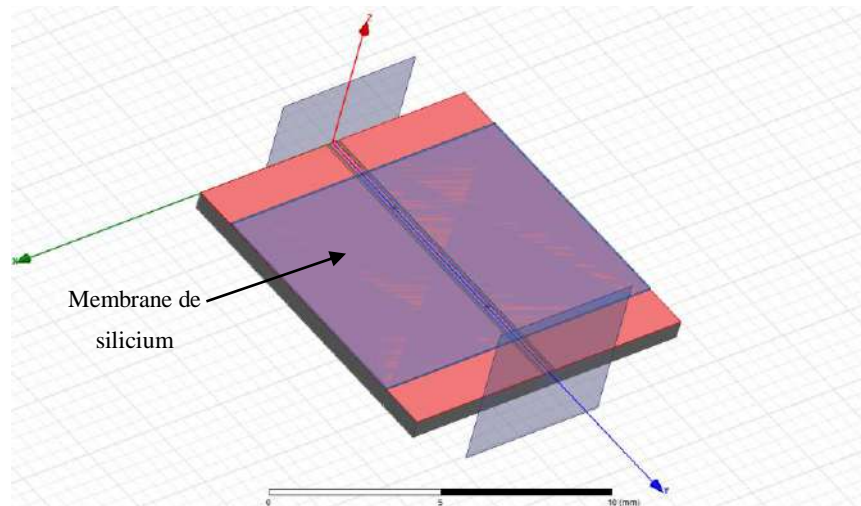
Tableau II.4. Dimensions de résonateur coplanaire à ligne demi longueur d'onde ($\lambda/2$)

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.

La figure II.22 présente le premier prototype du capteur à transduction électromagnétique où les contraintes géométriques, cités plus haut, ont été prises en considération.



(a) Sans membrane de silicium



(b) Avec membrane de silicium

Figure II. 22. Premier prototype du capteur de pression à transduction EM à base résonateur coplanaire à ligne demi longueur d'onde ($\lambda/2$)

III.2.4 Dimensionnement de la membrane :

Propriétés mécaniques de la membrane:

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 4^{ème} 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 déflexion totale, $W(r)$, de la membrane est donnée par :

$$W(r) = W_0 W_N(r) \quad (\text{éq II.22})$$

Où W_0 est la déflexion 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 encadrée aux bords, W_0 et $W_N(r)$ s'écrivent sous la forme :

$$W_0 = \frac{12R^4(1-\nu^2)}{64Ee^3} P ; \quad W_N(r) = \left(1 - \frac{r^2}{R^2}\right)^2 \quad (\text{éq II.22})$$

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 ($h=5\mu\text{m}$).

La figure II.23 montre le capteur en fonctionnement avec une déflexion de la membrane en silicium.

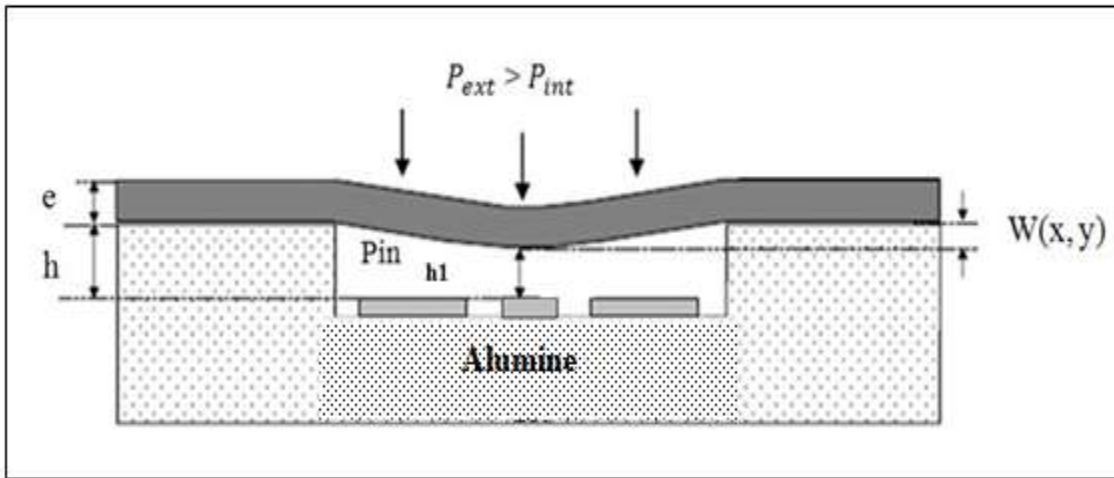


Figure II.23. Schéma en coupe du Capteur en fonctionnement

IV. Conclusion:

Nous avons présenté dans ce chapitre une présentation de l'étape de conception du capteur de pression à transduction électromagnétique. Nous avons commencé par l'étude théorique de la structure microondes coplanaire, en particulier le résonateur coplanaire à ligne demi longueur d'onde ($\lambda/2$) que nous avons adopté pour la conception du pression. Ensuite, nous avons expliqué le principe de fonctionnement du capteur de pression. Puis nous avons fait le choix de matériaux à

utiliser pour la réalisation de résonateur et la membrane, ainsi que de la fréquence de résonance de circuit microonde. Il reste à effectuer la simulation électromagnétique du capteur à l'aide d'un logiciel de simulation électromagnétique, c'est l'objet du chapitre suivant.

