

N° d'ordre : 2381

# THÈSE

présentée à

**L'UNIVERSITÉ BORDEAUX I**

ÉCOLE DOCTORALE DE SCIENCES PHYSIQUES ET DE L'INGENIEUR

par **Catherine BERNOU**

POUR OBTENIR LE GRADE DE

**DOCTEUR**

SPÉCIALITÉ : ELECTRONIQUE

\*\*\*\*\*

**UTILISATION DE STRUCTURES RESONANTES  
EN BANDES POUR LA REALISATION DE CAPTEURS.  
APPLICATION A LA DETECTION  
EN MILIEUX LIQUIDE ET GAZEUX.**

\*\*\*\*\*

Soutenue le 7 Septembre 2001

Après avis de :

<b>MM.</b>	J. GUTIERREZ-MONREAL A. CAZARRE	Directeur de Recherche, CSIC (Madrid) Professeur, UPS Toulouse	<b>Rapporteur</b> <b>Rapporteur</b>
------------	------------------------------------	---	--

Devant la commission formée de :

<b>MM.</b>	G. BLASQUEZ A. CAZARRE J. GRISLAIN J. GUTIERREZ-MONREAL J-F. LIPSKIER C. PELLET J. PISTRE D. REBIERE A. TOUBOUL	Directeur de Recherche, LAAS (Toulouse) Professeur, UPS Toulouse Maître de Conférences, Université Bordeaux1 Directeur de Recherche, CSIC (Madrid) Ingénieur, Groupe THALES Professeur, Université Bordeaux 1 Professeur, Université Bordeaux 1 Maître de Conférences, Université Bordeaux1 Professeur, Université Bordeaux 1	<b>Examineur</b> <b>Rapporteur</b> <b>Examineur</b> <b>Président</b> <b>Examineur</b> <b>Examineur</b> <b>Examineur</b> <b>Examineur</b> <b>Examineur</b>
------------	---	---	---



*"Patience et longueur de temps  
Font plus que force ni que rage."*

*Jean de la Fontaine.*

**À tous les miens...**

*"Ça n'existe pas, ça n'existe pas!  
Et pourquoi pas ?"*

*Robert Desnos.*



# Remerciements

Les travaux présentés dans ce mémoire se sont déroulés au sein du Laboratoire d'Etude de l'Intégration des Composants et Systèmes Electroniques (IXL), de l'ENSEIRB. Je souhaite ici remercier les nombreuses personnes qui ont contribué à l'élaboration de ces travaux.

Ma première pensée est pour Monsieur DOM, qui nous a quittés il y a trois ans et qui m'avait chaleureusement accueillie au Laboratoire.

J'adresse mes remerciements à Monsieur le Professeur André TOUBOUL, Directeur du Laboratoire IXL, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de faire partie de ce jury de thèse.

Je remercie vivement Monsieur Jacques PISTRÉ, Professeur à l'ENSEIRB qui a dirigé cette thèse et veillé à son bon déroulement. Je lui suis particulièrement reconnaissante de son soutien bienveillant tout au long de ces années.

Je suis très reconnaissante envers Dominique REBIÈRE, Maître de Conférences à l'Université Bordeaux 1, pour sa contribution de tous les jours à ce travail, pour la grande autonomie qu'il m'a accordée ainsi que pour la très grande attention qu'il a portée à la rédaction de ce manuscrit.

Mes sincères remerciements vont à Monsieur Javier GUTIÉRREZ-MONREAL, Directeur de Recherches à l'Instituto de Fisica Aplicada de Madrid, pour avoir accepté d'être rapporteur de cette thèse. Qu'il trouve ici l'expression de ma reconnaissance pour sa présence au sein de ce jury.

Je tiens à remercier vivement Monsieur Alain CAZARRÉ, Professeur à l'Université Paul Sabatier de Toulouse pour avoir accepté d'examiner de mémoire et pour l'honneur qu'il me fait en apportant son expertise personnelle à ce travail.

Que Monsieur Gabriel BLASQUEZ, Directeur de Recherche au LAAS (Toulouse), trouve ici l'expression de ma pleine reconnaissance pour le privilège qu'il me fait en acceptant d'apporter sa compétence en microtechnologie en tant que membre du jury.

J'adresse également mes remerciements à Monsieur Jean-François LIPSKIER, Ingénieur du groupe THALÈS pour l'intérêt porté à ce travail et la possibilité qu'il nous a donnée de réaliser des essais au laboratoire Central de Recherche. Je le remercie également pour sa participation à ce jury.

Mes remerciements vont à Monsieur Jacques GRISLAIN, Maître de Conférences et actuel chef du Département Mesures Physiques de l'IUT Bordeaux 1 pour son soutien durant ces années d'effort et pour sa participation au jury.

Je tiens à exprimer mes remerciements à Monsieur Claude PELLET, Professeur à l'Université Bordeaux 1 pour l'honneur qu'il me fait en apportant sa grande connaissance dans le domaine des Microsystèmes en étant membre de ce jury de thèse.

Je tiens à assurer de ma profonde gratitude à Monsieur Guy NICOLAS qui m'a initiée à la sérigraphie. Sa récente disparition m'emplit de tristesse. Je tiens à remercier Monsieur Patrick BERENQUER pour son éternelle bonne humeur. Mes remerciements vont aussi Madame LAVIGNE, Messieurs Serge DESTOR et Christian FAURENS pour l'aide technique qu'ils ont pu me fournir tout au long de ce travail.

J'adresse mes remerciements à Messieurs Patrick VILLESUZANNE et Régis DEVREESE pour leur travail d'ingénieurs système et leur patience face aux petits tracas de tous les jours.

J'exprime mes remerciements à Madame Elisabeth DRILLON pour son aide précieuse ainsi qu'à Mesdames Mireille BERNARD, Valérie DUCASSE et Monsieur DUBZIACK.

Je remercie également Madame Evelyne CHASTAINGS pour son accueil lors des campagnes de mesures réalisées sur le site de Thomson-LCR.

Je voudrais adresser quelques mots d'amitié à tous les stagiaires de l'ENSEIRB, de l'IUT Mesures Physiques et du KHBO d'Oostende qui ont contribué à ces travaux : Anne LIMOUZINEAU et Fabrice DOUX, Olivier STRAZZERA, Fabrice LUCIEN, Bart VERCAIGNE, Luc SEYS et les autres...

Je ne saurais oublier tous ceux qui ont pu m'aider matériellement ou moralement au cours de ces années; qu'ils trouvent ici l'expression de ma reconnaissance : Corinne DÉJOURS, Hélène DÉBÉDA, Stéphane GAUFFRE, Laurent CASADEUBAIG, Véronique COILLARD, Philippe PAILLER, Ollivier TAMARIN et tous ceux que j'ai côtoyés au Laboratoire. Merci encore à toute la famille ABOUDA pour son amitié chaleureuse.

Enfin, j'adresse des remerciements particuliers à Céline LAVILLE et Céline ZIMMERMANN, pour leur amitié indéfectible durant ce temps de recherches communes. J'exprime enfin ma profonde gratitude à Monsieur Jacques RICARD, pour son aide précieuse, son amitié fidèle et son soutien de tous les jours.

Enfin, je tiens à renouveler mes remerciements à tous et à présenter mes excuses aux personnes que j'aurais par hasard oubliées ici.



## TABLE DES MATIERES

<b>Introduction.</b>	<b>13</b>
<b>I. MODES DE CALCUL SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION ET LES FILTRES EN HYPERFREQUENCES.</b>	<b>19</b>
<b>I.1. Synthèse des modes de calcul des lignes microruban.</b>	<b>21</b>
I.1.1. La ligne microruban.	21
I.1.2. Les méthodes d'analyse des lignes microrubans.	23
I.1.2.1. Les transformées conformes.	24
I.1.2.2. Méthodes aux différences finies.	26
I.1.2.3. Méthodes intégrales.	27
I.1.2.4. Méthodes variationnelles.	28
<b>I.2. Les filtres passe-bande en hyperfréquences.</b>	<b>30</b>
I.2.1. Les résonateurs.	30
I.2.1.1. Ligne demi-onde en court-circuit.	31
I.2.1.2. Ligne demi-onde en circuit ouvert.	32
I.2.1.3. Ligne quart d'onde.	32
I.2.1.4. Résonateur en anneau.	33
I.2.2. L'excitation des résonateurs.	33
I.2.2.1. Couplage distribué.	34
I.2.2.2. Couplage capacitif.	34
I.2.3. Les filtres.	35
I.2.3.1. Les filtres à couplage distribué.	35
I.2.3.2. Les filtres à couplage capacitif.	36
I.2.3.3. Les anneaux résonants.	37
I.2.4. Conclusion.	38

<b>II. SYNTHÈSE D'UN FILTRE EN HYPERFREQUENCES.</b>	<b>39</b>
<b>II.1. Les simulateurs.</b>	<b>41</b>
II.1.1. Microwave Design System.	42
II.1.2. Momentum.	44
<b>II.2. Les filtres.</b>	<b>46</b>
II.2.1. Les filtres à résonateur demi-onde ou filtres en U.	46
II.2.1.1. Structure.	46
II.2.1.2. Optimisation d'un filtre en U.	48
II.2.1.3. Dimensions optimisées et performances correspondantes.	55
II.2.1.4. Les filtres en U aux fréquences 3 GHz et 6 GHz.	57
II.2.2. Les filtres à résonateur en boucles.	58
II.2.2.1. Les filtres à boucles carrées.	59
II.2.2.2. Les filtres à boucles chargées.	65
II.2.2.3. Conclusion sur l'étude théorique des filtres.	66
<b>III. ETUDE DES PERTURBATIONS.</b>	<b>67</b>
<b>III.1. Permittivité effective d'une structure multicouche.</b>	<b>70</b>
III.1.1. Principe de calcul.	70
III.1.1.1. Structures multicouches.	70
III.1.1.2. Méthode de calcul et constitution du programme.	71
III.1.2. Validation.	78
III.1.2.1. Structure à trois couches, la couche sensible étant dessous.	79
III.1.2.2. Structure à trois couches, la couche sensible est dessus.	81
III.1.2.3. Structure à quatre couches.	81

---

<b>III.2. Etude de l'influence de la variation de permittivité de la couche sensible.</b>	<b>83</b>
III.2.1. Structure pour détecteur de gaz.	83
III.2.1.1. Etude de la variation de permittivité relative.	83
III.2.1.2. Etude de l'influence de l'épaisseur.	89
III.2.2. Structures pour détection en milieu liquide.	90
III.2.2.1. Sensibilité.	90
III.2.2.2. Influence de l'épaisseur de la couche sensible.	92
III.2.3. Détection en milieu liquide restreint.	93
<b>III.3. Etude de la variation de perméabilité.</b>	<b>96</b>
<b>III.4. Conclusion sur la sensibilité des structures hyperfréquences.</b>	<b>97</b>
<b>IV. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET DISCUSSION.</b>	<b>98</b>
<b>IV.1. Filtres et banc de test.</b>	<b>102</b>
IV.1.1. Réalisation et caractérisation électrique des filtres passe-bande.	102
IV.1.2. Banc de test.	103
IV.1.2.1. Chaîne d'oscillation.	104
IV.1.2.2. Mesures de stabilité en fréquence.	105
IV.1.2.3. Banc de dilution.	105
<b>IV.2. Tests en milieu gazeux</b>	<b>108</b>
<b>IV.2.1. Capteur d'humidité.</b>	<b>108</b>
IV.2.1.1. La couche sensible.	109
IV.2.1.2. Réponses sous humidité.	111
IV.2.1.3. Analyse de la réponse du capteur et évolution de la permittivité $\epsilon_{r2}$ de la couche sensible.	114
IV.2.1.4. Détermination du coefficient de diffusion D.	118

<b>IV.2.2. Etude d'un polysiloxane comme couche sensible.</b>	<b>125</b>
IV.2.2.1. Un polymère conçu pour la détection de composés organophosphorés.	125
IV.2.2.2. Test du capteur avec un gaz organophosphoré puis avec de l'humidité.	127
IV.2.2.3. Mécanismes de réactions dans le polysiloxane.	129
<b>IV.3 Capteurs en milieu liquide.</b>	<b>130</b>
IV.3.1. Constitution des cellules de test.	130
IV.3.1.1. Première cellule.	130
IV.3.1.2. Cellule à volume de liquide restreint.	132
IV.3.2. Test des capteurs en milieu liquide.	133
IV.3.2.1. Etude de solutions salines.	133
IV.3.2.2. Etude de solution de pH différents.	135
IV.3.3. Conclusion.	137
<b>IV.5. Conclusion sur les résultats expérimentaux.</b>	<b>138</b>
<b>CONCLUSION</b>	<b>139</b>
<b>BIBLIOGRAPHIE</b>	<b>145</b>
<b>ANNEXES</b>	<b>151</b>

# **INTRODUCTION**



Les préoccupations en matière d'environnement et de sécurité sont un moteur essentiel pour la recherche dans le domaine des capteurs chimiques. Tant en milieu liquide que gazeux, les besoins pour des capteurs sélectifs et sensibles, de faible coût, sont considérables. Démontrer la faisabilité et les potentialités d'un nouveau principe de détection, tel est l'objectif du présent mémoire, qui espère apporter une contribution nouvelle au tableau déjà très riche des capteurs.

L'idée est de développer des dispositifs résonants dans le domaine des hyperfréquences comme élément de transduction. Le nouveau concept de capteur chimique qui en découle est construit autour de trois briques élémentaires selon la représentation donnée par la figure a. Ainsi l'affinité de la couche sensible avec les composés gazeux exprime le phénomène de reconnaissance chimique et constitue le premier niveau de sensibilité. La sorption de vapeur dans cette interface chimique induit une variation des caractéristiques physico-chimiques de cette couche et tout particulièrement de ses propriétés électriques. C'est le deuxième niveau de transduction. Ces modifications électriques du matériau sensible induisent une évolution dans les paramètres de dispersion de la structure électrique passive : le résonateur hyperfréquence. C'est l'utilisation de ce troisième niveau de transduction qui constitue notre apport original au développement des micro-capteurs chimiques.

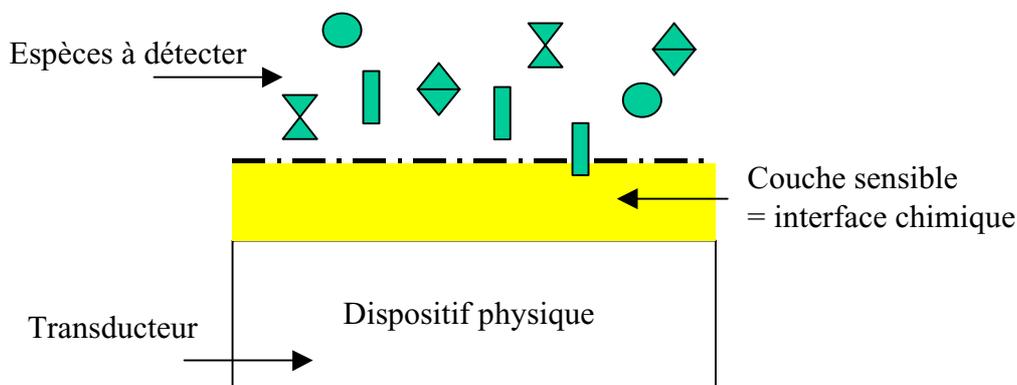


Figure a : Composition d'un capteur chimique.

D'une façon générale, les capteurs chimiques existants s'appuient sur le changement de différentes propriétés de la matière (variation de conductivité, de masse, de permittivité diélectrique, ou d'indice optique, ...). Par exemple, la variation de conductivité d'oxydes semi-conducteurs tel le dioxyde d'étain, est très utilisée pour réaliser des capteurs fonctionnant en continu et de nombreux travaux ont été menés pour améliorer les propriétés de ces capteurs, en particulier leur sélectivité. Dans le cas des capteurs optiques, la variation d'indice de

réfraction de la couche sensible modifie les conditions de propagation de la lumière. C'est le cas dans une fibre optique dont la couche sensible est la gaine. Les capteurs à ondes acoustiques, qu'ils soient à ondes de surface (SAW)[4.1], transversales (SH-APM)[2, 3] ou de plaques (Ondes de Love)[4.14], sont basés sur l'effet de masse engendré par la sorption dans une couche sensible de molécules du gaz à détecter. Notre équipe s'intéresse tout particulièrement à ces capteurs, dans lesquels la couche sensible sert d'interface entre le gaz à détecter et l'élément physique effectuant la transduction masse - fréquence. L'expérience acquise en matière de couches sensibles pourra ainsi être mise à profit pour nos travaux.

Dans le cas du capteur micro-onde, deux caractéristiques physiques de ces couches sensibles nous intéressent particulièrement : la permittivité ou constante diélectrique ( $\epsilon$ ) et la perméabilité magnétique ( $\mu$ ). Ce sont ces deux paramètres, en effet, qui affectent directement le comportement d'une structure fonctionnant à des fréquences où interviennent les phénomènes de propagation : la propagation des ondes, décrite par les équations de Maxwell, dépend des propriétés physiques du substrat par l'intermédiaire de  $\epsilon$  et  $\mu$ . Le principe de détection repose donc sur la perturbation de la propagation, dans un dispositif à hautes fréquences, par la modification des propriétés physiques du milieu dans lequel s'effectue cette propagation. Il s'agit donc de concevoir et réaliser en technologie planaire une structure résonante munie d'une couche sensible : en présence de polluants, le changement de permittivité (ou de la perméabilité) entraîne une variation de fréquence ou de phase du résonateur, corrélée à la concentration des espèces à détecter. Pour des raisons de dimensions de la cellule, nous serons amenés à travailler dans des gammes de fréquences élevées couramment nommées hyperfréquences.

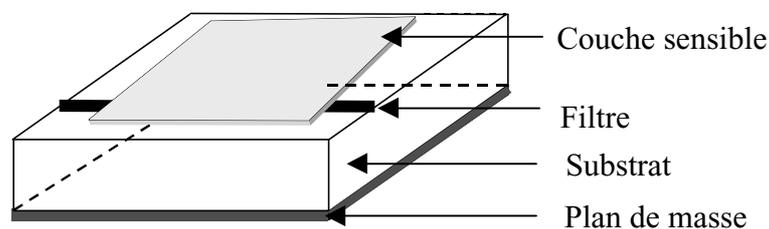


Figure b : Constitution des capteurs hyperfréquences.

Comme pour les dispositifs à ondes acoustiques le résonateur (hyperfréquence) est placé en réaction sur un amplificateur afin de constituer un oscillateur, dont la fréquence d'accord est susceptible de varier lors de l'introduction de polluants.

Ce mémoire comporte quatre chapitres suivis d'une conclusion. Dans un premier chapitre, nous présentons les techniques de calcul propres au domaine des hyperfréquences ainsi que les éléments de base qui constituent les structures résonantes à ces fréquences. Les modes de calcul nous permettent de faire un état de l'art des outils de base en micro-ondes. Ces techniques sont à l'origine des simulateurs que nous utiliserons pour concevoir nos structures et d'un programme que nous élaborerons pour évaluer la sensibilité de nos capteurs. Les résonateurs et couplages qui constituent les filtres à bande étroite ont été amplement décrits dans la littérature. Cependant une synthèse s'avérait nécessaire pour mieux appréhender l'élaboration des filtres.

Le deuxième chapitre est consacré à la synthèse de filtres passe-bande à bande étroite. Ces structures résonantes constituent l'un des éléments de transduction dans nos capteurs chimiques. Une brève présentation des simulateurs utilisés nous a paru nécessaire pour la compréhension de l'optimisation des filtres, mais aussi pour la connaissance des limites de ces calculateurs théoriques. La deuxième partie du chapitre présente la synthèse de trois types de filtres passe-bande, dont les résonateurs sont agencés selon différentes géométries (résonateurs en U et anneaux résonants), à des fréquences de travail différentes.

L'étude des perturbations est évidemment le cœur de ce mémoire; elle fait l'objet du troisième chapitre, dans lequel nous étudions la sensibilité d'une structure résonante équipée d'une couche sensible dont une des caractéristiques physiques (permittivité ou perméabilité) varie. Pour cela, il faut évaluer les propriétés physiques du substrat, constitué suivant les structures de trois ou quatre couches de permittivités différentes. Devant les difficultés du simulateur à répondre rapidement, nous avons développé un programme de calcul de permittivité effective de substrats multicouches. Pour chaque type de capteur, la sensibilité à une variation de permittivité est ainsi évaluée. Des études d'influence des épaisseurs de couches et de variation de perméabilité sont menées en complément.

Dans le quatrième chapitre, nous présentons les résultats expérimentaux des capteurs réalisés. Une première partie montre les caractéristiques des filtres après réalisation ainsi que leurs performances dans une configuration d'oscillateur. Dans une deuxième partie, nous montrons la faisabilité du principe de détection de nos capteurs hyperfréquences en équipant nos résonateurs de polymères sensibles à l'humidité. Une troisième partie est consacrée à l'étude d'un polysiloxane, dont on cherche à comprendre le comportement en présence de gaz organophosphorés. Enfin, nous présentons la conception et le test de cellules de détection en milieu liquide.



**CHAPITRE I :**

**MODES DE CALCUL SUR**

**LES LIGNES DE TRANSMISSION**

**ET LES FILTRES**

**EN HYPERFREQUENCES.**



## I. MODES DE CALCUL SUR LES LIGNES DE TRANSMISSION ET LES FILTRES EN HYPERFREQUENCES.

Les capteurs que nous avons élaborés sont bâtis sur le principe d'un filtre passe-bande fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences, et réalisés en technologie microruban. Celle-ci est bien adaptée au développement d'une structure de petites dimensions et de faible coût. Pour cela, nous disposons au Laboratoire IXL des outils nécessaires pour la fabrication de lignes microruban en technologie couches épaisses.

La conception de ces filtres nécessite l'utilisation de différents outils. Il convient donc de faire un état de l'art sur les techniques de calcul pour les lignes microruban, sur les résonateurs hyperfréquences et enfin sur les diverses géométries de filtres existantes.

### I.1. Synthèse des modes de calcul sur les lignes microruban.

Dans ce paragraphe, nous ne chercherons pas à présenter les différentes méthodes de calcul des lignes microrubans. Nous nous limiterons aux brefs rappels indispensables à la compréhension des choix que nous avons effectués pour concevoir nos structures.

C'est ainsi que nous allons examiner successivement la constitution d'une ligne microruban, le principe de chaque méthode d'analyse de ces lignes de transmission, en détaillant leur mode opératoire ainsi que leurs avantages et inconvénients.

#### I.1.1. La ligne microruban.

La ligne microruban est un ruban conducteur déposé sur un substrat diélectrique muni d'un plan de masse.

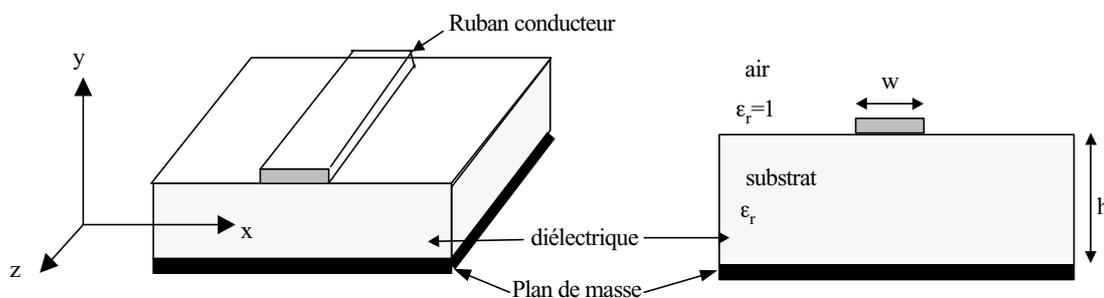


Figure 1 : Structure de la ligne microruban.

La propagation des ondes dans cette structure inhomogène s'effectue en partie dans le diélectrique, en partie dans l'air, la proportion dépendant de la valeur de la constante diélectrique  $\epsilon$  du substrat.

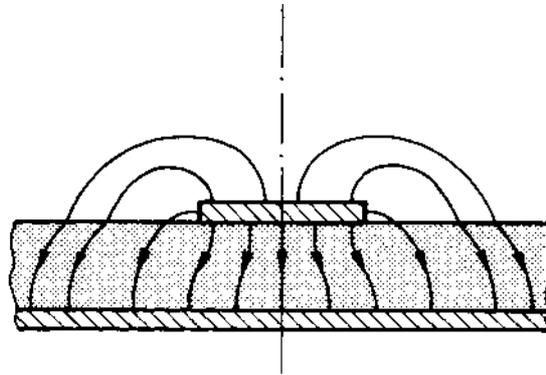


Figure 2 : Lignes de champ de champ électrique dans une ligne microruban.

Cette propagation est décrite par les équations de Maxwell [1.1] :

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{\text{rot}} \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell - Faraday}) \\ \vec{\text{rot}} \vec{H} = \sigma \vec{E} + \epsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (\text{Maxwell - Ampère}) \\ \text{div} \vec{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \\ \text{div} \vec{H} = 0 \end{array} \right.$$

où  $\vec{E}$  est le champ électrique ( $\text{V.m}^{-1}$ ),  
 $\vec{H}$  l'excitation magnétique ( $\text{A.m}^{-1}$ ),  
 $\mu$  la perméabilité du milieu de propagation ( $\text{V.s.A}^{-1}.\text{m}^{-1}$ ),  
 $\epsilon$  la permittivité de ce milieu ( $\text{A.s.V}^{-1}.\text{m}^{-1}$ ),  
 $\sigma$  la conductivité électrique ( $\text{S.m}^{-1}$ ),  
 $\rho$  la densité de charge électrique ( $\text{A.s.m}^{-3}$ ).

En combinant ces équations deux à deux, on obtient les équations de propagation pour les champs électrique  $E$  et magnétique  $H$ .

Pour le champ électrique, par exemple, lorsqu'il se propage le long d'un conducteur parfait dans un diélectrique parfait ( $\sigma = 0$ ,  $\rho = 0$ ), on obtient :

$$\Delta \vec{E} - \epsilon\mu \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = 0,$$

Il convient d'ajouter les conditions aux limites à un interface diélectrique et les conditions de continuité en présence d'un conducteur. Ainsi, sur la surface séparant un milieu diélectrique et un conducteur parfait, la composante tangentielle du champ électrique est nulle,  $E_T = 0$ , ainsi que la composante normale du champ magnétique,  $H_N = 0$ .

Etant donné la constitution même de la ligne microruban, il y a propagation dans un milieu inhomogène, donc, en toute rigueur, propagation de modes hybrides, c'est à dire d'un champ électromagnétique pour lequel les six composantes ( $E_x, E_y, E_z ; H_x, H_y, H_z$ ) sont non nulles. Cependant, lorsque la fréquence est de quelques gigaHertz et lorsque le substrat a une permittivité élevée et peu de pertes, les champs sont essentiellement concentrés dans le substrat diélectrique : la composante suivant la direction de propagation est négligeable devant les composantes transverses.

$$|E_T| \gg |E_z|$$

$$|H_T| \gg |H_z|$$

où z est la direction de propagation, l'indice T désignant les composantes transverses des champs.

Dans ce cas, les champs qui se propagent sont des modes quasi-TEM (Transverses Electro-Magnétiques) : on peut adopter alors une approche quasi-statique (ou quasi-TEM) pour analyser la structure[1.2].

Situons cette approche dans l'éventail des méthodes existantes [1.1 à 1.24].

### **I.1.2. Les méthodes d'analyse des lignes microruban.**

De nombreuses synthèses concernant les méthodes d'analyse des lignes de propagation ont été réalisées ; elles foisonnent dans les livres et les publications.

Gupta, Bahl et Garg [1.3] distinguent trois groupes de méthodes : le premier concerne les méthodes quasi-statiques, le second étudie de façon empirique l'écart par rapport à ces méthodes, le troisième groupe tient compte des modes hybrides. Dans l'ordre de présentation, ces méthodes sont plus rigoureuses mais plus complexes à mettre en œuvre. De par leur relative simplicité, les méthodes quasi-statiques ou quasi-TEM permettent d'obtenir des

résultats concernant l'impédance caractéristique d'une ligne ou la permittivité effective d'une structure sans difficulté et avec une bonne précision : elles ne fournissent cependant pas une expression du champ électromagnétique. Dans le second groupe, les méthodes de dispersion permettent de tenir compte de l'influence de paramètres jugés secondaires par le premier groupe de méthodes, comme l'influence de la fréquence sur les pertes d'un substrat ou sur la longueur effective d'une ligne microruban en circuit ouvert. Enfin les méthodes d'analyse dites "pleine onde" ont pour but de déterminer les champs électrique et magnétique dans la structure.

D'évidence, le but étant d'élaborer un capteur, nous nous sommes particulièrement intéressés aux méthodes quasi-statiques qui font l'approximation quasi-TEM. On peut aussi distinguer dans ce premier groupe différentes tendances : les méthodes de transformées conformes, les méthodes aux différences finies, les méthodes intégrales et les méthodes variationnelles.

### I.1.2.1. Les transformées conformes.

Le principe des transformées conformes est simple : l'idée est de ramener le problème inhomogène de la ligne microruban à un problème homogène, c'est à dire une ligne de propagation baignant dans un milieu de permittivité constante, appelée permittivité effective. Pour cela, on utilise une transformation mathématique utilisant les nombres complexes :

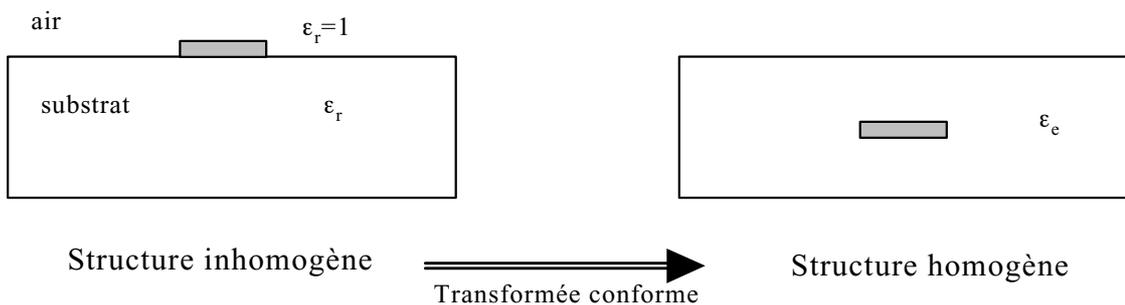


Figure 3 : Principe de la Transformée conforme.

Il faut noter ici la notion de permittivité effective relative  $\epsilon_e$ , que nous allons chercher à calculer pour comprendre le fonctionnement de nos capteurs.

Les plus connues de ces transformées sont celles de Schwartz-Christoffel [3.1], [5], celle de Schneider [1.3] et surtout celle de Wheeler [1.6], ainsi que les travaux complémentaires de Hammerstad dont on connaît les calculs dérivés, par exemple la largeur d'une ligne à partir de son impédance et la valeur de la permittivité effective.

Ces calculs donnent par exemple pour l'impédance caractéristique :

Pour les rubans tels que  $w/h > 2$  :

$$Z_c = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \left[ \frac{w}{h} + 0.883 + \frac{\epsilon_r + 1}{\pi\epsilon_r} \left\{ \text{Ln} \left( \frac{w}{2h} + 0.94 \right) + 1.451 \right\} + 0.165 \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r^2} \right]^{-1}$$

Et pour des rubans tels que  $w/h < 2$  :

$$Z_c = \frac{60\sqrt{\epsilon_r}}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \left[ \text{Ln} \left( \frac{8h}{w} \right) + \frac{1}{8} \left( \frac{w}{2h} \right)^2 - \frac{\epsilon_r - 1}{2(1 + \epsilon_r)} \left\{ \text{Ln} \left( \frac{\pi}{2} \right) + \frac{1}{\epsilon_r} \text{Ln} \frac{4}{\pi} \right\} \right]$$

Des formules, dites de synthèse, permettent le calcul de la largeur de la bande pour une impédance et un substrat donné.

$$\frac{w}{2h} = \frac{377\pi}{2\sqrt{\epsilon_r} Z_c} - 1 - \ln \left( \frac{377\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_c} - 1 \right) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left[ \ln \left( \frac{377\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_c} - 1 \right) + 0.293 - \frac{0,517}{\epsilon_r} \right]$$

pour  $w/h > 2$ ,

$$\text{et } \frac{w}{2h} = \frac{1}{0,25e^A - 0,5e^{-A}} \quad \text{avec } A = \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} \frac{Z_c}{60} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left( 0,226 + \frac{0,120}{\epsilon_r} \right)$$

pour  $w/h < 2$ .

Ces transformées conformes reposent sur des calculs relativement aisés mais présentent quelques inconvénients dus à cette simplicité :

- le problème de l'obtention de formules en partie empiriques,
- le problème de la mise en œuvre pour des dessins complets de filtres,
- l'ignorance de l'épaisseur de la ligne et des limites de la structure,
- le peu de précision pour des géométries " extrêmes " (lorsque le rapport largeur de la ligne sur l'épaisseur du substrat dépasse 2 ).

### I.1.2.2. Les méthodes aux différences finies.

Les méthodes aux différences finies sont basées sur la résolution numérique de l'équation de Laplace, qui décrit le potentiel dans la structure étudiée :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0, \\ V = 0 \text{ sur le plan de masse,} \\ V = V_0 \text{ sur le conducteur.} \end{array} \right.$$

On procède à un maillage de la structure et on résout le problème en exprimant le potentiel en un point de la structure en fonction du potentiel aux nœuds voisins [1.7].

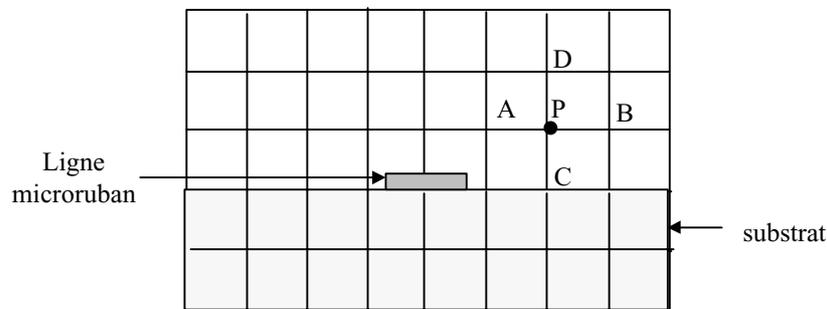


Figure 4 : Maillage d'une structure à ligne microruban pour la méthode des différences finies.

On obtient après développement limité et en négligeant les termes d'ordre supérieurs ou égaux à quatre, une équation linéaire :

$$\varphi_a + \varphi_b + \varphi_c + \varphi_d = 4\varphi_p$$

Mais il y a autant d'équations qu'il y a de nœuds au maillage. On résout ces équations par relaxations successives : on modifie peu à peu cette distribution pour qu'elle réponde à l'équation différentielle et aux conditions aux limites propres à la structure. Le processus est répété jusqu'à atteindre une valeur d'erreur tolérée. D'autres procédés de calculs informatiques, reposant sur des maillages de plus en plus fins [1.7] ou sur la manipulation de la matrice des coefficients du système d'équations [1.5] permettent de résoudre le problème. Une méthode dérivée [1.8] propose l'écriture du potentiel inconnu sous la forme de séries de Fourier, la convergence de la solution reposant alors sur la détermination des poids de ces séries.

Les inconvénients majeurs de cette méthode sont essentiellement le temps de calcul, de par le nombre de points de calculs comme pour les méthodes numériques de résolution.

### I.1.2.3. Les méthodes intégrales.

L'objectif est de déterminer la solution de l'équation de Poisson qui donne le potentiel électrique créé en un point  $(x, y)$  de la structure par une distribution de charges  $\rho$  située sur le conducteur.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{1}{\epsilon} \rho(x, y) \quad \text{Equation (1)} \\ + \text{conditions aux limites,} \\ \bullet \text{ continuité aux interfaces diélectriques,} \\ V(x, h-) = V(x, h+) \quad \text{et} \quad \epsilon_1 \frac{\partial V(x, h-)}{\partial y} = \epsilon_2 \frac{\partial V(x, h+)}{\partial y} \\ \bullet \text{ conditions de Neumann } \left( \frac{\partial V}{\partial n} = 0, \text{ mur magnétique} \right) \text{ ou Dirichlet } (V=0, \text{ mur} \\ \text{électrique) aux bords de la structure.} \end{array} \right.$$

On fait l'approximation quasi-TEM donc l'équation est à résoudre dans un plan transverse (perpendiculaire à la direction de propagation) et la charge est celle de la ligne microruban située dans cette coupe :  $\rho(x_0, y_0)$  avec  $y_0 = h$  (hauteur du substrat d'alumine) et  $-w/2 < x_0 < w/2$  si la ligne a pour largeur  $w$ .

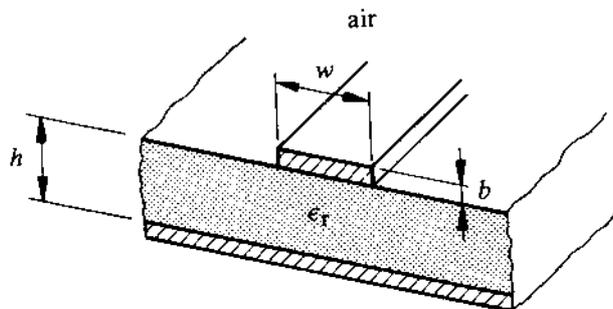


Figure 5 : Géométrie de la ligne microruban.

Si on choisit comme fonction de Green la fonction G solution de l'équation :

$$\nabla_t^2 G = \frac{\partial^2 G}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 G}{\partial y^2} = -\frac{1}{\epsilon} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0),$$

on peut identifier la tension à la fonction de Green G intégrée sur la longueur  $\ell_0$  de la ligne, portant la densité de charge  $\rho$ :

$$V(x, y) = \int_{\text{ligne}} G(x, y; x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) d\ell_0$$

Trouver le potentiel revient donc à trouver la fonction de Green, pour laquelle de nombreux auteurs [1.9, 1.10, 1.11] proposent des formes adaptées à la géométrie de la structure étudiée.

Il est alors facile de calculer d'autres paramètres de la structure, comme l'impédance caractéristique et la permittivité effective : ce calcul sera mené à bien au chapitre III (programme  $\epsilon_r$ ).

#### I.1.2.4. Les méthodes variationnelles.

Les méthodes variationnelles ont pour but de résoudre l'équation de Poisson et se distinguent des méthodes intégrales par le mode de calcul du potentiel. En effet, le passage dans le domaine fréquentiel par Transformée de Fourier évite le calcul direct de l'intégrale. Yamashita et Mittra [1.12, 1.13] ont appliqué cette méthode au calcul des caractéristiques d'une ligne microruban et de structures dérivées, telles des lignes avec substrat multicouche.

On a donc :

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{1}{\epsilon} \rho(x, y)$$

$$\frac{1}{C} = \frac{U}{Q} = \frac{U^* Q}{Q^2} = \frac{1}{Q^2} \int_s \rho(x, y) V(x, y) d\ell \quad \text{s étant la surface du conducteur,}$$

$$\text{avec } Q = \int_s \rho(x, y) d\ell .$$

Si la ligne est supposée d'épaisseur négligeable, on peut séparer les variables et exprimer la densité de charges comme :

$$\rho(x, y) = f(x)\delta(y - h)$$

où  $\delta$  est la fonction de Dirac.

On applique alors la transformée de Fourier :

$$\overline{f(\beta)} = \int_{-\infty}^{+\infty} f(x)e^{j\beta x} dx ,$$

et l'équation de Poisson peut se mettre sous la forme :

$$\left(\frac{d^2}{dy^2} - \beta^2\right)\overline{V(\beta, y)} = 0$$

La solution de cette équation différentielle est de la forme :

$$\overline{V(\beta, y)} = A \exp(\beta y) + B \exp(-\beta y)$$

et les conditions aux limites propres à la géométrie étudiée permettent de donner une expression de  $\overline{V}$  en fonction de  $\overline{f(\beta)}$  et d'une expression  $\overline{g(\beta)}$  qui dépend de la permittivité et de la hauteur de chaque couche. Ainsi, l'expression de la capacité devient :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{Q^2} \int_{-\infty}^{+\infty} [\overline{f(\beta)}]^2 \overline{g(\beta)} d\beta$$

La distribution de charges  $\rho$ , inconnue sur le conducteur, amène au choix de fonctions d'essai pour  $f(x)$  donc pour  $\overline{f(\beta)}$ . Ces fonctions sont évidemment choisies pour leur pertinence vis à vis de la véritable distribution connue physiquement : la densité de charge est maximum sur les bords de la ligne. Ces fonctions sont proposées par Yamashita [1.13] pour différentes configurations.

Ces deux dernières méthodes sont particulièrement adaptées à la programmation pour le calcul numérique des caractéristiques de structures multicouches. Elles sont évidemment très lourdes pour une ligne microruban classique, pour laquelle les transformées conformes, par exemple, donnent des résultats bien établis et faciles à manipuler.

## I.2. Les filtres passe-bande en hyperfréquence.

Pour constituer un filtre passe-bande à bande étroite, il suffit d'exciter un résonateur conçu à la fréquence choisie et de l'alimenter. Les publications concernant les filtres et leur synthèse sont nombreuses [1.25...1.31]. On note néanmoins deux traits principaux communs à ces travaux : la mise au point lors de la réalisation de ces filtres demande des ajustements (dimensions) pour tenir compte de phénomènes secondaires (telles l'effet de circuit ouvert pour les lignes micro-ruban) ; la synthèse est essentiellement développée pour des filtres à large bande, pour lesquels on retrouve les synthèses très connues de Tchebychev ou Butterworth. Les travaux développés ici s'appuient donc plus sur des concepts généraux concernant les résonateurs par exemple que sur une synthèse systématique de filtre.