***Chapitre III. Simulation électromagnétique
du capteur***

I. Introduction :

Le micro-capteur de pression à transduction électromagnétique est mis en œuvre à l'aide d'un logiciel 3D de simulation électromagnétique HFSS (*High Frequency Structure Simulator*). Le rôle de ce logiciel 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 ce projet consiste à développer des capteurs avec des membranes actionnables. Pour des raisons de simplicité, une démarche progressive a été adoptée : Dans un premier lieu la structure résonante sans la membrane de silicium a été simulée, afin de vérifier son fonctionnement. Ensuite, nous avons passé à la structure complète avec la membrane à déplacement uniforme avec 100 μm d'épaisseur.

II. Présentation du logiciel HFSS:

HFSS est un logiciel qui effectue la modélisation électromagnétique d'une structure en résolvant les équations de Maxwell à l'aide de la méthode des éléments finis. Cette dernière est une méthode numérique pour solutionner des problèmes dont la structure est suffisamment complexe. Son principe consiste à diviser l'espace d'étude (structure) en un grand nombre de petites régions (tétraèdres) appelé « élément », puis à calculer localement la valeur du vecteur de champ électromagnétique (\mathbf{E} ou \mathbf{H}) en un point à l'intérieur d'un tétraèdre par interpolation polynomiale des valeurs des champs dans les sommets du tétraèdre. Cette approche réduit considérablement la complexité de la structure. Elle permet ainsi de transformer le système d'équations de *MAXWELL* en un système d'équations matricielles dont la solution est évidente par les méthodes numériques traditionnelles [11]. Un projet HFSS est un dossier qui contient un (ou plusieurs) modèle(s) appelé(s) design ou chaque modèle contient une structure géométrique, ses conditions aux limites et les matériaux utilisés. Tous ces composants peuvent être atteints par la fenêtre Project Manager dans l'environnement HFSS.

L'avantage de ce logiciel est sa possibilité de traiter toutes sortes de structures homogènes et inhomogènes, quelle que soit la technologie désirée (micro-ruban, coplanaire, ligne à fente, guide d'ondes, ...etc) (figure III.24).

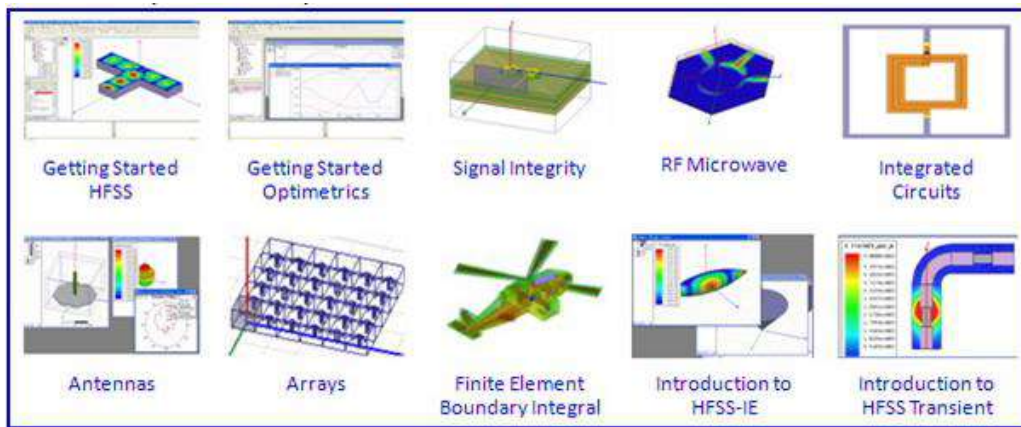


Figure III.24. Différents composants modélisé par le logiciel HFSS

Toutefois, la mise en œuvre du logiciel est très lourde pour les circuits planaires qui sont des circuits simples. Le logiciel exige des moyens informatiques importants. Les calculs nécessitent la résolution de systèmes matriciels de grandes dimensions. 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 [12].