Nous parlerons donc dans ce chapitre des résonateurs, puis de leur excitation et enfin de filtres à résonateurs demi-onde et de filtres à boucles. Cette étude permettra de sélectionner pour la suite des structures éprouvées pour concevoir les filtres passe-bande à bande étroite.

### I.2.1. Les résonateurs.

En hyperfréquences les résonateurs réalisés utilisent des circuits à constantes réparties tels que ceux obtenus selon la technique des microrubans. En effet, dans ce domaine de fréquences, les éléments nécessaires à un circuit résonant, de type L ou C, ne peuvent pas être des éléments rapportés (ou localisés) du fait de leurs dimensions et de leurs pertes trop importantes[1.2].

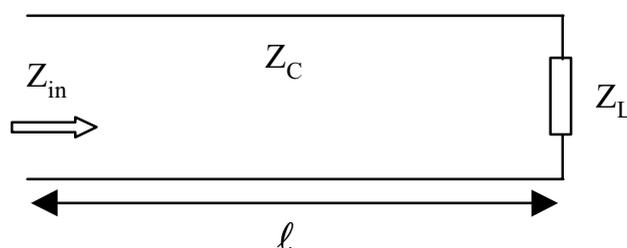


Figure 6 : Ligne de transmission d'impédance caractéristique  $Z_C$ , chargée par une impédance  $Z_L$ .

D'après l'équation des télégraphistes [1.32, 1.33], une ligne de longueur  $\ell$ , d'impédance caractéristique  $Z_c$ , de constante de propagation  $\gamma$ , fermée sur une impédance  $Z_L$  a pour impédance dans le cas d'une ligne sans perte:

$$Z_{\text{ligne}} = Z_c \frac{Z_L + jZ_c \tan \beta \ell}{Z_c + jZ_L \tan \beta \ell}$$

où  $\gamma = \alpha + j\beta$  est la constante de propagation,

$\alpha$  est le terme d'affaiblissement linéique ( $\text{Np.m}^{-1}$ ),

$\beta$  est le déphasage linéique ou nombre d'onde, avec  $\beta = \omega\sqrt{\epsilon\mu} = \frac{\omega}{v_p} = \frac{2\pi}{\lambda_g}$

où  $v_p$  est la vitesse de propagation de l'onde dans le milieu de caractéristiques  $\epsilon$ ,  $\mu$ , et  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée dans ce milieu.

Les résonateurs utilisés dans les filtres sont soit des lignes quart-d'onde soit des lignes demi-onde et peuvent être à leurs extrémités soit en circuit ouvert, soit en court-circuit. Il faut rajouter les résonateurs en anneau, dont nous évoquerons brièvement la condition de résonance. En calculant l'impédance de ces lignes, nous allons montrer que chacun des cas satisfait la condition de résonance ou d'anti-résonance. Les lignes pour lesquelles l'impédance est nulle à la fréquence considérée donnent une résonance à cette fréquence, donc sont à la base de filtres passe-bande. Les lignes dont l'impédance tend vers l'infini constitueront des filtres coupe-bande. On parlera simplement de résonateurs, en effet toutes les configurations permettent finalement de sélectionner une fréquence pour laquelle  $\left| \frac{d\varphi}{d\omega} \right|$  est maximum,  $\varphi$  représentant le déphasage sortie-entrée de l'onde traversant le filtre.

#### **1.2.1.1. Ligne demi-onde en court-circuit.**

On appelle ligne demi-onde une ligne de longueur égale à la demi-longueur d'onde (correspondant à la fréquence de travail) ou à un multiple entier de cette longueur. Pour cette ligne, on a :

$Z_L = 0$  si elle est fermée sur un court-circuit,

Donc l'impédance ramenée en bout de ligne vaut :

$$Z_{\text{ligne}} = jZ_c \tan \beta \ell \text{ si } \alpha=0, \text{ (dans le cas sans pertes),}$$

et  $\ell = \lambda_g/2$  à la pulsation  $\omega=\omega_0$  donc  $\beta \ell = \pi$ ,

Donc  $Z_{\text{ligne}}=0$ .

La ligne demi-onde en court-circuit est donc un résonateur à la pulsation  $\omega_0=\omega$ .

Ce comportement est celui d'un circuit R, L, C série (réalisé en composants discret) dont les valeurs peuvent être calculées en fonction de  $Z_c$  et  $\omega_0$  [1.34].

### **I.2.1.2. Ligne demi-onde en circuit ouvert.**

Dans ce cas, on peut montrer de la même façon que l'impédance ramenée par la ligne demi-onde est égale à celle placée à son extrémité.

Donc  $Z_{\text{ligne}}= \infty$ .

La ligne demi-onde en circuit ouvert est donc un "anti-résonateur" à la pulsation  $\omega_0$ .

Par analogie [1.34], on peut identifier cette ligne demi-on en circuit ouvert à un circuit R, L, C en parallèle.

En conclusion, les lignes demi-onde sont susceptibles d'entrer en résonance, tant en court-circuit qu'en circuit ouvert.

### **I.2.1.3. Ligne quart d'onde [1.35].**

Pour une ligne quart-d'onde, l'impédance ramenée est :

$$Z_{\text{ligne}} = \frac{Z_c^2}{Z_L}$$

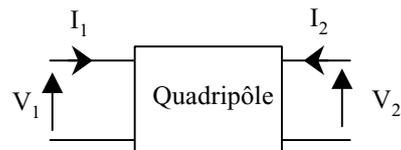
Ce n'est donc pas une ligne résonante, sauf lorsqu'elle est employée en stub. L'onde dans le stub est totalement réfléchiée en bout et parcourt deux fois  $\lambda_g/4$ , soit une demi longueur d'onde au total : elle est donc en opposition de phase avec l'onde incidente. Dans ces conditions la ligne quart-d'onde se comporte comme un résonateur demi-onde.

#### I.2.1.4. Résonateur en anneau.

La structure résonante est un anneau de longueur  $\ell$  et d'impédance caractéristique  $Z_c$ . On peut montrer [1.35] en utilisant la matrice chaîne qui relie les courants et les tensions qu'il y a résonance si  $\ell = k\lambda_g$ . En effet,

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta & jZ_c \sin \theta \\ j\frac{\sin \theta}{Z_c} & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{pmatrix}$$

en prenant pour convention des sens de courants et tensions:



Il y a résonance si la matrice chaîne est égale à la matrice unité donc si  $\cos \theta = 1$  et  $\sin \theta = 0$  donc  $\theta = 0 (2\pi)$ , donc si  $\ell = k\lambda_g$ .

#### I.2.2. L'excitation des résonateurs.

Le couplage du résonateur et de la ligne d'alimentation qui permet les mesures influe évidemment sur la qualité de la résonance de la ligne résonante, qui n'est plus à vide mais chargée. Il est nécessaire de transférer un maximum de puissance du résonateur à la ligne d'alimentation : il faut donc l'adaptation du résonateur à la ligne pour que le facteur de qualité du résonateur à vide soit le moins possible dégradé par la présence des accès permettant les mesures. Si cette condition est réalisée, on parle de couplage critique. Le coefficient de couplage  $g$  défini par le quotient du facteur de qualité à vide par celui en charge permet de déterminer si le résonateur est sous-couplé ( $g < 1$ ) ou sur-couplé ( $g > 1$ ), le cas idéal étant obtenu pour  $g=1$ .

Dans le cas des lignes microrubans, nous pouvons distinguer deux types de couplages [1.35, 1.36]:

- lorsque les lignes sont parallèles entre-elles sur une longueur  $l$  (Figure 7 a), on parle de couplage distribué,

- lorsque les lignes sont bout à bout (comme si on avait interrompu une ligne) (Figure 7 b), on parle de couplage capacitif.

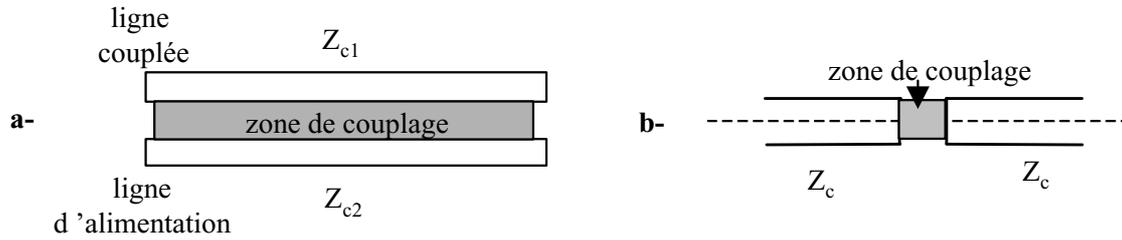


Figure 7 : Les deux types de couplages : a- couplage distribué, b- couplage capacitif.

### 1.2.2.1. Couplage distribué.

Deux lignes de transmission d'impédances caractéristiques  $Z_{c1}$  et  $Z_{c2}$  sont couplées sur une longueur  $\ell$ . L'étude est très connue lorsque les deux lignes ont la même impédance  $Z_c$  : la propagation résulte de la superposition des modes pairs et impairs, ainsi appelés pour décrire la polarisation identique ou opposée des tensions sur les lignes. [1.2]. Si on étudie la propagation par décomposition en un mode impair, pour lequel l'impédance de la ligne est  $Z_{oo}$  et un mode pair, pour lequel l'impédance est  $Z_{oe}$ , on peut exprimer le coefficient de couplage ainsi que les tensions et courants en fonction de ces impédances. Il est possible de montrer que le couplage est optimum lorsque la longueur de couplage  $\ell = \lambda_g/4$ .

### 1.2.2.2. Couplage capacitif.

Quand une ligne de transmission est interrompue, l'espace (ou gap) entre ces deux lignes peut être modélisé sous la forme d'un quadripôle en  $\Pi$  :

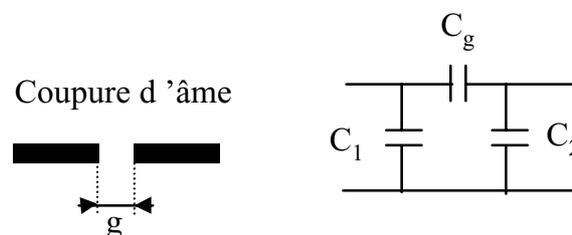


Figure 8 : Modélisation d'un couplage capacitif par une cellule en  $\pi$ .

$C_1$  et  $C_2$  représentent l'effet de bout de ligne ( $C_1 = C_2$  si la largeur de la ligne est la même).  $C_g$  est la capacité équivalente de couplage. La littérature [1.2], [1.35] fournit les expressions de  $C_1\omega$ ,  $C_2\omega$  et  $C_g$  en fonction des dimensions des lignes, de la hauteur du substrat et de la fréquence de travail.

La présence d'une telle discontinuité dans une ligne de transmission constitue un filtre à un pôle [1.34].

### I.2.3. Les filtres.

A partir des éléments de base présentés ci-dessus, nous pouvons synthétiser un filtre passe-bande. Nous distinguerons trois catégories :

- les filtres utilisant le couplage distribué ou filtres à lignes couplées,
- les filtres à couplage capacitif,
- et enfin les filtres utilisant les résonateurs en anneau ou filtres boucles.

Pour chacun, nous présentons la structure, les méthodes de synthèse éventuelles, et leurs caractéristiques principales.

#### I.2.3.1. Les filtres à couplage distribué [1.2][1.34].

Nous cascadons  $N+1$  sections de lignes couplées. Sur la Figure 9 ci-dessous, le couplage a pour longueur  $\lambda_g/4$  et les zones couplées sont séparées par des longueurs  $\lambda_g/2$  (les éléments résonants sont en  $\lambda_g$ ).

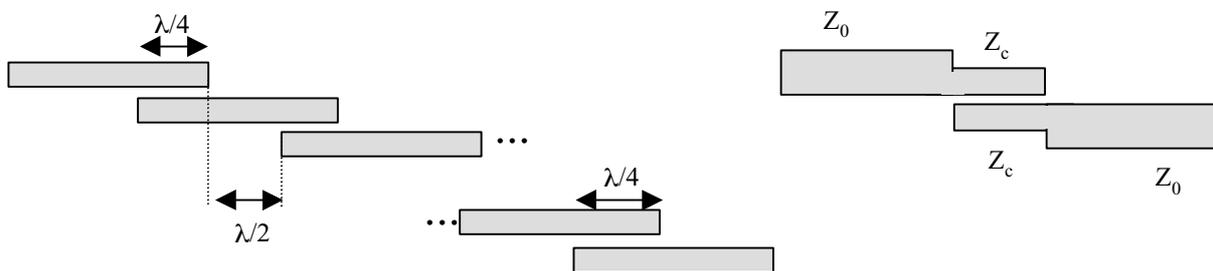


Figure 9 : Structure des filtres à lignes couplées.

Du fait du couplage, chaque ligne est chargée, dans la zone de couplage, par une impédance en parallèle sur  $Z_0$ ; d'où la nécessité de passer à une impédance  $Z_c$  légèrement supérieure à  $Z_0$ , qui tient compte de l'impédance ramenée.

La synthèse de ces filtres s'appuie sur les méthodes classiques de Tchebychev et Butterworth, qui conduisent, à partir d'un gabarit donné, à un réseau de cellules composées d'inductances et de capacités. Il reste alors à transposer les constantes localisées  $L$ ,  $C$  en constantes réparties. Très grossièrement, la structure proposée ci-dessus répond à la question, les longueurs de ligne étant de type inductif (pour une longueur de ligne comprise entre  $\lambda_g/4$  et  $\lambda_g/2$  modulo  $\lambda_g/2$ ), les couplages de type capacitif. S. Cohn [1.31], C. Nguyen [1.25], D.M.Pozar [1.34] donnent ainsi les correspondances entre les éléments, ce qui permet de calculer les impédances caractéristiques des lignes, la longueur des couplages et des lignes intermédiaires ainsi que l'espacement entre les lignes. D'autres auteurs adoptent des structures microruban différentes, tel M.H. Capstick [1.30] qui mêle couplage distribué et longueur de stub.

Ces filtres sont très utilisés car leur synthèse fiable permet d'obtenir les gabarits souhaités. La multiplication des couplages en fait cependant des filtres large bande, peu adaptés à notre étude. De plus, l'emplacement occupé par ces filtres est assez important pour une permittivité du substrat et une fréquence de travail peu élevées.

### 1.2.3.2. Les filtres à couplage capacitif.

Des lignes microruban de même impédance caractéristique sont mises bout à bout, créant une succession de couplages capacitifs.

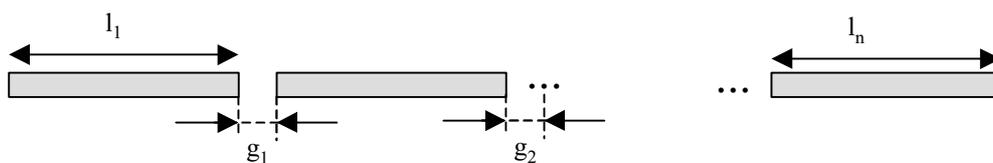


Figure 10 : Structure d'un filtre à couplage capacitif.

Une synthèse est proposée par Pozar [1.34], où les tronçons de ligne sont demi-onde à la fréquence centrale. On commence toujours par une synthèse classique, puis on relie ces éléments aux longueurs de ligne et espacements à calculer.

Ce couplage capacitif entre également dans des synthèses mixtes : ainsi H.C. Bell [1.26] utilise des résonateurs en L couplés à une ligne centrale d'alimentation. Le couplage est de longueur  $\lambda_g/4$  à la résonance, ce qui en fait une solution mixte entre le couplage capacitif et le couplage distribué.

Ces filtres présentent deux inconvénients principaux : ils sont encore plus encombrants que les précédents et les lignes sont en circuit ouvert à l'endroit sensible, i.e au couplage. On sait qu'une erreur de longueur effective est commise à chaque extrémité laissée ouverte, et bien que de nombreux auteurs fournissent des formules correctives, la mise au point de ce type de filtre reste difficile.

### I.2.3.3. Les anneaux résonants.

Outre les filtres classiques, certaines structures font appel à un résonateur en anneau où l'anneau résonant est excité par une ligne d'alimentation couplée capacitivement. Pour s'affranchir de l'encombrant anneau de longueur multiple de la longueur d'onde, le principe est de replier la ligne résonante. Nous citerons particulièrement ici les travaux de Hong et Lancaster [1.27, 1.28, 1.29] qui s'appuient sur des boucles repliées géométriquement pour servir de résonateurs. Les trois formes étudiées sont les suivantes :

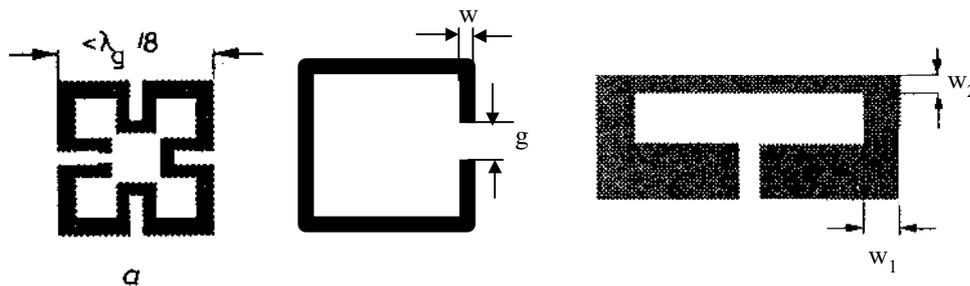


Figure 11 : Formes des boucles résonantes.

Une ouverture dans la boucle permet un couplage avec une structure identique adjacente. Ainsi trois types de couplages sont possibles, suivant la position relative des boucles :

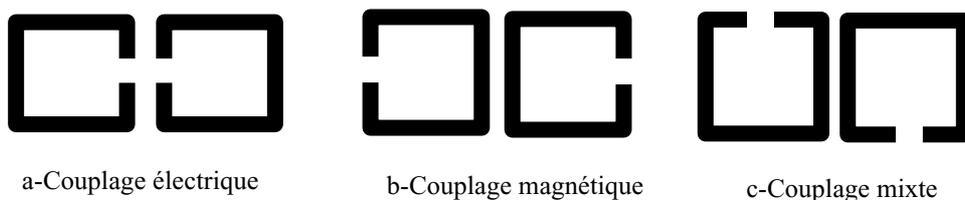


Figure 12 : Trois types de couplage : électrique, magnétique, mixte.

Nous retrouvons évidemment en a, le couplage capacitif, en b, le couplage distribué, le couplage mixte faisant appel au couplage simultané du champ électrique et du champ magnétique. On peut diminuer le couplage en écartant les boucles. Lorsqu'on multiplie le nombre de boucles et les types de couplage, on peut provoquer l'apparition de deux fréquences de résonance distinctes, une magnétique, une électrique. L'alimentation se fait directement en connectant deux lignes adaptées  $50\Omega$  (entrée, sortie) sur les boucles extrêmes.

Le faible encombrement et le nombre de paramètres de réglage rend ces filtres très intéressants, tout en compliquant la phase d'optimisation. Les qualités de réponse en fréquence de ces filtres sont tempérées par l'existence de deux résonances pour les filtres à quatre grandes boucles. L'inconvénient majeur réside dans l'absence de synthèse systématique.

#### **I.2.4. Conclusion.**

Les résonateurs, tant lignes que boucles résonantes, retiennent notre attention pour la sélection de la fréquence centrale du filtre à bande étroite. Dans ce but, il faudra limiter le nombre de résonateurs pour obtenir la plus petite largeur de bande passante.

Deux structures semblent se dégager de l'étude :

- un résonateur  $\lambda/2$  couplé à une ligne d'alimentation interrompue semble simple à synthétiser et à mettre en œuvre,
- les résonateurs en boucle, plus complexes à optimiser, présentent des performances prometteuses.

L'étude de ces deux générations de filtres fait l'objet du Chapitre II.

**CHAPITRE II :**  
**SYNTHÈSE D'UN FILTRE**  
**EN HYPERFRÉQUENCES**



## II. SYNTHÈSE D'UN FILTRE EN HYPERFREQUENCES.

Le Chapitre I a permis de faire un état de l'art des méthodes d'analyse des lignes microrubans ainsi que des filtres réalisés avec ces lignes de transmission. A partir de ces notions générales, notre but est de concevoir, simuler, optimiser puis réaliser et tester un filtre passe-bande à bande étroite. La fréquence d'étude est d'abord fixée à 1,5 GHz puis sera augmentée pour diminuer l'encombrement du dispositif. Le classique cahier des charges de ce filtre doit être complété par des exigences particulières concernant la phase du paramètre de transmission : elle doit être monotone autour de la fréquence de résonance pour éviter tout saut de phase lors des détections de composés chimiques, et nous souhaitons aussi qu'elle varie le plus rapidement possible autour de cette fréquence centrale pour une meilleure stabilité de l'oscillateur et donc sensibilité du capteur.

Pour réaliser un filtre optimum, le simulateur électromagnétique Hewlett Packard-Microwave Design System (HP-MDS)<sup>1</sup> est retenu [2.1]. Il est composé de deux modules, HP-MDS et HP-Momentum, cette dernière partie du logiciel permettant une analyse en trois dimensions [2.2].

Dans ce chapitre, nous présentons les caractéristiques, modes de calcul, avantages et inconvénients des deux simulateurs. Grâce à ces simulateurs, nous réalisons une optimisation des filtres synthétisés dont les éléments principaux ont été exposés au Chapitre I.

### II.1. Les simulateurs.

HP-MDS (Microwave Design System) est un logiciel de simulation électromagnétique qui effectue l'analyse des circuits à hautes fréquences. Nous nous intéressons plus particulièrement à la simulation aux alentours de quelques Gigahertz de structures passives réalisées en technologie microruban. MDS est basé sur des calculs approchés, tels des résultats obtenus par transformées conformes sur des lignes de transmission ou des expériences décrivant le comportement d'éléments de transmission. Momentum effectue un calcul pleine onde de la propagation : à

---

<sup>1</sup> Note : Aujourd'hui, cet outil est remplacé par le logiciel HP-ADS dont les caractéristiques sont similaires.

chaque nœud d'un maillage de la structure, Momentum résout par approximations successives les équations de propagation.

Pour discerner les particularités des simulateurs, nous présentons pour chacun d'eux quelques éclaircissements sur les modes de calcul, puis le mode de description de la structure à simuler, et enfin quelques réflexions sur les qualités et défauts du simulateur. Cette présentation sommaire permet de mieux comprendre comment ont été menées les optimisations de la Partie II.2. Une revue plus détaillée des principales commandes et objets manipulés ainsi qu'une arborescence type ont été placées en Annexe 1.

### II.1.1. Microwave Design System.

Nous décrivons la structure à simuler à l'aide d'éléments basiques de bibliothèques intégrées (Figure 13). Ainsi les lignes microrubans simples ou couplées, les coins carrés ou chanfreinés peuvent être facilement décrits. Les longueurs et largeurs de ligne sont fixées par l'utilisateur. Un générateur placé sur chaque entrée permet de calculer les paramètres S de dispersion [1.1].

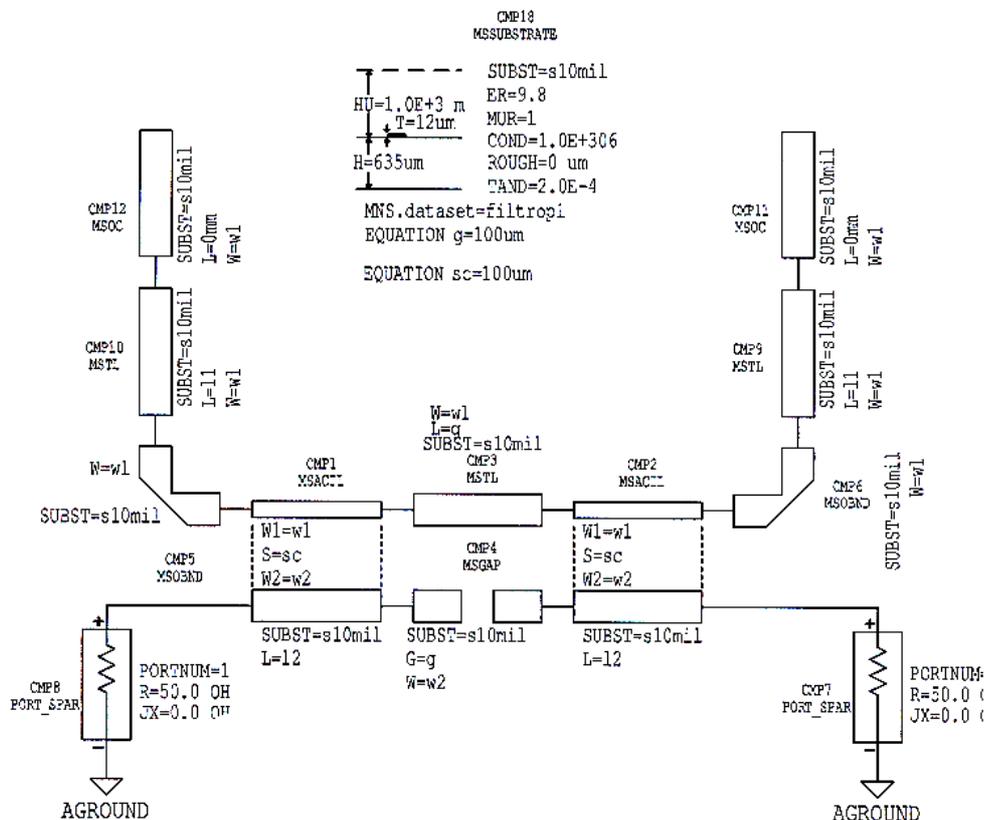


Figure 13 : Exemple de dessin symbolique sur MDS.

Dans cet environnement seul un substrat mono-couche peut être décrit (Figure 14). L'utilisateur précise les caractéristiques électriques et les dimensions, (permittivité  $\epsilon$  et hauteur  $h$ ), accompagnées des caractéristiques des lignes de transmission qui seront déposées ensuite (épaisseur de dépôt  $b$  et conductivité  $\sigma$ ).

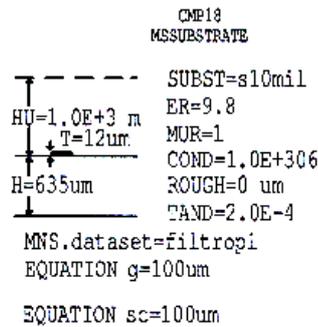


Figure 14 : Exemple de description du substrat.  $H=635\mu\text{m}$  est la hauteur de l'alumine.  $T=12\mu\text{m}$  est l'épaisseur du dépôt.  $\epsilon_r=9,8$  est la permittivité de l'alumine.  $TAND=\tan\delta=2.10^{-4}$  est le facteur de pertes du substrat d'alumine.

L'utilisateur fixe les conditions de simulation, tels les paramètres de sortie, le paramètre variable (fréquence ou une cote du filtre) et l'intervalle de variation.

Les résultats sont stockés dans un fichier de données nommé par l'utilisateur.

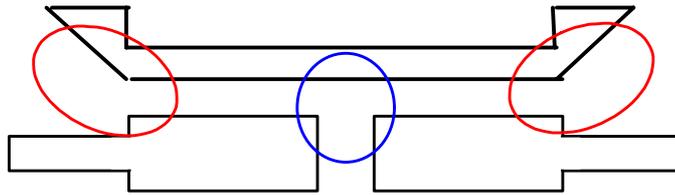
Les objets présents en bibliothèque sur MDS sont simulés en s'appuyant sur deux modes d'analyse assez simples:

- le calcul des formes du champ électromagnétique dans la structure envisagée, qui découle directement des équations de propagation résolues pour des lignes de transmission simples ou de formules dérivées de méthodes de transformées conformes, comme pour la valeur de l'impédance d'une ligne par exemple,
- l'expérience, qui permet de connaître le comportement d'objets plus élaborés tels les circuits actifs. Un fichier intégré contenant les paramètres caractéristiques est lié au composant, puis est utilisé dans la structure générale comme un multipôle.

L'avantage évident est la rapidité de calcul, l'inconvénient majeur résidant dans la non prise en compte de couplages non prévus ou de substrats autres que simple couche.

Les simulations sont rapides (quelques secondes à quelques minutes). Les résultats sont très satisfaisants lorsque le nombre de points de simulation est de l'ordre de la centaine.

Cependant, pour quelques structures, des phénomènes ne sont pas ou peu pris en compte. C'est le cas pour toutes des discontinuités susceptibles de rayonner. Par exemple (Figure 15), le couplage entre une coupure d'âme et la ligne continue présente au-dessus n'est pas bien estimé, ce qui induit une surestimation du gain en transmission et une erreur pour la phase de ce paramètre. Dans le même esprit, les coudes ne présentent en simulation aucun couplage avec les lignes au-dessous d'eux, bien qu'ils en soient très proches, donc couplés.



*Figure 15 : Seuls les tronçons de lignes couplées asymétriques sont couplés sous MDS. Le calcul ne tient pas compte des couplages éventuels entre les coins chanfreinés et la coupure d'âme d'une part et les lignes en vis-à-vis d'autre part.*

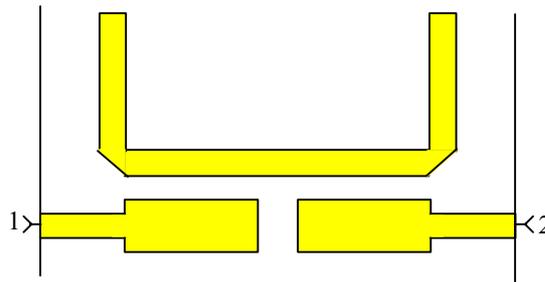
Pour réaliser des capteurs, donc des structures multi-couches, la seule simulation de substrats simples reste l'inconvénient principal de MDS.

### **II.1.2. Momentum.**

Comme son nom l'indique, cette partie du logiciel HP-MDS résout les équations de propagation numériquement, par une méthode dite des Moments, amplement décrite au premier chapitre [2.2].

Pour commencer, le logiciel réalise un maillage de la structure. L'utilisateur peut intervenir pour choisir le nombre de mailles, opter pour un maillage régulier ou plus serré aux endroits d'analyse délicate, ou carrément imposer un maillage particulier. Ensuite, à chaque nœud de ce maillage, les Moments du champ électromagnétique sont optimisés: les moments sont le résultat des projections des fonctions d'approximation qui décrivent l'inconnue, sur des fonctions tests (cf. Chapitre I). L'optimisation permet de satisfaire l'équation différentielle et les conditions aux limites propres à la structure.

Le circuit est représenté par le dessin réel à petite échelle des lignes à simuler (Figure 16). Ce dessin est directement réalisable à partir d'une bibliothèque de composants dont il faut préciser la géométrie, ou à partir d'un schéma symbolique de MDS ( traduction directe).



*Figure 16 : Exemple de structure (filtre passe-bande) sur Momentum. Les numéros 1 et 2 indiquent les entrées-sorties. La largeur des bandes est réaliste.*

Une description du substrat sur lequel reposent ces lignes est alors nécessaire. Chaque substrat est nommé et créé par l'utilisateur qui fixe pour chaque couche l'épaisseur, les caractéristiques électriques, le type de ligne (et son épaisseur) qui sera déposée dessus.

Nous faisons ensuite un maillage, dont il faut juger de la pertinence avant de lancer la simulation : trop de mailles nuisent au temps de résolution, trop peu amènent à des résultats approximatifs. La simulation est lancée lorsqu'on a précisé le nombre de points de fréquences de simulation : ici une vingtaine de points suffit pour obtenir des résultats convenables en un temps raisonnable. Les résultats sont facilement accessibles, une présentation automatique étant même prévue.

Momentum est très appréciable pour analyser les structures multicouches, bien que l'analyse soit effectuée couche par couche, donc pas vraiment en trois dimensions.

Pour des structures simple couche, les courbes de phase sont bien plus conformes aux mesures que celles prévues par HP-MDS.

## **II.2. Les filtres.**

Le Chapitre I a permis de mettre en évidence deux grandes familles. La première est celle des filtres utilisant le couplage distribué (ou lignes couplées). Pour ces filtres à résonateur en forme de U, on distingue deux configurations possibles [1.35], extrémités en circuit ouvert ou en court-circuit. La seconde famille est celle des filtres utilisant le principe des résonateurs en anneau, parmi lesquels on distinguera les filtres à grandes boucles (ou à quatre boucles carrées) et les filtres à boucles chargées (ou à deux petites boucles).

Pour chaque type, nous décrivons la structure du filtre. Puis nous étudions l'influence des dimensions de lignes sur les caractéristiques principales, ce qui conduit à l'optimisation de ces dimensions. Cette optimisation des structures a pour but l'obtention d'un facteur de qualité maximum dans le cadre général choisi pour la forme du filtre, la fréquence de résonance ou la forme de la phase. Enfin nous présentons les cotes et performances des filtres ainsi élaborés pour trois fréquences de travail.

### **II.2.1. Les filtres à résonateur demi-onde ou filtres en U.**

#### **II.2.1.1. Structure.**

On sait qu'un résonateur hyperfréquence peut être constitué d'une ligne demi-onde en circuit ouvert ou court-circuit (Chapitre I), la demi-longueur d'onde n'étant effectivement atteinte qu'à la fréquence de travail, qui est aussi la fréquence de résonance.

L'excitation de ce résonateur se fait grâce à une ligne d'alimentation et le couplage optimum entre ces deux lignes est  $\lambda/4$ . (Un quart de longueur d'onde à la fréquence de travail).

La longueur totale du résonateur  $l_{res}$  est constituée de deux branches de longueur  $l_1$  et de la longueur de couplage  $l_c$  (Figure 17).

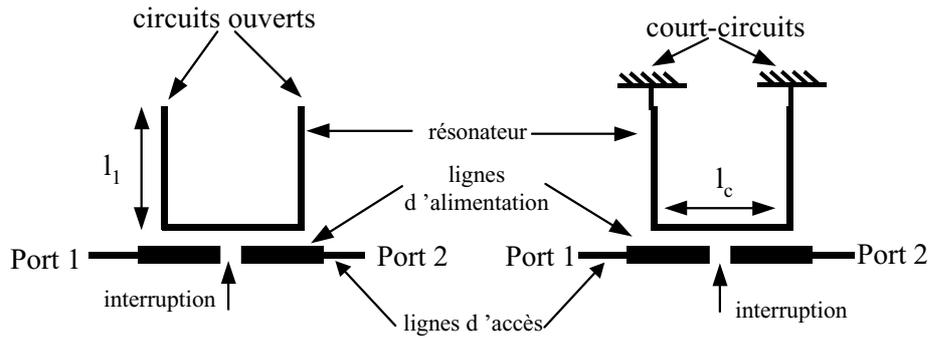


Figure 17 : Structure des filtres en U, avec circuits ouverts ou courts-circuits.

Nous devons introduire un pôle supplémentaire, ici par le biais d'une interruption de la ligne d'alimentation (ou gap), pour obtenir une réponse de type passe-bande. En fait, cet ajout n'est indispensable que dans le cas où le résonateur est en circuit ouvert, car il constitue alors un réjecteur de bande. L'interruption est de longueur  $g$  et les deux moitiés de ligne d'alimentation ont pour longueur  $l_2$ .

Plusieurs couples d'impédances (impédance du résonateur, impédance de la ligne d'alimentation) permettent d'obtenir une réponse en fréquence correspondant au cahier des charges. Grâce aux formules de Wheeler citées au Chapitre I, ces valeurs d'impédances donnent les largeurs de ligne  $w_1$  pour le résonateur,  $w_2$  pour la ligne d'alimentation. Pour finir, lorsque l'impédance de la ligne d'excitation n'est pas  $50 \Omega$ , nous ajoutons des lignes d'accès adaptées  $50 \Omega$  jusqu'au bord du dispositif pour permettre une alimentation correcte de la cellule.

Nous pouvons maintenant décrire précisément la structure de base du filtre en U qui va être ensuite optimisé (Figure 18).

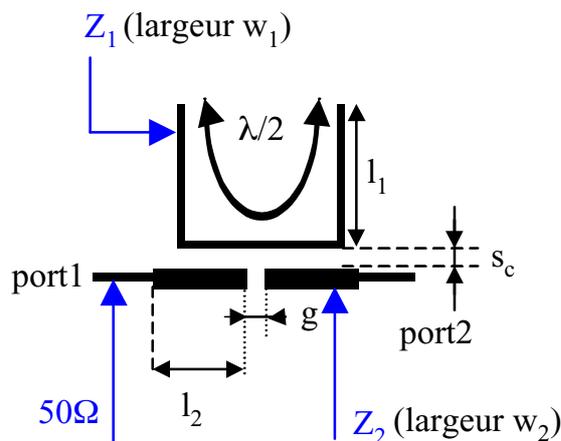


Figure 18 : Structure d'un filtre en U. Le résonateur a pour longueur  $\lambda/2=2l_1+l_c$  et pour impédance  $Z_1$  (largeur du ruban  $w_1$ ). Le couplage avec la ligne d'alimentation est réglé par l'espace  $s_c$ .

Support technique et contraintes :

- Les filtres sont réalisés sur un substrat d'alumine pure à 99% présentant une très faible rugosité donc peu de pertes ( $2 \cdot 10^{-4}$ ) de un pouce de côté (soit 2,54 cm), d'épaisseur  $h = 635 \mu\text{m}$  et de permittivité relative  $\epsilon_r = 9,8$  à  $9,9$ . Les caractéristiques du substrat sont intégrées dans la simulation lors de l'optimisation.
- Lors de la sérigraphie, la plus petite dimension réalisable avec des écrans de sérigraphie de 400 Mesh pour les largeurs de ligne est voisine de  $100 \mu\text{m}$ , donc c'est la plus petite largeur de ligne admissible en simulation.
- La technique de sérigraphie donne après réglages une épaisseur de dépôt des lignes de 6 à  $8 \mu\text{m}$ , dont le simulateur tient compte (paramètre T du substrat).

Les dimensions du filtre ou paramètres ( $l_1, l_2, w_1, w_2, l_c, s_c, g$ ) doivent être optimisées à partir des valeurs initiales, pour obtenir les caractéristiques du filtre souhaitées. L'optimisation présentée ci-après se déroule paramètre après paramètre :

- nous cherchons sur quelle caractéristique (fréquence, gain ...) le paramètre influe,
- nous faisons varier ce paramètre dans un intervalle autour de la valeur théorique de départ et nous repérons la valeur qui donne la meilleure caractéristique finale,
- nous affectons cette valeur optimum au paramètre,  
puis on recommence pour le paramètre suivant.

**II.2.1.2. Optimisation d'un filtre en U.**

**Longueur du résonateur  $l_{\text{res}}$ .**

Pour une fréquence  $f = 1,5 \text{ GHz}$ , un résonateur  $\lambda/2$  conduit à une valeur de longueur du résonateur égale à  $l_{\text{res}} = 39 \text{ mm}$ .

**Cas du résonateur en circuit - ouvert :**

Lorsque les extrémités du résonateur, plié en forme de U, restent en circuit ouvert, une moindre longueur est nécessaire du fait de l'allongement effectif (Figure 19) dû aux lignes microrubans laissées ouvertes [1.2, 2.3].

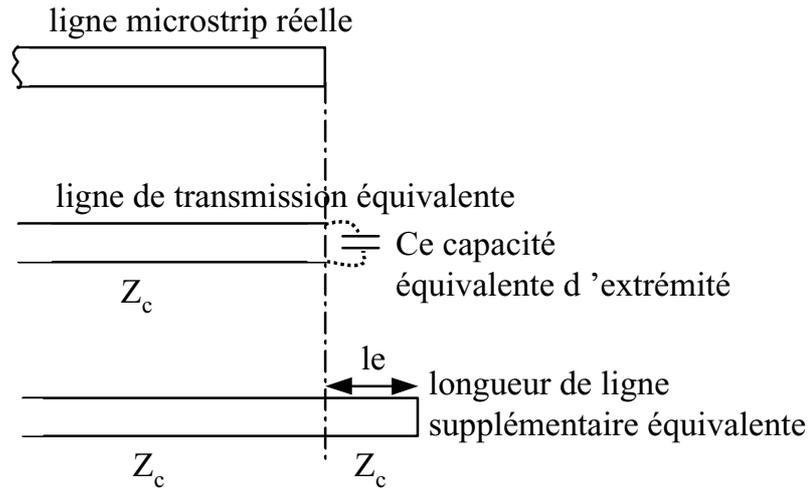


Figure 19 : Notion de longueur effective pour un circuit ouvert en microruban. L'extrémité en circuit –ouvert peut être modélisée par une capacité  $C_e$  qui est équivalente à une longueur supplémentaire  $l_e$  de ligne.

Une simulation est effectuée pour connaître la longueur optimale du résonateur : ce paramètre influe à la fois sur la fréquence de résonance, mais aussi sur le gain à cette fréquence. Nous optimisons la longueur du résonateur  $l_{res}$  entre 30mm et 39,5 mm. Voici donc le gain en décibel du coefficient en transmission  $s_{21}$  du filtre lorsque  $l_1$  varie de 14,65 mm à 14,7 mm (Figure 20).