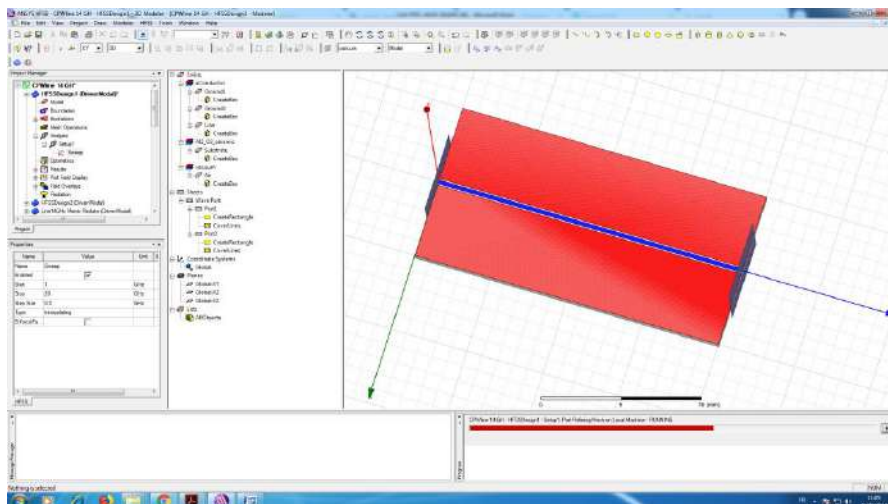


Figure III.25. Interface de logiciel de simulation électromagnétique HFSS

Dans notre projet, nous avons 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 (MHz/ μm) du capteur.

Au départ, nous avons simulé la structure résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) sans la membrane de silicium afin de vérifier son bon fonctionnement et sa fréquence de résonance. Puis, nous avons adopté la structure avec la membrane à déflexion uniforme ayant une épaisseur de

100 μm . Cette première hypothèse permettra également d'étudier l'influence de l'épaisseur de la membrane sur le fonctionnement du capteur.

III. Simulation du résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) sans membrane:

Au début, nous avons simulé la structure résonante seul avec un substrat d'Alumine de 635 μm d'épaisseur, une couche de cuivre de 10 μm d'épaisseur et sans membrane de silicium (figure III.26), afin de voir les résultats obtenus après la phase de conception, notamment les paramètres S et la fréquence de résonance F_0 .

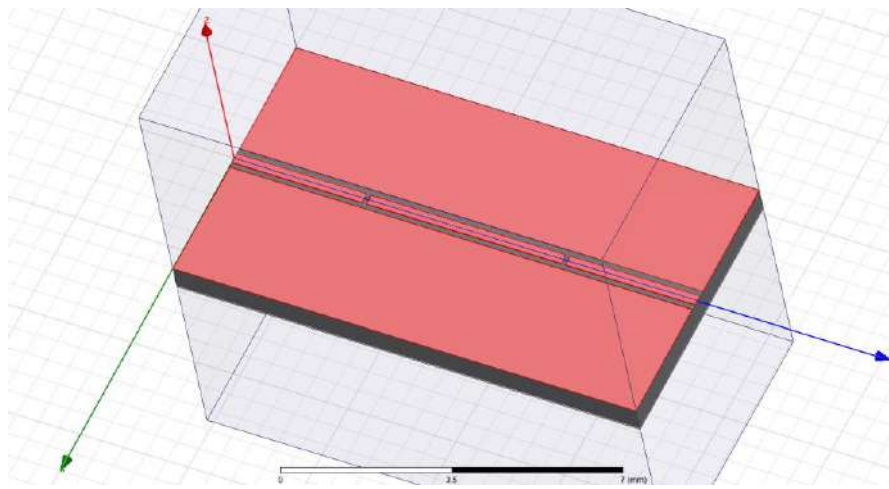


Figure III.26. Simulation HFSS de résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) avec $F_0=14$ GHz. Les résultats obtenus (figure III.26) pour les paramètres S , montrent une fréquence de résonance autour de 13.8 GHz avec un léger décalage avec l'étape de conception, ce que n'affecte pas notre étude par la suite.

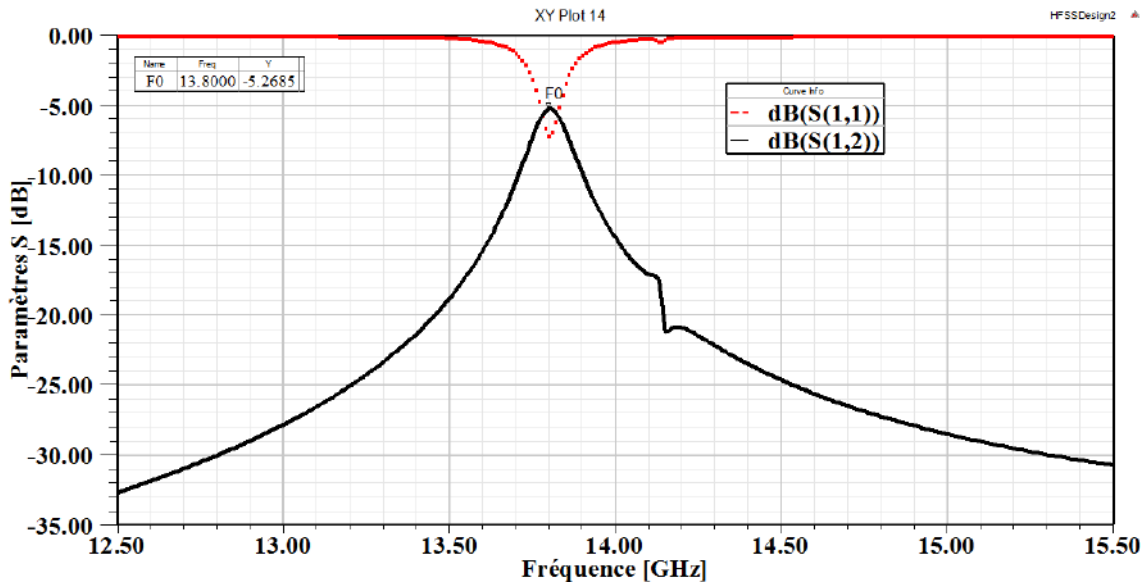
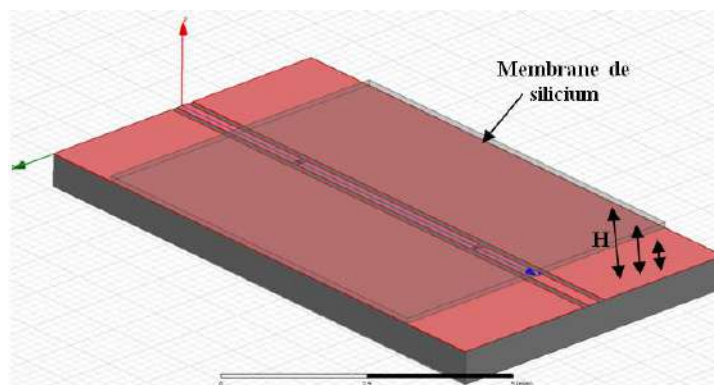


Figure III.26. Paramètres S (coefficient de transmission S_{12} , coefficient de réflexion S_{11}) de résonateur à ligne demi-longueur d'onde ($\lambda_g/2$) avec $F_0=14$ GHz.

IV. Simulation de micro-capteur de pression:

IV.1 Déplacement vertical et uniforme de la membrane:

Nous passons maintenant à la simulation du micro-capteur de pression réalisé à base de la structure résonante simulé précédemment. On ajout la membrane au dessus du résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$). Le logiciel HFSS ne dispose pas un moyen de simulation de phénomènes physique tel que la pression. Pour cela, nous avons simulé la pression par un mouvement vertical et uniforme de la membrane au dessus du résonateur comme montré dans la figure III.27.



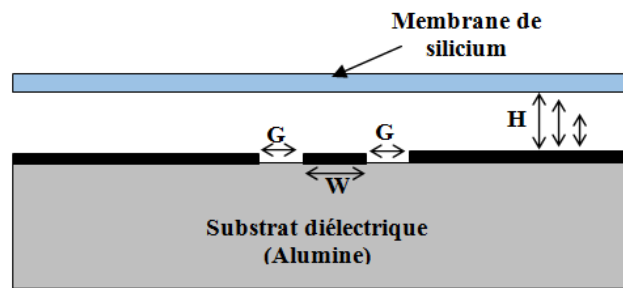


Figure III.27. Déplacement verticale et uniforme de la membrane de silicium au dessus de résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$)

Nous avons fait varier l'épaisseur de la couche d'air 'H' de 60 μm à 1 μm . On observe dans la figure III.28, lorsque on diminue l'épaisseur 'H', un déplacement de coefficient de transmission S_{12} vers les bases fréquences et une réduction de la largeur de pic de résonance qui est traduit par l'augmentation du facteur de qualité Q (figure III.29).