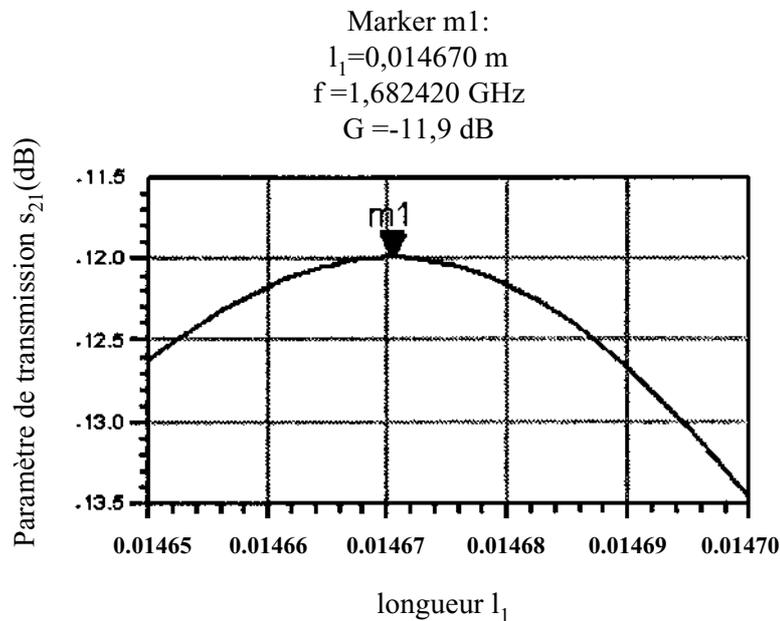


Figure 20 : Gain  $s_{21}$ (dB) en fonction de  $l_{res} = 2 * l_1 + l_e$ . Cas du résonateur avec branches ouvertes.

La valeur optimale est  $l_{res} = 2 l_1 + l_c = 2 * 14,67 + 6 = 35,3\text{mm}$ , soit une réduction de 10% par rapport à la valeur théorique calculée. Cette réduction correspond bien au phénomène décrit dans la littérature [1.2, 2.3].

Finalement  $l_{res\ optimum} = 35,3\text{mm}$ .

### Cas du résonateur en court-circuit :

Pour réaliser des courts-circuits en technologie microruban, il existe essentiellement deux techniques :

- soit le "via", qui consiste à métalliser un trou percé dans le substrat de la ligne au plan de masse
- soit une ligne sur la tranche du substrat, qui est réalisée en déposant manuellement une très faible quantité d'encre de sérigraphie en bord de plaque,

Devant la difficulté de perçage des substrats d'alumine, la seconde solution a été retenue. Le simulateur HP-MDS propose un composant pour ce court-circuit en bord de plaque, qui tient compte d'un recouvrement de la ligne initiale (OL), de la largeur de la bande court-circuit (w), de l'épaisseur du ruban (T) et de la conductivité de l'encre (COND). L'optimisation permet de prévoir un allongement de la ligne initiale due à ce court-circuit (Figure 21).

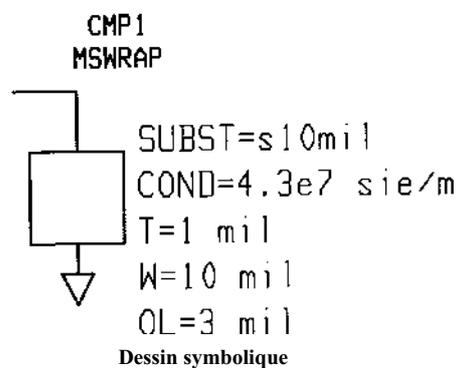
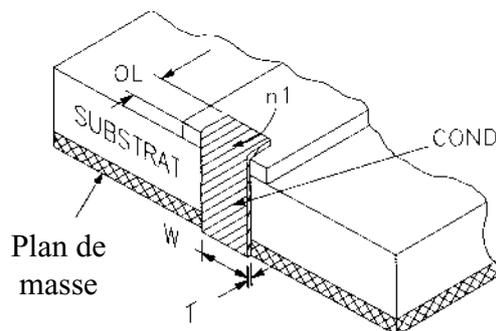


Figure 21 : Paramètres pour le court-circuit en bord de plaque.

Des simulations ont montré que :

- la valeur de  $T$  n'est pas très influente, ce qui est rassurant car il est difficile de connaître avec précision l'épaisseur du dépôt,
- la valeur de  $OL$  est un peu plus sensible, mais seulement lorsqu'elle dépasse 1mm : un peu de soin lors de la réalisation suffit donc pour s'affranchir de ce paramètre,
- le court-circuit sur la tranche du substrat introduit bien une longueur de ligne supplémentaire au résonateur, mais inférieure à l'épaisseur du substrat. La courbe (Figure 22) représente le gain en décibel du coefficient en transmission  $s_{21}$  du filtre quand  $l_{res}$  varie de 32mm à 36 mm (ou  $l_1$  varie de 13 à 15mm).

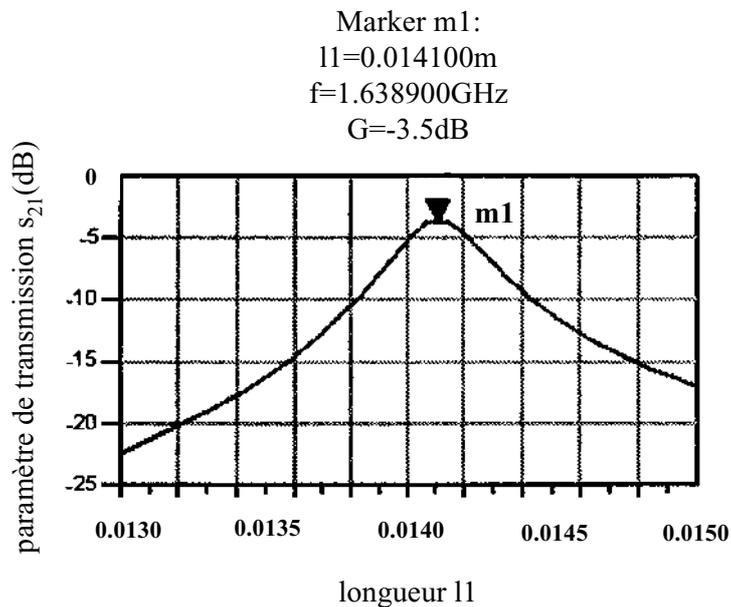


Figure 22 : Gain  $s_{21}(dB)$  en fonction de  $l_{res}=2*l_1+l_c$ . Cas du résonateur en court-circuit.

Finalement  $l_{res\ optimum}=34,2mm$ .

### Influence de la longueur de couplage $l_c$ .

L'étude théorique (Chapitre I) montre que la longueur de couplage est optimum lorsqu'elle vaut  $\lambda_g/4$  donc  $l_c = 19mm$  à la fréquence d'étude  $f = 1,5GHz$ .

Une première optimisation permet de trouver des valeurs nettement inférieures, de l'ordre de  $\lambda_g/6$ , ce qui peut s'expliquer par la présence d'une coupure d'âme dans une des deux lignes couplées, non prévu par la théorie. Les filtres à 1,5 GHz sont basés sur ce couplage plus faible que prévu.

Une deuxième étude, lors de la conception des filtres à 3 et 6 GHz a permis de trouver des réponses très correctes pour une longueur de couplage très voisine de  $\lambda_g/4$ . Cette différence peut aussi être due aux impédances des lignes: pour les filtres à 1,5GHz, les impédances du résonateur et de la ligne d'alimentation ont été choisies différentes, alors qu'elles sont identiques pour les filtres de seconde génération. Ces impédances jouent un rôle dans le calcul du couplage, ce qui explique certainement ces deux longueurs de couplage optimisées.

Finalement  $l_{c\ opt}=2*2,992+0,100= 6,084$  mm pour les filtres à 1,5GHz.

### Influence de la largeur d'interruption de la ligne d'alimentation.

Cette interruption de la ligne d'alimentation, modélisable par un couplage capacitif, permet d'obtenir une réponse passe-bande en introduisant un pôle supplémentaire.

La largeur du gap  $g$  influence plus particulièrement le gain à la fréquence de résonance, noté  $G_{max}$ . L'étude de la variation de  $G_{max}$  (Figure 23), à fréquence constante, en fonction de  $g$  montre que plus  $g$  est grand, plus le gain est faible pour des valeurs de  $g$  supérieures à  $150\ \mu\text{m}$  (à droite du repère).

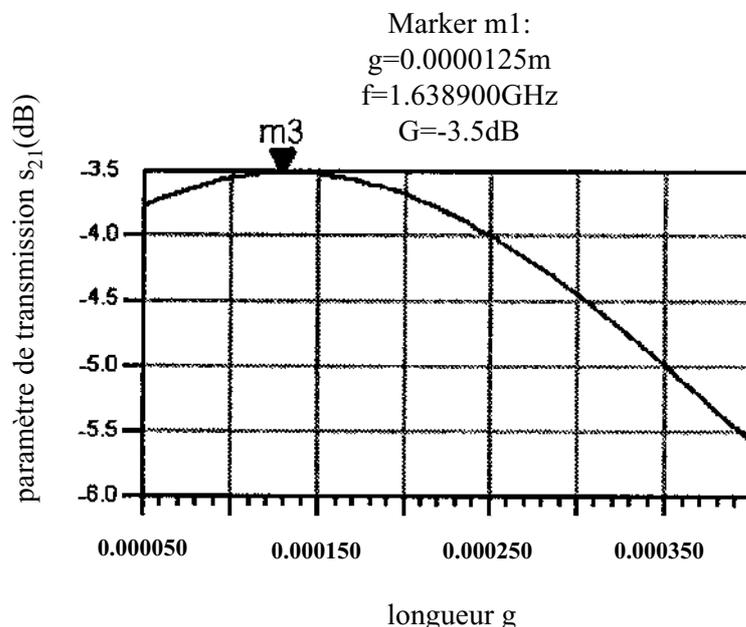


Figure 23 : Gain  $s_{21}$ (dB) en fonction de  $g$ . ( $f_R = 1,5$  GHz).

La plus petite valeur réalisable en sérigraphie est  $g_{opt} = 100\ \mu\text{m}$ .

### **Influence de l'espacement entre la ligne d'alimentation et le résonateur $s_c$ .**

Comme pour l'étude précédente, la plus petite valeur réalisable est  $100 \mu\text{m}$ . Cet espace règle en fait la qualité du couplage entre le résonateur et l'excitateur et a donc une influence sur la largeur de la bande passante.

La valeur optimum est aussi la plus petite:  $s_{c \text{ opt}}=100 \mu\text{m}$ .

### **Influence des largeurs de lignes $w_1$ , largeur du résonateur et $w_2$ , largeur de ligne de l'excitation.**

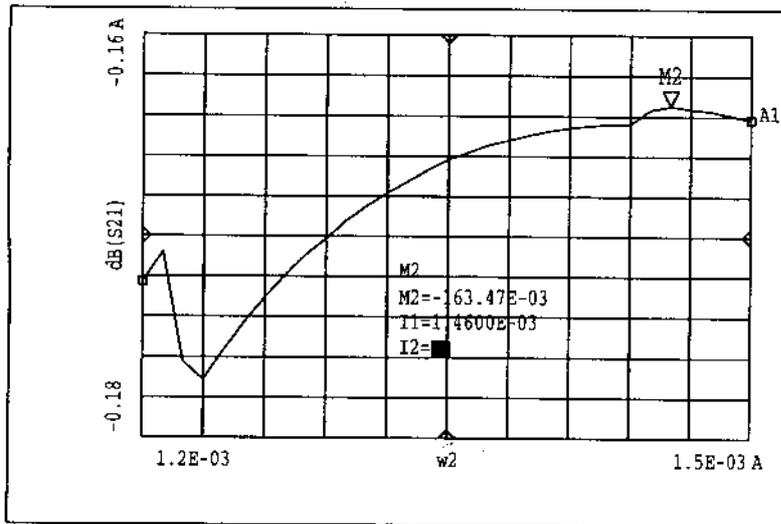
En mode guidé, comme on a pu le voir au chapitre I, la largeur de ligne influe directement sur l'impédance de l'élément étudié. Wheeler [1.6] a établi par une méthode de Transformée Conforme le lien entre largeur et impédance.(voir formules au Chapitre I)

Par exemple, avec un substrat d'épaisseur  $h = 635 \mu\text{m}$  et de permittivité relative 9,8, une impédance de  $50 \Omega$  est obtenue à l'aide d'une ligne de  $600 \mu\text{m}$  environ de large.

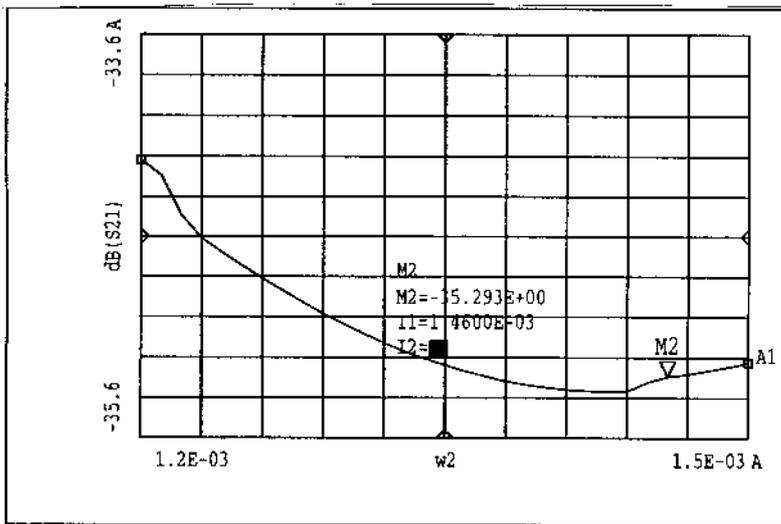
Nous présentons ici (Figure 24) une optimisation partielle, réalisée à partir de valeurs d'impédances issues d'un travail de thèse antérieur [1.35, 1.36]. Des études menées dans un second temps prouvent qu'il existe de nombreux couples ( $w_1$ ,  $w_2$ ) qui donnent d'excellentes réponses en fréquence pour le paramètre de transmission. Les largeurs de ligne influent non seulement sur le gain mais aussi sur la bande passante.

La courbe (a) représente la valeur du module du coefficient de transmission  $s_{21}(\text{dB})$  à la fréquence de résonance  $f = 1,6 \text{ GHz}$  pour  $1,2 \text{ mm} < w_2 < 1,5 \text{ mm}$  et  $w_1 = 360 \mu\text{m}$ . Le marqueur  $M_2$  indique une valeur de  $w_2$  qui permet d'obtenir le gain maximum à la fréquence de travail.

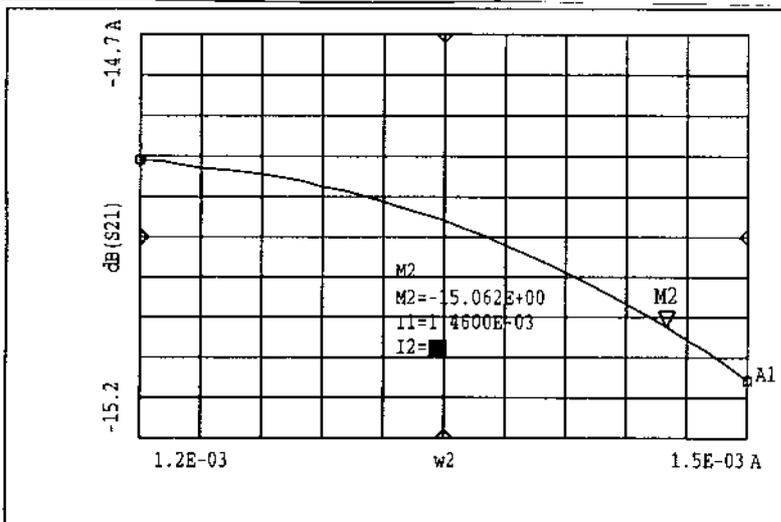
Les courbes (b) et (c) représentent la même évolution du module du coefficient de transmission  $s_{21}(\text{dB})$  pour des fréquences respectivement de  $1,5 \text{ GHz}$  et de  $1,7 \text{ GHz}$  correspondant aux fréquences de coupure à  $-3\text{dB}$  déterminées pour  $w_1$  optimum ( $w_1 = 1,46 \text{ mm}$ ). Le marqueur  $M_2$  situé à la valeur optimum précédente permet de mettre en évidence l'atténuation à ces deux fréquences :  $-35\text{dB}$  et  $-14,9 \text{ dB}$  respectivement. C'est la garantie de flancs raides pour le gain du filtre, donc une bande passante étroite et une variation de phase rapide aux alentours de la résonance.



a-  $f = f_R$



b-  $f = 1,5$  GHz

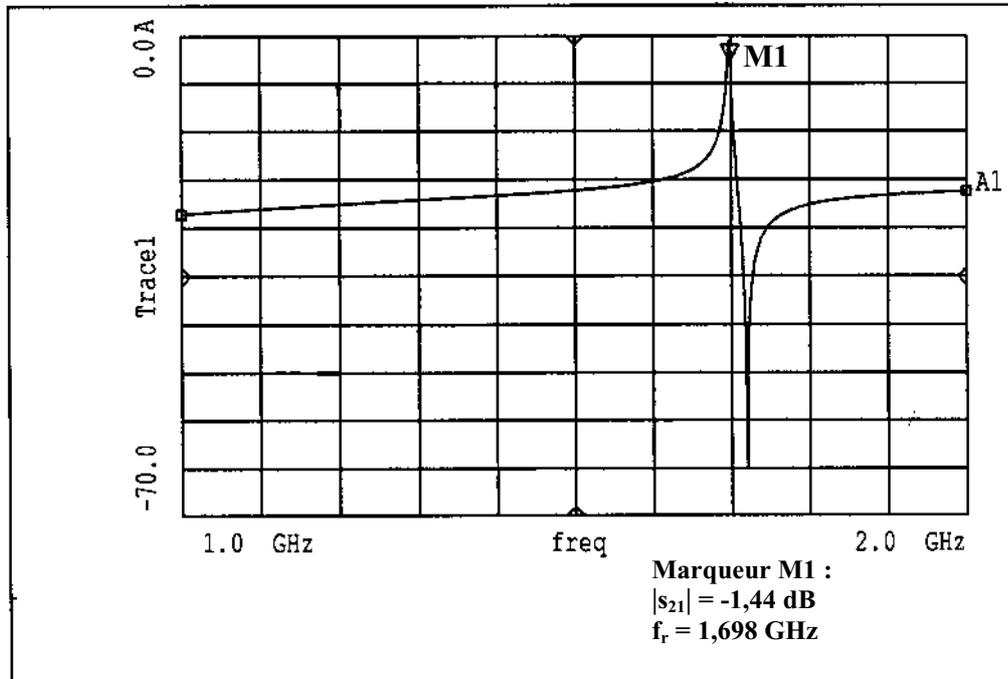


c-  $f = 1,7$  GHz

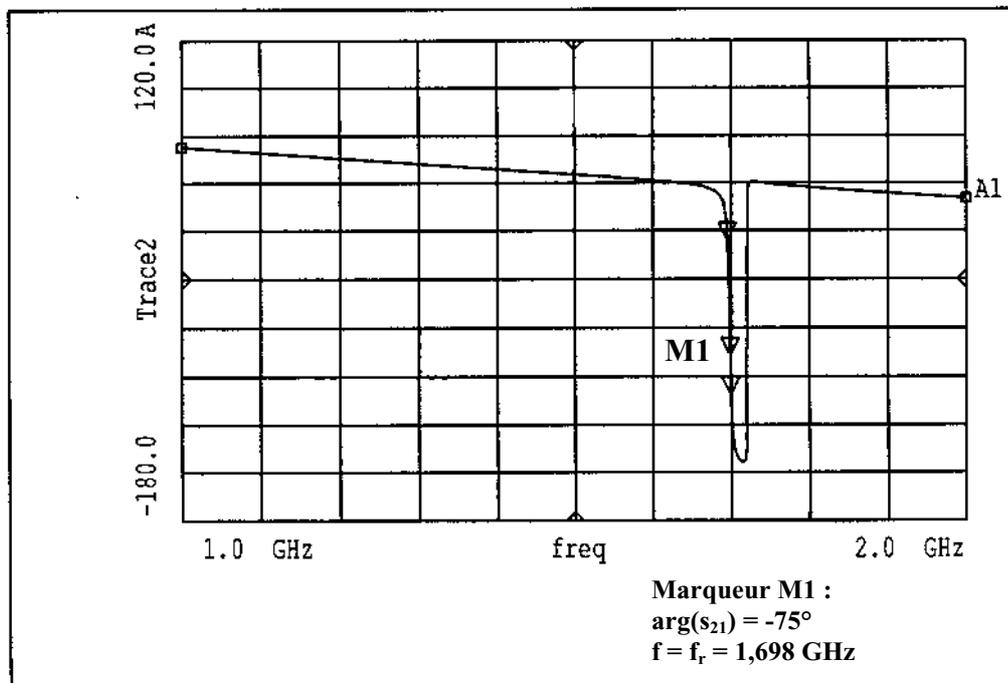
Figure 24 : Courbes a, b, c. Pour chaque marqueur  $M_2$ , le gain est indiqué par " $M_2 =$ " et la valeur de  $w_2$  par " $I_1 =$ ".

II.2.1.3. Dimensions optimisées et performances correspondantes.