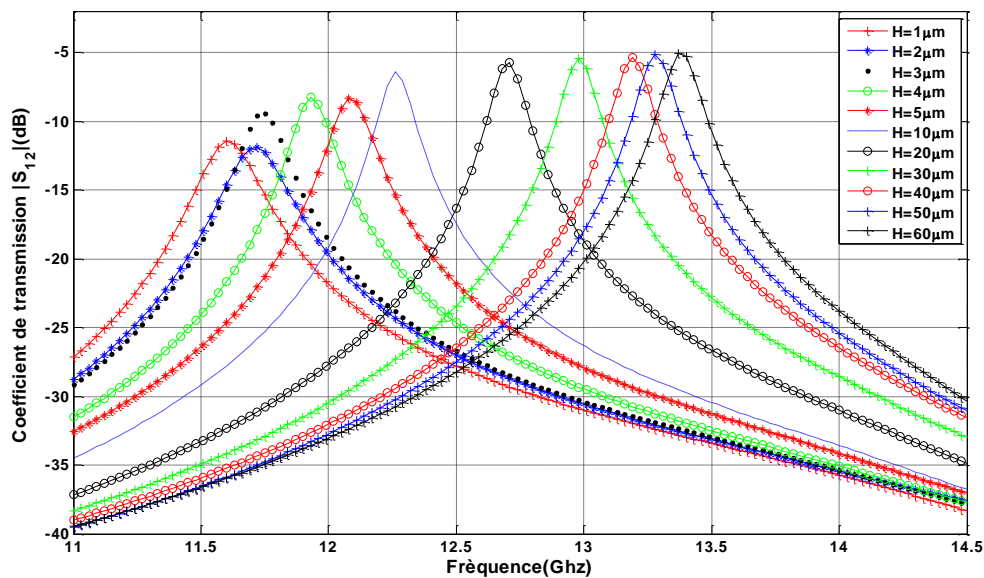


Figure III.28. Variation de coefficient de transmission S_{12} en fonction de l'épaisseur de l'espace d'air pour un micro-capteur de pression à base d'un résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) avec $F_0=14$ GHz.

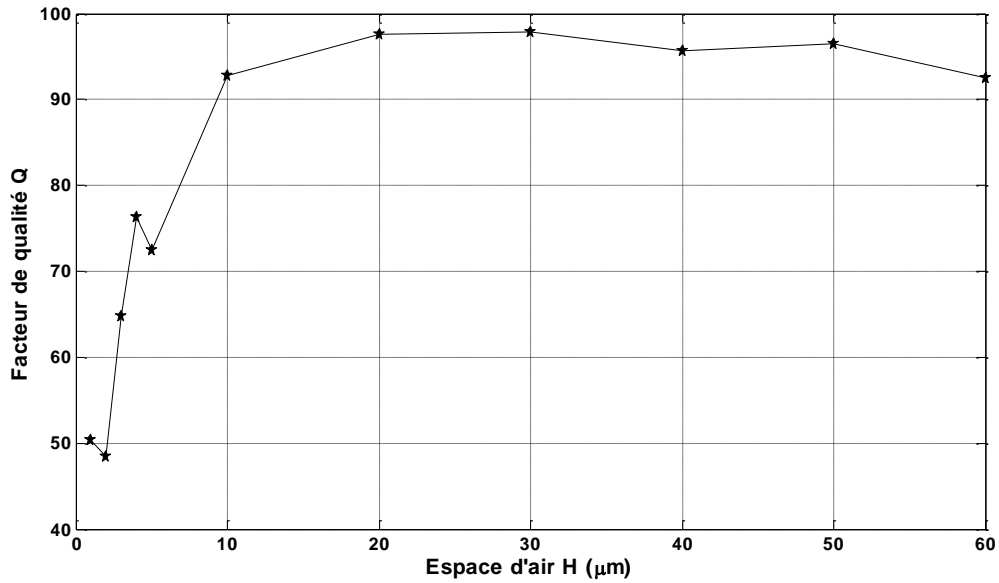


Figure III.29: Variation du facteur de qualité Q en fonction de l'épaisseur de l'espace d'air pour un micro-capteur de pression à base d'un résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) avec $F_0=14$ GHz.

En appliquant une pression, on diminue l'épaisseur de la couche d'air 'H', donc on approche la membrane de silicium haute résistivité vers le résonateur. Cela provoque une augmentation de la permittivité effective du milieu (ϵ_{eff}). La fréquence de résonance est proportionnelle à l'inverse de la racine carrée de la permittivité effective suivant la formule suivante:

$$f_0 = \frac{c}{\lambda_g \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (\text{éq III.23})$$

Où λ_g est la longueur d'onde guidée et c est la célérité de la lumière. Donc la fréquence de résonance va diminuer (figure III.30) (avec une lecture inverse de la courbe). La sensibilité de ce capteur de pression est de l'ordre de $S=47.4$ MHz/ μm .