Voici la réponse typique (Figure 25) obtenue pour l'un des trois filtres à résonateur en U:



Trace1= module du paramètre de transmission  $s_{21}$  (dB)



Trace2= argument du paramètre de transmission

Figure 25 : Gain et Phase de  $s_{21}$ (dB) en fonction de la fréquence (filtre 1 avec résonateur en court-circuit).

La bande passante à  $-3\text{dB}$  vaut  $14\text{ MHz}$  et le facteur de qualité  $Q$  est égal à  $120$ . La variation de phase  $\left|\frac{d\varphi}{df}\right|$  autour de la fréquence de résonance vaut  $7,1 \cdot 10^{-6}\text{s}$  (les phases pour les fréquences de coupure à  $-3\text{dB}$  sont  $0$  et  $-100^\circ$  respectivement).

Le tableau 1 présente les dimensions et les performances de ces trois filtres optimisés à la fréquence centrale  $1,5\text{ GHz}$  environ. Les dimensions sont celles cotées sur la Figure 18. Les principales caractéristiques données sont:

- $G_{\text{max}}$  le gain maximum du filtre, mesuré à la fréquence de résonance  $f_R$ ,
- $\Delta f$  la bande passante à  $-3\text{dB}$ ,  $\Delta f = f_1 - f_2$ ,
- $Q = f_R / \Delta f$  est le facteur de qualité,
- $\left|\frac{d\varphi}{df}\right|$  est la variation de phase autour de la fréquence de résonance  $f_R$ .

Nom du filtre /	F1	F1cc	F3	F3cc	F4	F4cc
$l_1(\text{mm})$	14,675	14,06	14,675	14,06	14,675	14,06
$l_2(\text{mm})$	2,992	2,992	2,992	2,992	2,992	2,992
$w_1(\text{mm})$	0,360	0,360	0,200	0,200	0,610	0,610
$w_2(\text{mm})$	1,460	1,460	1,376	1,376	0,404	0,404
$G_{\text{max}}(\text{dB})$	-12	-4	-14	-4	-15	-0,2
$f_R(\text{GHz})$	1,600	1,690	1,690	1,580	1,600	1,570
$\Delta f (\text{MHz})$	21	14	20	40	20	17
$Q$	76	120	84	39	80	92
$\left \frac{d\varphi}{df}\right  (10^{-6} \text{ s})$	4,4	15	6	3	16,2	5,6

Tableau 1 : Caractéristiques des résonateurs en U à  $1,5\text{ GHz}$ .  $s=g=100\mu\text{m}$ . Les filtres dont le résonateur est terminé par des courts-circuits sont notés "cc".

Les réponses en fréquence du paramètre de transmission pour les autres filtres sont donnés en Annexe 2.

### II.2.1.4. Les filtres en U aux fréquences 3 GHz et 6 GHz.

Pour des besoins de miniaturisation, une étude des filtres à résonateurs demi-onde est menée à des fréquences plus élevées. Nous espérons aussi gagner en facteur de qualité (ou étroitesse de bande passante). Les filtres conçus pour la fréquence fondamentale 1,6 GHz présentent bien des résonances pour les modes d'ordre supérieur, mais avec des performances bien moindres quant aux pertes d'insertion.

Dans un premier temps, la conception des géométries à 3 et 6 GHz est envisagée comme une simple réduction des longueurs de ligne (la largeur ne joue que sur l'impédance pour un substrat donné, mais n'influe pratiquement pas sur la fréquence de résonance). Cependant, dans le souci d'améliorer les performances, les optimisations sont reprises en partant d'impédances identiques pour le résonateur et l'excitation. La longueur couplée est prise égale à  $\lambda_g/4$  mais une étude rapide montre de bons résultats pour  $\lambda_g/8$ . Pour les autres dimensions, l'optimisation est menée d'une manière similaire à celle développée pour les structures fonctionnant à 1,6 GHz.

Les géométries intéressantes obtenues fournissent les caractéristiques suivantes (Tableau 2):

Nom du filtre →	LD1	LD2	LD5	LD8	LD4	LD3	LD9	LD10
Caractéristiques ↓								
$l_1(\text{mm})$	5	5	5	2,5	5	5	2,5	1,2
$l_2(\text{mm})$	2,9	2,6	2,2	3,9	2,6	12	12,5	2
$w_1=w_2(\text{mm})$	1,7	1,3	2,2	2,7	1,3	1,3	3	1,3
$G_{\max}(\text{dB})$	-1	-2	-2	-7	-2	-1,5	-10	-3,7
$f_R(\text{GHz})$	2,96	3	3,06	3	3	3	3	5,6
$Q$	50	80	60	200	80	50	300	110

Tableau 2 : Caractéristiques des filtres à résonateurs en U à 3 GHz et 6 GHz. L'espace de couplage sc entre la ligne principale et le résonateur ainsi que la coupure d'âme sont égaux à 100  $\mu\text{m}$ .

Nous pouvons dégager quelques idées générales à la vue de ces résultats:

- la montée en fréquence apporte souvent une amélioration du facteur de qualité, car la fréquence de résonance augmente plus en valeur relative que la largeur de bande passante.
- aux fréquences 3 et 6 GHz, la longueur du résonateur peut être  $\lambda_g/2$  ou  $\lambda_g$ , (i.e.  $k=1$  ou  $k=2$  dans la condition de résonance), car les longueurs en jeu sont de plus en plus faibles.

Les réponses en fréquence du paramètre de transmission des filtres à 3 et 6 GHz sont données en annexe [Annexe 3].

### II.2.2. Les filtres à résonateur en boucles.

Les filtres en U constituant une base solide pour la réalisation de capteurs, nous avons cherché à améliorer leurs performances électrique en étudiant d'autres structures résonantes, qui ne présenteraient pas par exemple la bande de réjection des filtres en U et dont les coefficients de qualité seraient plus élevés.

Avec le même cahier des charges, il s'agit d'utiliser non plus de simples lignes résonantes, mais des boucles résonantes.

Les structures présentées (voir Chapitre I) ont pour origine des publications assez récentes [1.27, 1.28, 1.29] décrivant des boucles basées sur des résonateurs en anneau. La première génération (a) est une boucle dont la longueur est celle d'un anneau résonant, mais le repliement des longueurs rend l'encombrement moindre. La seconde génération (b) est une boucle simplifiée ; c'est le couplage des boucles entre elles qui permet le phénomène de résonance. Enfin, une troisième génération (c) plus compacte est élaborée, qui présente un changement d'impédance sur un côté (Figure 26).

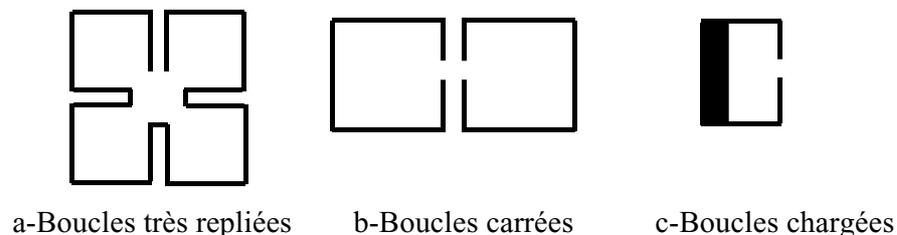


Figure 26 : Les trois types de boucles. a- boucles très repliées [1.27]. b- boucles carrées [1.28]. c- boucles chargées [1.29].

Nous avons choisi de porter nos efforts plus spécialement sur l'étude des boucles carrées et des boucles à changement d'impédances (ou boucles chargées).

### II.2.2.1. Les filtres à boucles carrées.

Chaque boucle se comporte comme une cavité résonante, facile à exciter par une simple ligne d'accès (Figure 27).

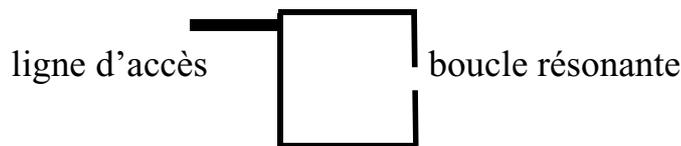


Figure 27 : Excitation d'un résonateur en boucle carrée.

Les boucles peuvent être couplées électriquement, magnétiquement ou de façon mixte. En effet, à la résonance, le champ électrique est maximum du côté interrompu de la boucle, tandis que le maximum magnétique est sur le côté opposé. Nous retrouvons les deux types de couplages, distribué et capacitif, étudiés au Chapitre I.

Nous avons d'abord étudié deux boucles couplées électriquement et alimentées par une ligne de transmission, par couplage magnétique. Notre choix s'est porté sur un couplage électrique car il donne une bande passante plus étroite. Cependant la présence du couplage par la ligne d'alimentation donne une deuxième fréquence de résonance, distincte de la fréquence de résonance des boucles (Figure 28).

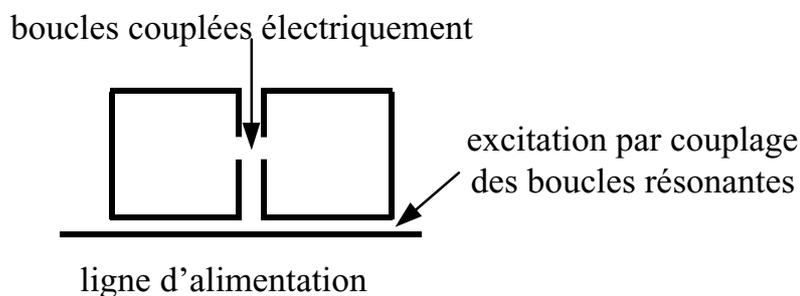


Figure 28 : Structure du filtre à deux boucles couplées entre elles électriquement et alimentées par une ligne de transmission.

Une deuxième étude a porté sur deux boucles couplées électriquement auxquelles nous avons rajouté deux accès directs (Figure 29). Cette géométrie n'a donné aucun résultat exploitable, dans l'optique d'un filtre passe-bande.

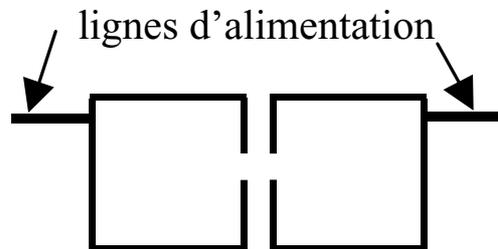


Figure 29 : Structure du filtre à deux boucles couplées électriquement et deux accès directs.

Les deux premières études nous ont permis de nous familiariser avec la géométrie complexe des boucles et avec les nombreux paramètres de réglage. Un filtre plus complexe a alors été réalisé: il est composé de quatre boucles présentant entre-elles les trois types de couplages[1.28]. Nous alimentons les deux boucles couplées électriquement par deux accès directs (Figure 30).

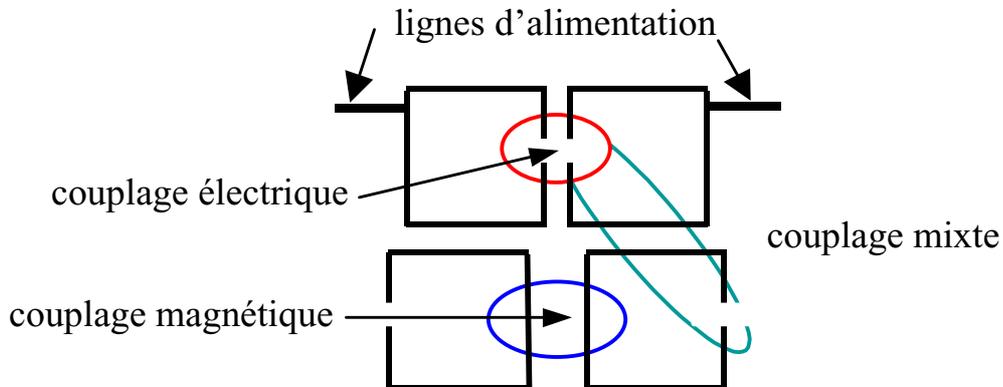


Figure 30 : Structure du filtre à quatre grandes boucles carrées. Les trois types de couplage apparaissent dans cette structure.

**Etude des paramètres influents (Figure 31).**

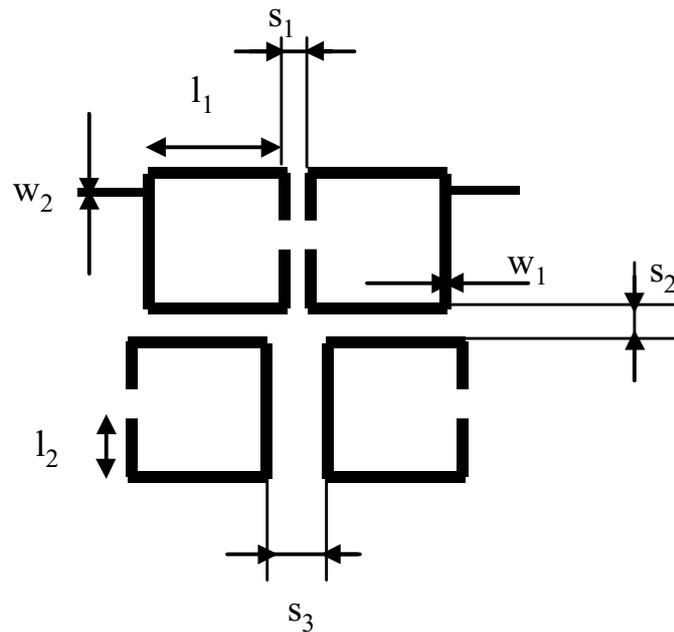


Figure 31 : Structure et cotes du filtre à boucles carrées.

$l_1$  est la longueur du côté d'une boucle,

$l_2 = (l_1 - g) / 2$  est la demi-longueur du côté de l'interruption,

$g$  est largeur de l'interruption,

$w_1$  la largeur des lignes constituant les boucles,

$w_2$  la largeur des lignes d'accès,

$s_1$  est l'espace entre les boucles couplées électriquement,

$s_2$  est l'espace entre les boucles couplées de façon mixte,

$s_3$  est l'espace entre les boucles couplées magnétiquement,

Par la suite, des boucles magnétiques de dimensions différentes seront réalisées; pour ces boucles, la longueur du côté sera  $l_3$ .

Comme pour les filtres à résonateur en  $\lambda/2$ , nous optimisons les dimensions du filtre en faisant varier chaque cote autour de sa valeur initiale, en recherchant la valeur optimum de la caractéristique de la réponse en fréquence du filtre sur laquelle elle influe.

### **Influence de la longueur des boucles $l_1$ .**

A la fréquence de travail 1,5 GHz, un résonateur demi-onde réalisé sur une alumine de  $635\mu\text{m}$  d'épaisseur a pour longueur environ 40mm, soit une boucle de  $l_1 = 10$  mm de côté. Notre étude montre que  $l_1$  influe effectivement sur la fréquence centrale du filtre. Dans le dessin symbolique HP-MDS, la longueur rajoutée par les coins n'est pas prise en compte, mais devient non négligeable dans notre structure, puisque chaque boucle en comporte quatre. Pour tenir compte de cette longueur supplémentaire, la longueur initiale est réduite à  $l_1 = 8,24$  mm pour une fréquence de résonance à 1,63 GHz.

### **Influence des largeurs de couplage $s_1, s_2, s_3$ .**

La présence de ces trois couplages donne lieu à deux fréquences de résonance distinctes, l'une due au couplage électrique, l'autre au couplage magnétique. Pour avoir un filtre à bande étroite, on peut faire deux choix classiques de la synthèse des filtres en électronique : les résonances ont lieu soit à la même fréquence, soit à deux fréquences suffisamment écartées pour ne tenir compte que de l'une d'entre elles. Nous choisissons dans un premier temps de rapprocher les deux fréquences en jouant sur les espaces de couplages entre les boucles, sachant que de manière générale, le couplage éloigne les fréquences propres.

Lorsque la largeur  $s_1$  augmente, les deux fréquences ont tendance à se rapprocher, mais le gain maximum (à la résonance) diminue.

Lorsque la largeur de couplage mixte  $s_2$  est supérieure à 1mm, nous n'observons pas de rapprochement significatif des deux fréquences. Par contre, pour des valeurs voisines de 1 mm, les deux fréquences se rapprochent.

La largeur de couplage magnétique  $s_3$  influe légèrement sur la finesse de bande.

Nous obtenons donc après optimisation pour avoir des résonances confondues:

$$s_1 = 2 \text{ mm}$$

$$s_2 = 0,9 \text{ mm}$$

$$s_3 = 4 \text{ mm.}$$

Les autres cotes du filtre figurent dans le Tableau de l'Annexe 4. La réponse en fréquence pour le paramètre de transmission  $s_{21}$  (module en dB et phase en degrés) est donnée ci-après (Figure 32):

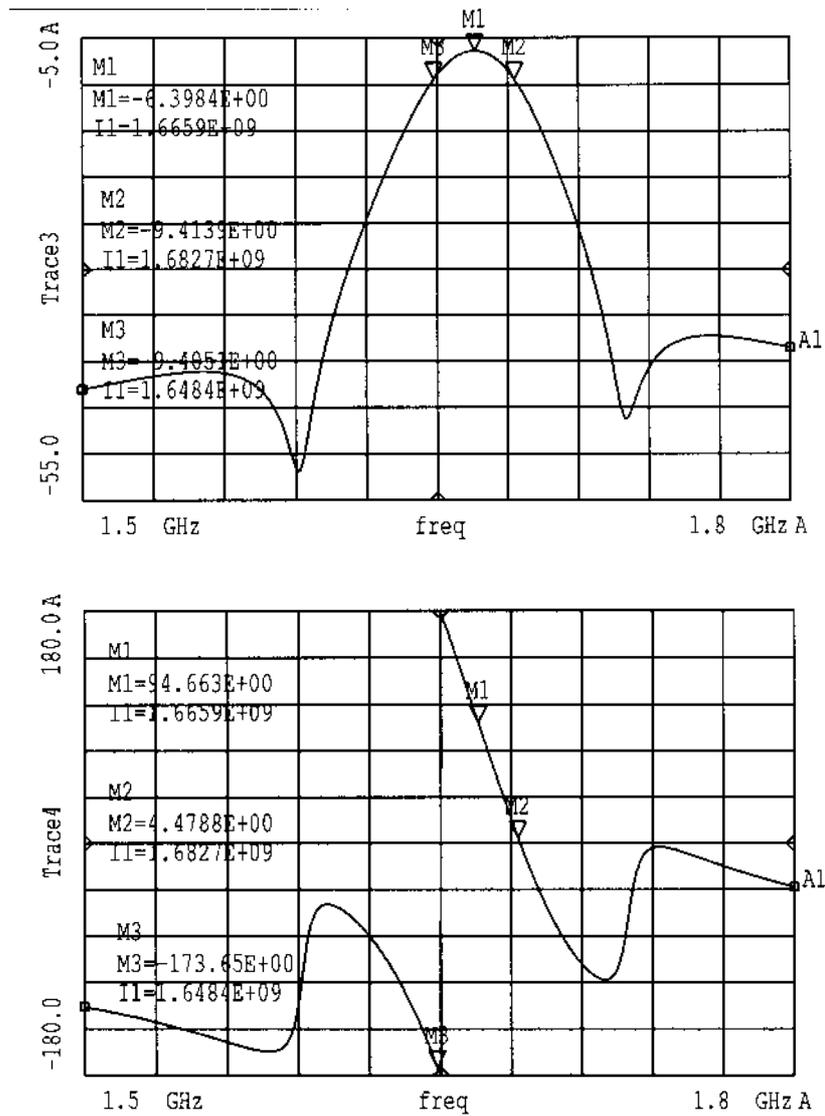


Figure 32 : Gain (dB) et phase (°) du paramètre de transmission  $s_{21}$  en fonction de la fréquence  $f$ .

La fréquence de résonance est 1,665 GHz, le gain maximum vaut -6,4 dB et le facteur de qualité 48. la phase à la résonance est non nulle du fait de l'ajout de lignes d'accès.

### **Optimisation à 3 et 6 GHz.**

Lors de détections de variations de permittivité, seule la fréquence de résonance due au couplage électrique des boucles est modifiée, ce qui provoque inexorablement une séparation des deux fréquences et une dégradation des qualités du filtre, rendant l'interprétation des résultats impossible. Nous choisissons donc pour les filtres à 3 et 6 GHz de séparer la fréquence de résonance électrique de la fréquence de résonance magnétique.

Nous avons bien vu précédemment que ce sont les espaces de couplage  $s_1$ ,  $s_2$ ,  $s_3$  qui permettent de régler l'écart entre les résonances : ici, lorsque  $s_3$  augmente, nous écartons les boucles inférieures et nous atténuons ainsi le couplage magnétique, dont la résonance est de moins en moins marquée. L'espace  $s_1$  de couplage électrique est laissé à des valeurs minima pour une meilleure sélectivité du filtre. Enfin, un compromis s'avère nécessaire pour le couplage mixte  $s_2$  : plus la dimension  $s_2$  est importante, plus les résonateurs sont libres, donc il y a augmentation des résonances propres, et diminution de l'écart entre ces fréquences.