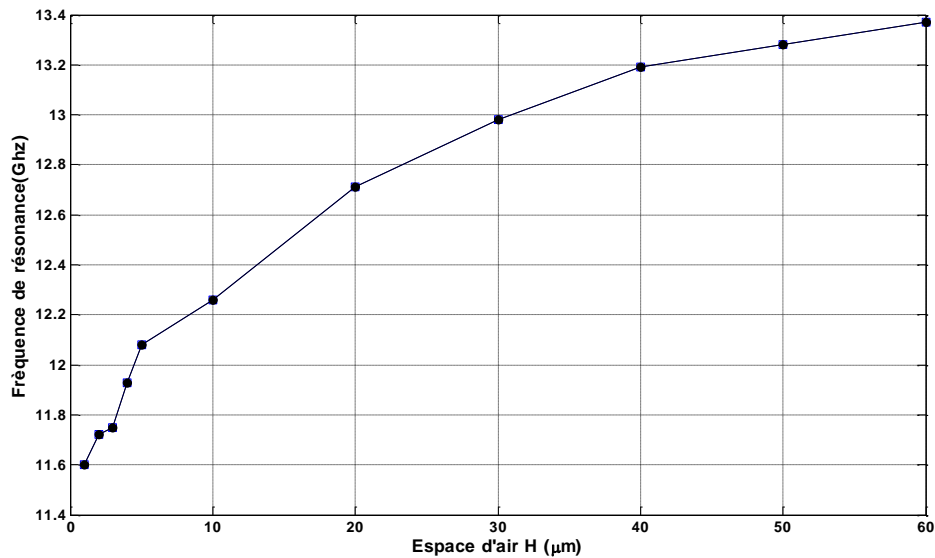


Figure III.30: Variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de l'espace d'air pour un micro-capteur de pression à base d'un résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) avec $F_0=14$ GHz. $S=47.4$ MHz/ μ m

On peut voir aussi qu'à partir d'une certaine hauteur (environ 35 μ m), la fréquence de résonance et la permittivité effective ne subissent plus de variation significative et l'on assiste à une dégradation de la sensibilité du capteur. 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. En conséquence, pour réaliser un micro-capteur de pression sensible, il faut choisir une petite valeur pour l'hauteur initiale de la membrane.

IV.2 Simulation de l'influence de l'épaisseur de la membrane:

L'influence de l'épaisseur de la membrane de silicium sur le comportement du résonateur a été étudiée dans cette partie. La figure III.31 montre la variation de la fréquence de résonance en fonction de l'épaisseur de la membrane. L'espace entre la membrane et le résonateur 'H' reste fixe ici à 3 μ m.

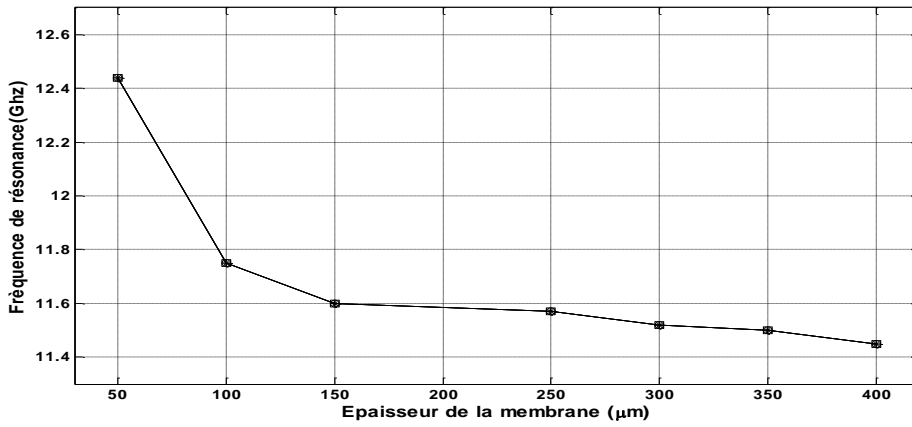


Figure III.31: Effet de l'épaisseur de la membrane sur la fréquence de résonance du micro-capteur

On constate que l'épaisseur de la membrane de silicium joue un rôle important dans la définition de la fréquence de fonctionnement du micro-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.

IV.3 Profil réel de la membrane déformée :

Les simulations présentées dans la section précédente avec le déplacement vertical et uniforme de la membrane, 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. Mais en réalité, la membrane qui subit une pression ne se déplace pas de cette manière car elle sera fixée dans les bords avec le substrat diélectrique (figure III.32). Dans ce cas, le mouvement de la membrane est sous forme de cône qui varient en hauteur.

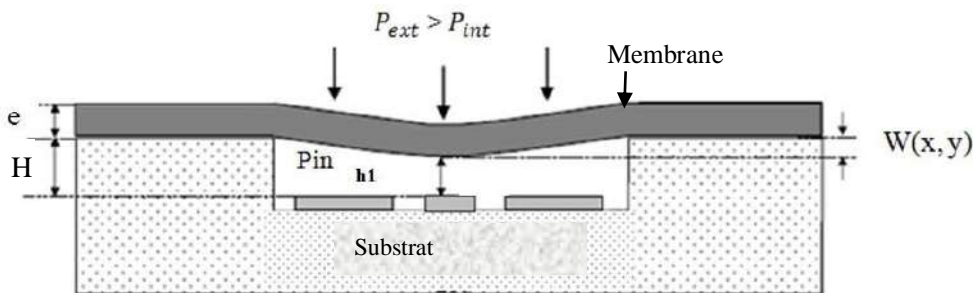


Figure III.32: Déformation réel de la membrane de Silicium.