Des paramètres secondaires influent légèrement sur l'écart entre les deux résonances : la diminution de largeur de ligne des boucles supérieures ou l'augmentation de la longueur des lignes inférieures améliore la séparation des deux fréquences. Cependant la description de ces structures (beaucoup moins symétriques qu'au départ) devient rapidement délicate avec le simulateur : les longueurs des coins varient avec la largeur de ligne, mais de façon non maîtrisable et le dessin devient incohérent. Une optimisation efficace des paramètres dans ces conditions est impossible.

Après optimisation, nous obtenons deux filtres, LD13 à 3 GHz et LD16 à 6 GHz. Leurs dimensions exactes figurent dans le Tableau de l'Annexe 4. La réponse en fréquence (module et phase) du paramètre de transmission  $s_{21}$  figure également en Annexe 4.

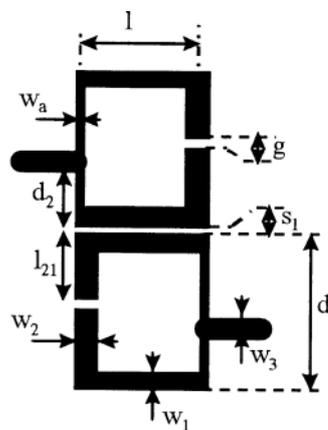
### **Conclusion sur les filtres à quatre grandes boucles.**

La multiplicité des couplages rend l'optimisation pour un filtre à bande étroite assez délicate. Un des objectifs, la suppression de la bande de réjection dans la réponse en fréquence, a été atteint, mais la présence de deux fréquences de résonance risque de rendre difficile le fonctionnement en mode capteur chimique. Une détection s'appuyant sur des effets électriques modifie la résonance électrique sans toucher au couplage magnétique ce qui provoquera peut-être l'éloignement des deux fréquences jointes ou leur rapprochement si elles ont été séparées. Les

trois filtres issus de ces synthèses ont quand même de bonnes performances, en particulier un facteur de qualité plus élevé que les filtres à résonateur en U.

### II.2.2.2. Les filtres à boucles chargées [1.29].

Les avantages évidents de ces filtres sont la réduction du nombre de boucles donc de couplages, mais aussi la réduction d'encombrement du filtre, comme le montre la figure ci-après (Figure 33).



$l$  et  $d$  sont les longueurs des côtés des boucles,

$w_a$  la largeur côté accès,

$w_1$  la largeur du côté transversal,

$w_2$  la largeur côté interruption,

$g$  est la longueur de l'interruption,

$s_1$  la largeur de couplage,

enfin  $d_2$  est la distance de l'accès à un bord de la boucle,

et  $l_{21}$  la distance de l'interruption au bord opposé.

Figure 33 : Structure et cotes du filtre à boucles chargées.

Au cours de l'optimisation, l'influence des divers paramètres a été détectée:

- $l$  et  $d$  jouent bien sûr sur la fréquence de résonance,
- les largeurs de ligne  $w_a$ ,  $w_1$ ,  $w_2$  influent principalement sur le gain à la fréquence de résonance,
- $g$  et  $s$  sont optimum pour le gain quasiment à leur plus petite valeur réalisable (100 à 200 $\mu\text{m}$ ),
- les longueurs  $d_2$  et surtout  $l_{21}$  permettent de réduire les résonances à un seul pic. Il y a en effet au moins deux résonances, une électrique due au couplage des boucles, une mixte qui lie les deux interruptions. Lorsque  $l_{21}$  augmente, un des pics de résonance disparaît, car le couplage mixte diminue. On est limité pour  $l_{21}$  par la baisse de gain.

La réponse en fréquence de ce filtre est donnée à la Figure 34. Le facteur de qualité (évalué à 265 en simulation) est bien meilleur que celui des autres filtres.

Les cotes et performances détaillées du filtre (référéncé LD17) sont données au Tableau de l'Annexe 4.

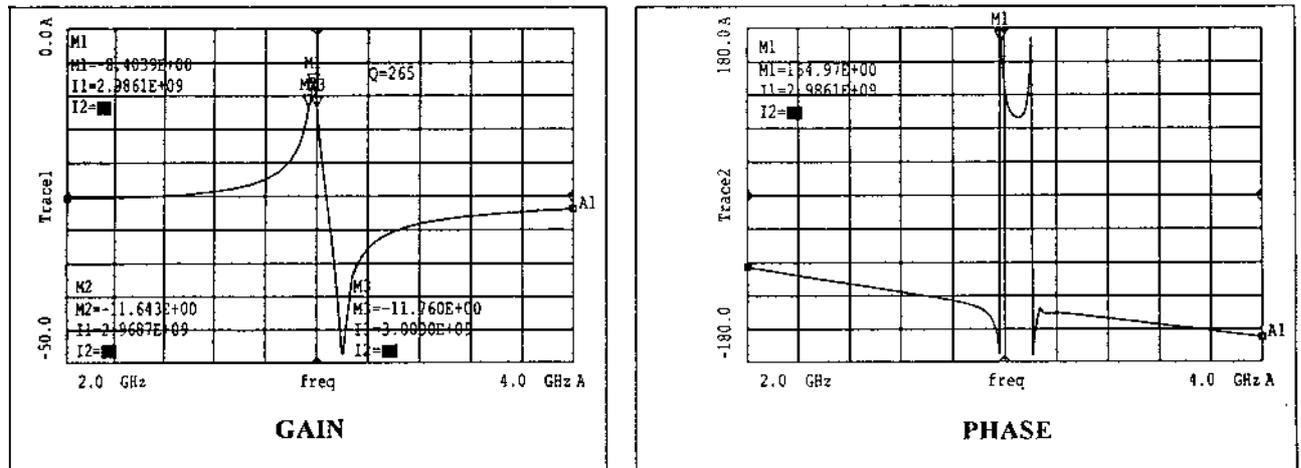


Figure 34 : Gain (dB) et phase (°) du paramètre de transmission  $s_{21}$  en fonction de la fréquence  $f$ .

### II.2.2.3. Conclusion sur l'étude théorique des filtres.

Pour élaborer des filtres hyperfréquences passe-bande à bande étroite, nous avons retenu deux idées principales : un résonateur replié en forme de U couplé à une ligne d'alimentation et des boucles résonantes associées par deux (boucles chargées) ou par quatre (boucles carrées). Six filtres "en U" ont été optimisés, avec des pertes d'insertion de  $-0,5$  à  $-14$  dB et des facteurs de qualité compris entre 40 et 120 en simulation. Ces filtres sont une base pour réaliser les premiers capteurs chimiques, mais leur coefficient de qualité n'est pas très élevé. En augmentant la fréquence (3 et 6 GHz) nous avons développé sept filtres supplémentaires avec de meilleurs coefficients de qualité (de 50 à 200). Les boucles résonantes ont donné quatre filtres passe-bande avec de bons facteurs de qualité (de 50 à 265) et un faible encombrement. Ces filtres constituent la base des capteurs qui seront réalisés puis testés au Chapitre IV.

**CHAPITRE III :**  
**ETUDE DES**  
**PERTURBATIONS.**



### III. ETUDE DES PERTURBATIONS.

L'étude des perturbations consiste à montrer et évaluer l'influence d'un paramètre physique (permittivité ou perméabilité) d'une des couches du substrat dans lequel s'effectue la propagation des ondes. Ces études théoriques précèdent la phase expérimentale, objet du Chapitre IV.

Les perturbations sont étudiées soit à l'aide du simulateur HP-Momentum [2.2] (présenté au Chapitre II-1) soit grâce à un programme basé sur une méthode variationnelle. Le simulateur HP-Momentum donne des résultats très complets mais avec l'inconvénient d'un temps de calcul long. Le programme variationnel a été constitué pour effectuer un calcul rapide de la permittivité effective  $\epsilon_e$  et de la fréquence de résonance pour un résonateur simple, mais il ne donne évidemment pas toute la réponse fréquentielle de la structure étudiée. La première partie de ce chapitre est consacrée à l'élaboration et au test de cet outil.

Dans une deuxième partie, nous nous attachons à étudier les effets de variations de permittivité. Trois structures de capteurs ont été envisagées pour répondre à une détection spécifique : pour une détection en milieu gazeux, la couche sensible est déposée sur les lignes sérigraphiées du filtre, en sur-couche ; pour une détection en milieu liquide, une cavité est aménagée soit entre le plan de masse et le substrat d'alumine (la "couche sensible" est alors en dessous) soit entre deux moitiés du substrat d'alumine (la "couche sensible" est la couche intermédiaire du milieu de propagation). Il s'agit d'évaluer la sensibilité de la structure multicouche à la variation de permittivité de la couche sensible tout en observant l'influence de la géométrie des constituants du substrat.

Enfin une troisième partie est consacrée à l'étude des effets de perméabilité.

### III.1. Permittivité effective d'une structure multicouche.

Dans cette première partie, nous allons décrire la méthode de calcul qui nous a permis d'évaluer la permittivité effective d'une structure multicouche. Nous présenterons ensuite quelques comparaisons des permittivités obtenues par ce programme avec des résultats trouvés dans des publications et grâce au simulateur Momentum.

#### III.1.1. Principe de calcul.

##### III.1.1.1. Structures multicouches.

Pour réaliser un capteur à partir d'une cellule, il faut la munir au moins d'une couche additionnelle sensible à l'espèce à détecter.

Dans sa complexité minimale, le capteur est constitué de la manière suivante (Figure 35):

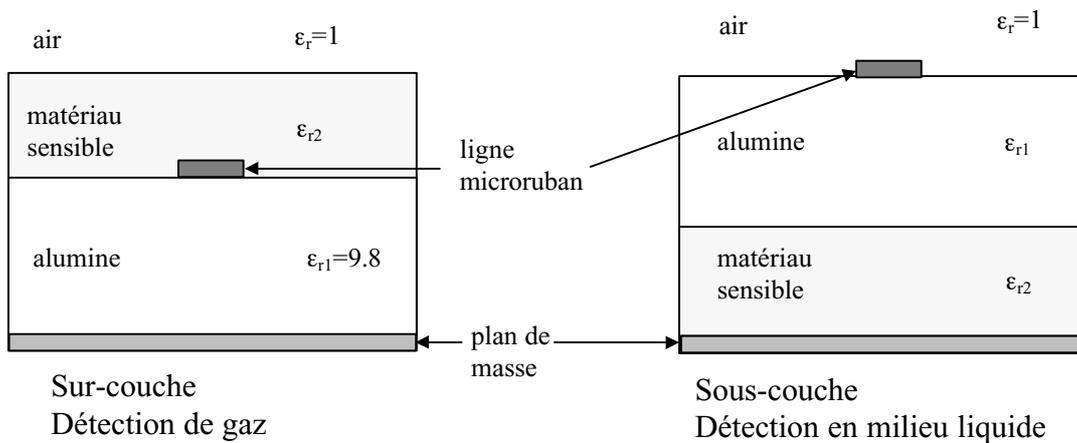


Figure 35 : Structure du capteur : cas de trois couches.

Pour déterminer la permittivité effective de la structure, il faut donc maintenant tenir compte de la géométrie des différentes couches. Nous nous intéresserons ici plus spécialement à l'épaisseur de chaque couche, en supposant son étendue infinie ; et bien sûr à la permittivité relative de chacune : pour l'air  $\epsilon_r = 1$ , pour l'alumine,  $\epsilon_{r1} = 9.8$ , et on nommera  $\epsilon_{r2}$  la permittivité relative de la couche sensible. Cette structure à trois couches correspond à une configuration de détecteur de gaz.

Pour des raisons technologiques évidentes, la détection en milieu liquide nécessite la création d'une cavité au sein du substrat (en alumine par exemple) donc l'étude d'une structure quatre couches, du type (Figure 36):

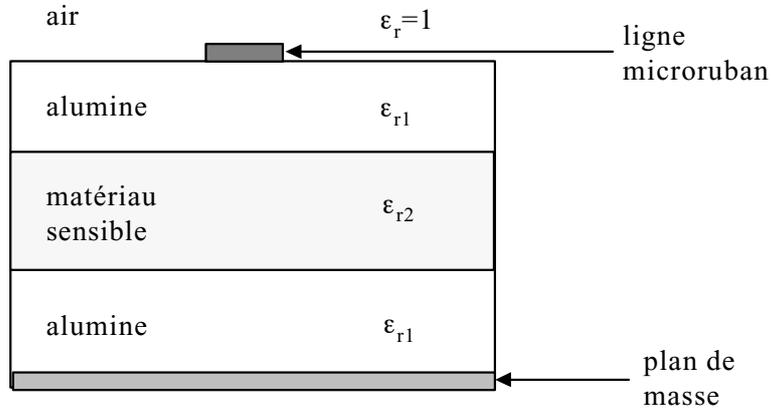


Figure 36 : Structure à quatre couches : cas du capteur en milieu liquide.

### III.1.1.2. Méthode de calcul et constitution du programme.

Nous travaillons dans le cadre de l'approximation quasi-TEM (cf. Chapitre I), puisque la fréquence de travail est de quelques gigaHertz. Pour calculer la permittivité effective de la structure, nous utilisons la méthode intégrale d'analyse des lignes microrubans (Chapitre I) ; complémentarément, il est fait appel aux méthodes variationnelles pour les calculs d'intégrales. Cette méthode peut être décomposée en six étapes, dont voici les traits essentiels.

#### 1<sup>ère</sup> étape :

Nous écrivons l'équation différentielle vérifiée par le champ magnétique (ou électrique) ou le courant (ou la tension) le long de la ligne de transmission. L'équation de Poisson donne le potentiel électrique  $V(x, y)$  en tout point de la section :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = -\frac{1}{\epsilon} \rho(x, y) \\ + \text{conditions aux limites.} \end{array} \right.$$

2<sup>ème</sup> étape :

En examinant l'équation différentielle de Poisson que doit vérifier la fonction de Green nous pouvons faire l'analogie entre la tension, par exemple, et la fonction de Green cherchée car les équations différentielles et les conditions aux limites sont très semblables. Donc trouver la tension revient à trouver la fonction de Green solution de l'équation différentielle.

Si nous choisissons pour fonction de Green la fonction G solution de l'équation :

$$\frac{\partial^2 G}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 G}{\partial y^2} = -\frac{1}{\epsilon} \delta(x - x_0) \delta(y - y_0),$$

c'est à dire G le potentiel au point (x, y) créé par une charge unité située au point (x<sub>0</sub>, y<sub>0</sub>). On peut identifier le potentiel V à la fonction de Green G :

$$V(x, y) = \int_S G(x, y; x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) dl_0,$$

S étant la surface du conducteur de densité de charge ρ, d'ordonnée y<sub>0</sub> et de longueur l<sub>0</sub> (Figure 37).

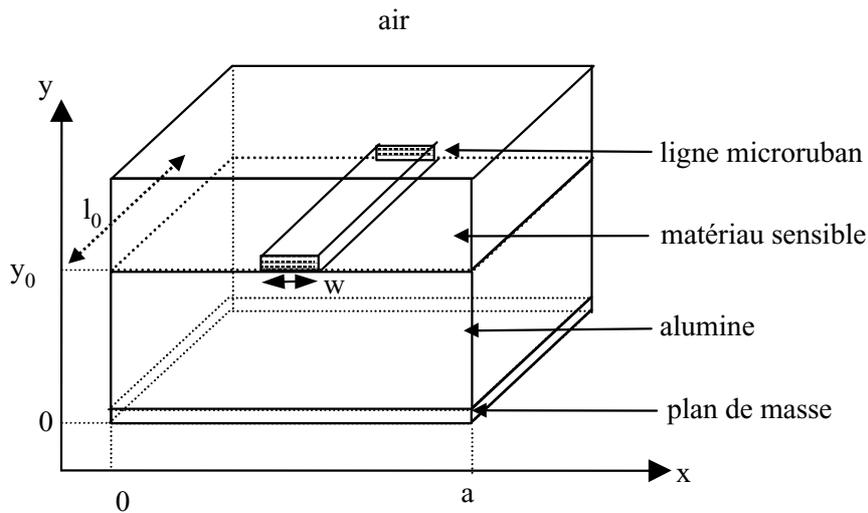


Figure 37 : Exemple de géométrie à trois couches, la couche sensible est dessus. Substrat d'alumine : hauteur y<sub>0</sub>, largeur a. La ligne microruban a pour largeur w.

3<sup>ème</sup> étape :

Nous exprimons alors le potentiel V, la tension U, la charge du conducteur Q, et la capacité de la ligne C en fonction de la fonction de Green G et de la distribution de charges ρ sur le conducteur. Le potentiel V étant constant sur le conducteur, la tension U s'obtient en intégrant le potentiel sur la largeur du conducteur :

$$U = \int_{\frac{a}{2} - \frac{w}{2}}^{\frac{a}{2} + \frac{w}{2}} V(x, h) dx = \int_{\frac{a}{2} - \frac{w}{2}}^{\frac{a}{2} + \frac{w}{2}} \int_S G(x, y; x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) dl_0 dx$$

La charge Q s'exprime comme l'intégrale de la densité de charge  $\rho$  sur le conducteur :

$$Q = \int_S \rho(x, y_0) dl_0 ,$$

Et la capacité se calcule en faisant :

$$C = \frac{Q}{V} = \frac{Q^2}{V * Q} = \frac{\left[ \int_S \rho(x, y) dl_0 \right]^2}{\int_{\frac{a}{2} - \frac{w}{2}}^{\frac{a}{2} + \frac{w}{2}} \int_S G(x, y; x_0, y_0) \rho(x_0, y_0) dl_0 dx}$$

#### 4<sup>ème</sup> étape :

Nous choisissons la fonction de Green G à partir de la ligne de transmission transverse.

En effectuant une séparation des variables, nous pouvons écrire G sous la forme :

$$G(x, y; x_0, y_0) = \sum_{n=1}^{\infty} G_n(y; x_0, y_0) \cdot G_n(x)$$

En tenant compte des conditions aux limites (le potentiel est nul sur les bords de la structure de largeur a), nous pouvons choisir :

$$G_n(x) = \sin \frac{n\pi x}{a}$$

De plus, nous pouvons choisir pour fonction de Green sur l'axe y, d'après R. Crampagne [1.10, 1.11] :

$$V = G(y; x_0, y_0) = Z I_s = \frac{1}{Y} \frac{2}{n\pi} \sin \left( \frac{n\pi x_0}{a} \right)$$

qui est la solution de l'équation différentielle de Poisson lorsqu'on effectue la séparation des variables. Dans cette expression, Y est l'admittance de la structure vue du conducteur ; elle doit être calculée pour les différents cas abordés.

Cas d'une structure à trois couches, la couche sensible étant dessus (Figure 38):

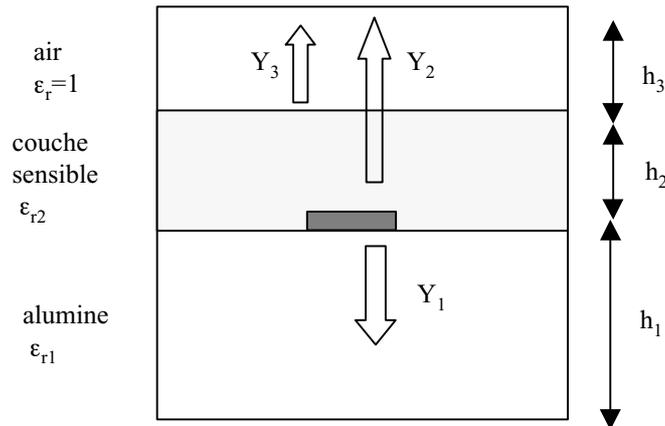


Figure 38 : Géométrie de la structure trois couches, où la couche sensible est dessus.

Vue de la ligne microruban, l'admittance de la couche d'alumine de permittivité  $\epsilon_{r1}$  et d'épaisseur  $h_1$  est [1.5] :

$$Y_1 = \coth \frac{n\pi h_1}{a}$$

Vue de cette même ligne, l'admittance de la couche sensible de permittivité  $\epsilon_{r2}$  et d'épaisseur  $h_2$ , chargée par l'air de permittivité  $\epsilon_r=1$  et de hauteur  $h_3$  est :

$$Y_2 = \epsilon_{r2} \frac{Y_3 + \epsilon_{r2} \tanh \frac{n\pi h_2}{a}}{\epsilon_{r2} + Y_3 \tanh \frac{n\pi h_2}{a}}$$

où  $Y_3 = \coth \frac{n\pi h_3}{a}$

et finalement, l'admittance de la structure ramenée sur la ligne est :

$$Y=Y_1+Y_2$$

Cas d'une structure à trois couches, la couche sensible étant dessous (Figure 39):

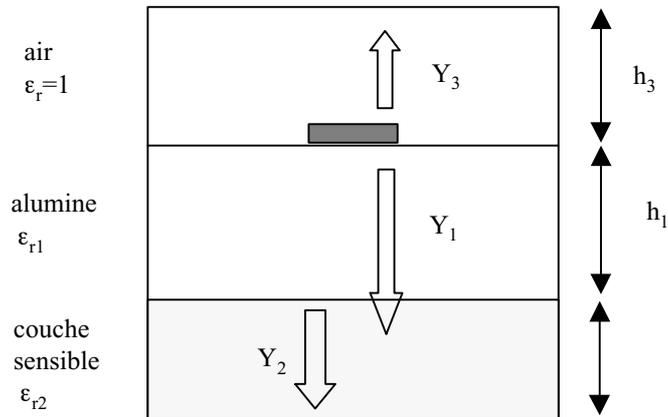


Figure 39 : Géométrie de la structure trois couches, où la couche sensible est dessous.