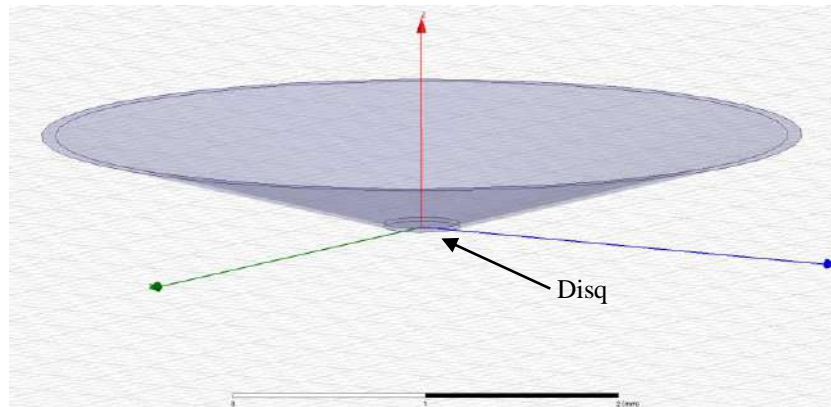


Figure III.33: La membrane de Silicium sous forme de cône réalisée sous HFSS .

Sous le logiciel HFSS, on peut former un cône en utilisant une combinaison de deux cônes qui seront superposés pour assurer une épaisseur de membrane constante (figure III.32). Le mouvement est simulé par la variation du diamètre du disque inférieur et la hauteur de cône. La simulation de cette nouvelle structure n'a pas pu aboutir, car elle demande des moyens informatiques puissants.

V. Conclusion :

Ce chapitre a été consacré à la simulation électromagnétique du micro-capteur de pression à l'aide du logiciel HFSS. Ce dernier ne fournit pas un module de simulation du phénomène physique de la pression, qui a été remplacée par un déplacement vertical uniforme de la membrane de Silicium. Cette étape a permis d'étudier l'influence de l'épaisseur de la membrane sur le fonctionnement du capteur. Une sensibilité simulée de $\sim 47 \text{ MHz}/\mu\text{m}$ a été obtenue.

Grâce à la simulation, nous avons pu valider 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 multi-physique. Lors de la simulation, nous avons rencontré des problèmes, qu'on a dû résoudre, se rapportent au maillage et la convergence des solutions. Par conséquent, la simulation du capteur avec un profil de membrane en forme de cône n'a pas pu aboutir à cause de la limitation en puissance de nos outils informatiques.

Conclusion général

Conclusion générale

L'énergie dissipée par l'électronique de conditionnement du signal dans un réseau de capteurs réduit considérablement leur autonomie. Une des approches de conception consiste en une optimisation des capteurs en termes de consommation énergétique. Cette optimisation se fait en jouant sur la récupération de l'énergie environnante. Une approche 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. Ceci demande une émission, par les outils d'interrogation, et une haute sensibilité de détection du signal Radio fréquence de retour.

L'objectif de ce mémoire consiste à repenser complètement le principe de conception du capteur de pression en utilisant un nouveau mode de transduction complètement passif qui ne nécessite pas d'énergie embarquée et qui peut être interrogé à grande distance par radar (plusieurs mètres à quelques dizaines de mètres). Cette solution est basée sur la transduction électromagnétisme qui a été développé par d'autres chercheurs. 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_0), et une membrane. 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). Dans ce mémoire, le résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) a été utilisé pour la conception d'un micro-capteur de pression.

Ce mémoire est composé de trois chapitres, le premier a été consacré à l'introduction et l'analyse de la problématique qui concerne la consommation d'énergie par les capteurs.

Dans le second chapitre, l'étape de conception du capteur de pression à transduction électromagnétique a été abordé. Nous avons commencé par l'étude théorique de la structure microondes coplanaire, en particulier le résonateur à ligne demi longueur d'onde ($\lambda_g/2$) que nous avons adopté pour la conception du pression. Ensuite, nous avons expliqué le principe de fonctionnement du capteur de pression. Le choix de matériaux utilisés pour la réalisation de la membrane s'est porté sur le silicium à cause de ses propriétés mécaniques. Le cuivre et l'alumine sont choisis pour la réalisation du circuit résonant.

Le dernier chapitre a été consacré à la simulation électromagnétique du micro-capteur de pression à l'aide du logiciel HFSS. Ce dernier ne fournit pas un module de simulation du phénomène physique de la pression, qui a été remplacée par un déplacement vertical uniforme de la membrane de

Conclusion générale

Silicium. Cette étape a permis d'étudier l'influence de l'épaisseur de la membrane sur le fonctionnement du capteur. Une sensibilité simulée de $\sim 47 \text{ MHz}/\mu\text{m}$ a été obtenue.

Avec la simulation, nous avons pu valider 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. Lors de la simulation, des problèmes, qu'on a dû résoudre, se rapportent au maillage et la convergence des solutions ont été rencontrés. Par conséquent, la simulation du capteur avec un profil de membrane en forme de cône n'a pas pu aboutir à cause de la limitation en puissance de nos outils informatiques. Pour la fabrication d'un capteur de ce type, une salle blanche et des outils de fabrication micro-électronique sont nécessaires.

Bibliographie

- [1] Vijay K. Varadan, K.J. Vinoy, K.A. Jose, "*RF MEMS and Their Applications*", John Wiley & Sons, 2003.
- [2] M. R. Islam, M. M. Ali, M.-H. Lai, K.-S. Lim, and H. Ahmad. "*Chronology of fabry-perot interferometer fiber-optic sensors and their applications : A review. Sensors*", 14(4) :7451–7488, 2014.
- [3] R. E. Caetano, et al. "*Capacitive and inductive sensors for diagnosing air-gap anomalies in synchronous generators*". In 2015 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC). IEEE, may 2015.
- [4] J. S. Lee, E. S. Yoo, C. H. Park, J. E. An, C. G. Park, and J. W. Song. "*Development of a piezoresistive MEMS pressure sensor for a precision air data module*". In 2014 14th International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2014), pages 874–878, Oct 2014.
- [5] J. Riondet, A. Coustou, H. Aubert, P. Pons, M. Lavayssière, J. Luc, and A. Lefrançois. "*Design of air blast pressure sensors based on miniature silicon membrane and piezoresistive gauges*". In Micromechanics and Microsystems Europe Workshop (MME), page 6p., Uppsala, Sweden, Aug. 2017..
- [6] M.M. JATLAOUI, "*Capteurs Passifs à Transduction Electromagnétique Pour la Mesure Sans Fil de La Pression*". Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Avril 2009.
- [7] C. P. Wen. "*Coplanar waveguide: A surface strip transmission line suitable for non reciprocal gyro-magnetic device applications*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 17(12) :1087–1090, Dec 1969.
- [8] S. Gevorgian, L. J. P. Linner, and E. L. Kollberg. "*CAD models for shielded multilayered CPW*". IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques", 43(4) :772–779, April 1995.
- [9] B. Benarabi, F. Kahlouche, B. Bayard, A. Chavanne, J. Sautel, "Microwave characterization of electrical conductivity of composite conductors by half-wavelength coplanar resonator", Progress In Electromagnetics Research Letters, Vol. 60, 73–80, 2016.
- [10] D. M. Pozar. "*Microwave Engineering*". John Wiley & Sons, 4nd edition, December 2011.
- [11] Tatsuo Itoh. "*Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*". John Wiley and Sons. 1989.
- [12] Site web: <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss/>.

Résumé:

L'objectif de ce mémoire consiste à étudier un nouveau mode de transduction pour la mesure de la pression par un micro-capteur sans fil. Ce mode de transduction est complètement passif et ne nécessite pas d'énergie embarquée et qui peut être interrogé à grande distance par radar. Cette solution est basée sur la transduction électromagnétique. Le principe du capteur se base sur la perturbation de la distribution du champ électromagnétique présent à l'interface entre un résonateur planaire et une membrane. Le déplacement de la fréquence de résonance en fonction du rapprochement de la membrane et donc le principe de la transduction électromagnétique a été validé par simulation sous HFSS.

HFSS= est un logiciel qui effectue la modélisation électromagnétique

Les résonateurs diélectriques sont des pièces en céramique isolante à forte

ملخص:

في هذه الأطروحة قمنا بدراسة نوع تحويل جديد لقياس الضغط بواسطة جهاز استشعار دقيق لاسلكي. طريقة تحويل الضغط هذه سلبية بالكامل ولا تتطلب طاقة مضمنة ويمكن استجوابها على مسافة كبيرة بواسطة الرادار. ويستند هذا الحل على التحويل الكهرومغناطيسي. يعتمد مبدأ المستشعر على اضطراب توزيع المجال الكهرومغناطيسي الموجود عند السطح الفاصل بين مرنان مستوي وغشاء سيليسيوم. تم التحقق من صحة إزاحة تردد الرنين عند تقريب الغشاء وبالتالي مبدأ التحويل الكهرومغناطيسي عن طريق المحاكاة بواسطة برنامج HFSS.

HFSS=برنامج يسمح بالنمذجة الكهرومغناطيسية

محول كهرومغناطيسي يحتوي على ملف يتم لفه مباشرة يسمح التحريض بانتاج طاقة كهربائية

Abstract:

The purpose of this thesis is to study a new transduction mode for the measurement of pressure by a wireless micro-sensor. This mode of transduction is completely passive and does not require embedded energy and can be interrogated at a great distance by radar. This solution is based on electromagnetic transduction. The principle of the sensor is based on the disturbance of the distribution of the electromagnetic field present at the interface between a planar resonator and a membrane. The displacement of the resonance frequency as a function of the approximation of the membrane and thus the principle of electromagnetic transduction has been validated by simulation under HFSS.

HFSS =High Frequency Structure Simulator

ELECTROMAGNETIC TRANSDUCER= contains of a coil is wound direct on a permanent