L'admittance de la couche sensible de permittivité  $\epsilon_{r2}$  et d'épaisseur  $h_2$  est :

$$Y_2 = \epsilon_{r2} \coth \frac{n\pi h_2}{a}$$

Vue de la ligne microruban, l'admittance de la couche d'alumine de permittivité  $\epsilon_{r1}$  et d'épaisseur  $h_1$ , chargée par  $Y_2$  est :

$$Y_1 = \epsilon_{r1} \frac{Y_2 + \epsilon_{r1} \tanh \frac{n\pi h_1}{a}}{\epsilon_{r1} + Y_2 \tanh \frac{n\pi h_1}{a}}$$

L'admittance de la couche d'air de permittivité  $\epsilon_r=1$  et de hauteur  $h_1$  est :

$$Y_3 = \coth \frac{n\pi h_3}{a}$$

et finalement, l'admittance de la structure ramenée sur la ligne est :

$$Y=Y_1+Y_3$$

Cas d'une structure à quatre couches (Figure 40):

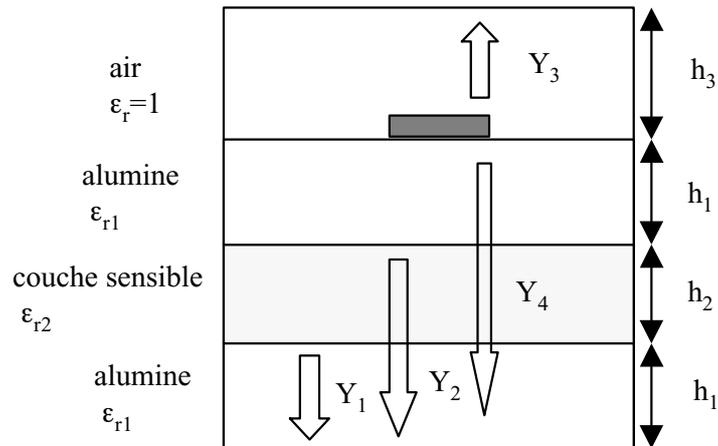


Figure 40 : Géométrie de la structure quatre couches.

L'admittance de l'air vaut :

$$Y_3 = \epsilon_3 \coth \frac{n\pi h_3}{a}$$

L'admittance de la couche d'alumine basse vaut :

$$Y_1 = \epsilon_{r1} \coth \frac{n\pi h_1}{a}$$

L'admittance de la couche sensible chargée par la couche d'alumine basse est :

$$Y_2 = \epsilon_{r2} \frac{Y_1 + \epsilon_{r2} \tanh \frac{n\pi h_2}{a}}{\epsilon_{r2} + Y_1 \tanh \frac{n\pi h_2}{a}}$$

Et l'admittance de la couche d'alumine haute, chargée par les deux précédentes vaut :

$$Y_4 = \epsilon_{r1} \frac{Y_2 + \epsilon_{r1} \tanh \frac{n\pi h_1}{a}}{\epsilon_{r1} + Y_2 \tanh \frac{n\pi h_1}{a}}$$

Finalement, l'admittance de la structure vue de la ligne est égale à :

$$Y = Y_3 + Y_4$$

5<sup>ème</sup> étape :

Nous choisissons la distribution  $\rho$  de charges.

Nous avons vu au Chapitre I qu'en premier lieu, le choix de cette distribution fait appel aux notions physiques élémentaires de répartition de charges sur un conducteur. Différents auteurs, tels E.Yamashita [1.12, 1.13] ou R.Diaz[1.19], ont étudié l'impact de ce choix sur le résultat final : il apparaît que la fonction choisie pour la densité de charges influe assez peu sur la valeur (de l'impédance, par exemple) obtenue. La distribution choisie par R.Diaz a été retenue pour les calculs programmés :

$$\rho(x) = \frac{1}{\sqrt{1 - \left( \frac{2\left(x - \frac{a}{2}\right)}{a} \right)^2}} \quad \text{pour } -w/2 < x < w/2.$$

où  $a$  est la largeur de la structure étudiée.

6<sup>ème</sup> étape :

Nous pouvons alors calculer les éléments caractéristiques de la ligne. Pour cela nous utilisons les résultats bien connus issus des équations des télégraphistes [1.2, 1.33 1.1] : la ligne microruban est modélisée en basses fréquences par une ligne de transmission à constantes réparties.

La capacité  $C_0$  de la ligne sur un substrat d'air et la capacité  $C$  de la ligne sur le substrat étudié nous permettent de calculer l'inductance  $L$  de la ligne, puis l'impédance caractéristique  $Z_c$  de cette ligne et enfin la permittivité relative effective  $\epsilon_e$  de la structure. Physiquement, la permittivité effective est la permittivité du substrat dans lequel devrait être incluse la ligne pour que la propagation des champs soit la même que dans le substrat multicouche étudié. Dans le cas d'une ligne sans pertes, la permittivité effective vaut :

$$\epsilon_e = c^2 \cdot L \cdot C$$

où  $c$  est la vitesse de la lumière ( ou vitesse de propagation des ondes dans le vide)

$L$  l'inductance linéique ( $H.m^{-1}$ ),

et  $C$  la capacité linéique ( $F.m^{-1}$ ).

Or 
$$c = \frac{1}{\sqrt{LC_0}}$$

où  $C_0$  désigne la capacité de la ligne lorsque le substrat est le vide,

donc 
$$\epsilon_e = \frac{C}{C_0}$$

$$\text{et } Z = \sqrt{\frac{1}{c^2 C C_0}}$$

Pour les filtres à résonateur en U, la fréquence de résonance est réglée essentiellement par la longueur du résonateur qui est un multiple entier de la demi-longueur d'onde à la fréquence de résonance :

$$l_{\text{res}} = k \frac{\lambda_g}{2} \quad \text{où } \lambda_g \text{ est la longueur d'onde guidée,}$$

$$\text{avec } \lambda_g = \frac{v}{f} \quad \text{où } v \text{ est la vitesse de l'onde guidée dans le milieu considéré,}$$

f la fréquence de travail,

$$\text{et } v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}} \quad \text{où } c \text{ est la célérité de l'onde dans le vide,}$$

$\epsilon_e$  la permittivité caractéristique du milieu où s'effectue la propagation.

Il est donc facile de prédire la fréquence de résonance à partir de la permittivité effective pour les filtres à résonateur demi-onde :

$$f_{\text{res}} = \frac{v}{\lambda_g} = \frac{c}{2 * l_{\text{res}} * \sqrt{\epsilon_e}}$$

### III.1.2. Validation.

Pour valider notre programme, nous comparons ses résultats avec ceux du simulateur HP-Momentum et ceux des publications [1.13, 1.20] qui donnent des résultats (soit  $\epsilon_e$ , soit  $Z_c$ ) pour des substrats multicouches. Le simulateur fonctionne principalement grâce à la méthode des Moments (cf. Chapitre II) ; les auteurs des deux publications ont employé la même méthode variationnelle qui est à l'origine de notre programme et leurs résultats ont donné lieu à des comparaisons concluantes avec d'autres méthodes de calcul pour les lignes microrubans (en particulier voir référence [1.20]).

Nous présentons dans les pages suivantes pour chaque type de structure étudiée un état comparatif des différentes méthodes de calcul. Les cotes des substrats testés ici sont celles des

articles référencés 4 et 16 et ne correspondent donc pas aux capteurs étudiés, le but étant seulement la validation de l'outil de calcul.

### III.1.2.1. Structure à trois couches, la couche sensible étant dessous.

La comparaison est faite entre les résultats du programme et ceux des deux publications mentionnées ci-dessus uniquement. Les valeurs très diverses pour les différents paramètres permettent une bonne évaluation du programme :

Référence article	$\epsilon_{r1}$	$h_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r2}$	$h_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r3}$	$h_3$ (m)	w ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_e(\text{article})$	$\epsilon_e(\text{calcul})$
[1.20]	3,5	3	12,95	200	1	1	40	6,6	6,2
							160	7,6	7,4
							320	8,4	8,1
[1.13]	2,55	4900	1	3050	1	1	12,5	1,7	1,6
				6100			1,5	1,5	
				12200			1,4	1,38	

Tableau 3 : Résultats comparés de la valeur de la permittivité effective tirée d'articles et de la valeur calculée par le programme. Les paramètres  $\epsilon_{r1}$ ,  $h_1$ ,  $\epsilon_{r2}$ ,  $h_2$ ,  $\epsilon_{r3}$ ,  $h_3$ , sont ceux de la Figure 39.  $w$  est la largeur de la ligne microruban.

Les premières colonnes donnent les conditions du calcul : permittivités relatives et hauteurs des différentes couches de la structure, puis largeur de la ligne de transmission. Les deux dernières colonnes contiennent les valeurs de la permittivité effective, relevées dans l'article et calculée par le programme. Les valeurs de la permittivité effective obtenues par le programme sont très proches des valeurs relevées dans les publications (moins de 6% d'erreur relative dans tous les cas).

La comparaison des résultats du programme avec ceux du simulateur se fait pour la fréquence de résonance, plus facilement accessible par le simulateur. La couche 1 est un substrat d'alumine classique en hyperfréquences, la couche 2 a une épaisseur constante de 10  $\mu\text{m}$  et la troisième couche est l'air ( $\epsilon_r = 1$ , hauteur "infinie").

$\epsilon_{r1}$	$h_1$ $\mu\text{m}$	$\epsilon_{r2}$	$h_2$ $\mu\text{m}$	$w$ $\mu\text{m}$	$f_r$ (GHz) référence simulateur	$f_r$ (GHz) calculée par programme
9,8	635	10	10	635	1,6782	1,6782
		11			1,6776	1,6777
		15			1,6763	1,6763
		20			1,6756	1,6754
		21			1,6755	1,6753
		25			1,6750	1,6749

Tableau 4 : Résultats comparatifs de la fréquence de résonance pour une ligne d'épaisseur  $635\mu\text{m}$  déposée sur un substrat trois couches de caractéristiques (alumine :  $\epsilon_{r1}$ ,  $h_1$  ;  $\epsilon_{r2}$ ,  $h_2$  : couche sensible).

Les fréquences obtenues sont très semblables (écart relatif de l'ordre de 0,02%), comme le montre la courbe ci-dessous, tracée avec les données du tableau (Figure 41).

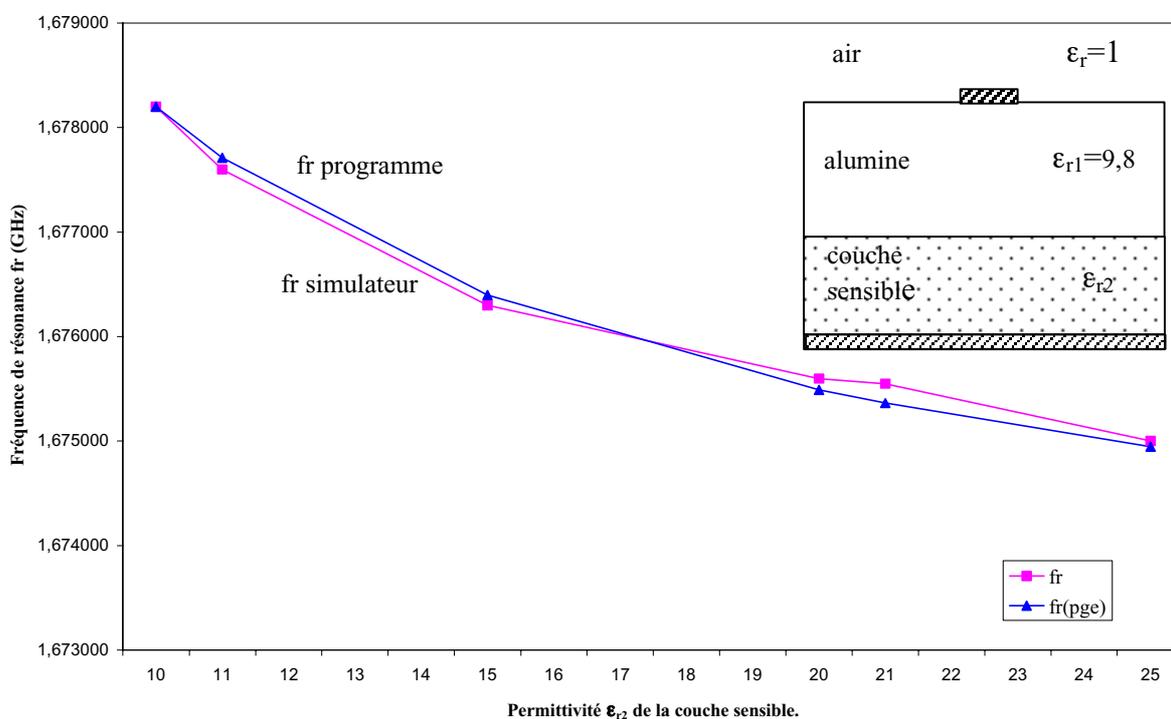


Figure 41 : Fréquence de résonance en fonction de  $\epsilon_{r2}$  pour un résonateur demi-onde de largeur  $635\mu\text{m}$  posé sur une structure à trois couches, la couche sensible étant dessous. ( $f_r$  : fréquence de résonance calculée par le simulateur,  $f_r(\text{pge})$  : fréquence de résonance calculée par le programme).

### III.1.2.2. Structure à trois couches, la couche sensible est dessus.

Seul l'article de Verma et Sadr [1.20] donne des résultats exploitables pour la validation de notre programme (Tableau 5) : la couche sensible ( $\epsilon_{r2}$ ,  $h_2$ ) y est cependant très épaisse (de  $0,1 h_1$  à  $h_1$ ) et correspond donc peu aux dépôts sensibles que nous effectuerons réellement par la suite. De plus la ligne microruban est elle aussi très large, ce qui donne lieu à des erreurs plus importantes avec la méthode variationnelle, comme ces auteurs le font d'ailleurs remarquer.

Référence article	$\epsilon_{r1}$	$h_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r2}$	$h_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r3}$	$h_3$ (m)	w ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_e$ (article)	$\epsilon_e$ (calcul)
[16]	2,1	1000	12,5	100	1	1	1000	2,25	2,2
				250				2,8	2,7
				500				3,3	3,2
				200			2000	2,2	2,2
				500				3	2,7
				1000				3,7	3,2

Tableau 5 : Résultats comparés de la valeur de la permittivité effective tirée d'un article et de la valeur calculée par le programme. Les paramètres  $\epsilon_{r1}$ ,  $h_1$ ,  $\epsilon_{r2}$ ,  $h_2$ ,  $\epsilon_{r3}$ ,  $h_3$ , sont ceux de la Figure 38.  $w$  est la largeur de la ligne microruban.

Les valeurs sont très proches pour la plus petite largeur de ligne (erreur relative = 3% environ) mais seul l'ordre de grandeur (ou un seul chiffre significatif) est correct pour la plus grande largeur (jusqu'à 15% d'erreur dans ce cas).

### III.1.2.3. Structure à quatre couches : la couche sensible est située entre deux substrats d'alumine.

Pour cette structure, les calculs du programme sont comparés aux simulations de HP-Momentum. En effet, nous pouvons calculer la permittivité effective à partir de  $\lambda_0$  et  $\lambda_g$  les longueurs d'onde dans le vide et guidées que calcule le simulateur :

$$\epsilon_e = \frac{c^2}{v^2} = \frac{(\lambda_0 * f)^2}{(\lambda_g * f)^2} = \frac{\lambda_0^2}{\lambda_g^2} \quad \text{où } \lambda_0 \text{ est la longueur d'onde dans le vide,}$$

et  $\lambda_g$  la longueur d'onde guidée (dans le substrat étudié).

Pour obtenir des résultats rapides du simulateur, c'est une simple ligne de transmission microruban d'épaisseur  $w = 635 \mu\text{m}$  ou  $360 \mu\text{m}$  et de longueur quelconque qui est décrite dans le substrat quatre couches : la réponse en fréquence n'a donc aucun intérêt dans ce cas, mais la permittivité effective  $\epsilon_e$  de la structure peut être calculée (Tableau 6 ).

Référence	$\epsilon_{r1}$	$h_1$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r2}$	$h_2$ ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_{r3}$	$h_3$ (m)	w ( $\mu\text{m}$ )	$\epsilon_e$ (simul)	$\epsilon_e$ (calcul)
Simulateur	9,8	350	4	300	9,8	350	635	5,1	5,1
			40					8,1	7,9
	9,8	335	1	600	9,8	335	360	2,8	2,7
			3					4,2	4,2
			5					5	5
			10					6,2	6,1
		15					6,8	6,8	

Tableau 6 : Résultats comparés de la valeur de la permittivité effective ( $\epsilon_e$  simul) calculée grâce au simulateur HP-Momentum et de la valeur calculée par le programme ( $\epsilon_e$  calculée). Les paramètres  $\epsilon_{r1}$ ,  $h_1$ ,  $\epsilon_{r2}$ ,  $h_2$ ,  $\epsilon_{r3}$ ,  $h_3$ , sont ceux de la Figure 40.  $w$  est la largeur de la ligne microruban.

Ces résultats sont satisfaisants (moins de 4% d'écart) et permettent donc de valider le programme de calcul pour les structures quatre couches.

**Conclusion :** La méthode variationnelle appliquée au calcul de la permittivité effective (ou au calcul de l'impédance caractéristique) a permis d'élaborer un programme de calcul efficace et rapide, qui peut être utilisé pour étudier la sensibilité des structures hyperfréquences à la variation de permittivité relative de la couche sensible.

### **III.2. Etude de l'influence de la variation de permittivité de la couche sensible.**

Nous allons à présent étudier la sensibilité des capteurs à la variation de permittivité relative de la couche sensible. Comme nous l'avons vu au paragraphe précédent, la couche sensible, qui constitue l'interface entre le composé chimique à détecter et la cellule résonante hyperfréquence, peut être située sur les lignes microrubans, en dessous du substrat d'alumine ou en couche intermédiaire. Ces possibilités répondent à des besoins spécifiques de détection :

- la première structure correspond à un dépôt par spray ou à la tournette de la couche sensible et est adaptée à la détection de gaz, dont les molécules pénètrent dans la couche par diffusion en faisant évoluer ses caractéristiques physiques.
- la deuxième structure est la première tentative pour adapter les filtres à la détection en milieu liquide, le plan de masse étant alors assuré par le support métallique du capteur. Ce sont les caractéristiques du liquide situé entre l'alumine et le support qui influent sur la propagation.
- pour essayer de diminuer le volume de liquide en jeu, une troisième cellule a été élaborée : un volume est créé par abrasion entre deux substrats d'alumine, deux accès étant ménagés pour l'introduction du milieu liquide à caractériser.

Dans ces deux structures, le liquide est pour la suite notre "couche sensible".

Pour chaque configuration de capteur nous allons ici étudier en simulation les effets de la variation de permittivité relative de la couche sensible sur la propagation micro-onde, tant pour montrer théoriquement la faisabilité d'un tel capteur que pour évaluer sa sensibilité.

#### **III.2.1. Structures pour détecteur de gaz.**

##### *III.2.1.1. Etude de la variation de permittivité relative.*

La permittivité relative de la couche sensible est susceptible d'affecter les caractéristiques du substrat, donc de modifier les performances (fréquence, gain, phase) du filtre passe-bande conçu sur ce substrat. Ce paragraphe présente les modifications de la permittivité effective du substrat, de la fréquence d'une structure résonante ainsi que l'évolution du gain et de la phase à la résonance du paramètre de transmission  $s_{21}$ .

### Evolution de la permittivité effective.

Pour montrer l'évolution de la permittivité effective de la structure à trois couches, nous étudions une simple ligne résonante, dont la longueur est égale à une demi-longueur d'onde à 4 GHz sur un substrat d'alumine simple ( $\epsilon_{r1} = 9,8$ ,  $h_1 = 635\mu\text{m}$ ). Cette ligne est ensuite recouverte d'une couche sensible dont la permittivité  $\epsilon_{r2}$  est variable. Les calculs sont effectués par le simulateur Momentum. Les courbes sont paramétrées par l'épaisseur de la couche qui prend les valeurs  $1\mu\text{m}$ ,  $10\mu\text{m}$  et  $200\mu\text{m}$ . Les courbes représentent l'évolution de la permittivité effective de la structure lorsque la permittivité de la couche sensible varie de 1 à 25 (Figure 42).

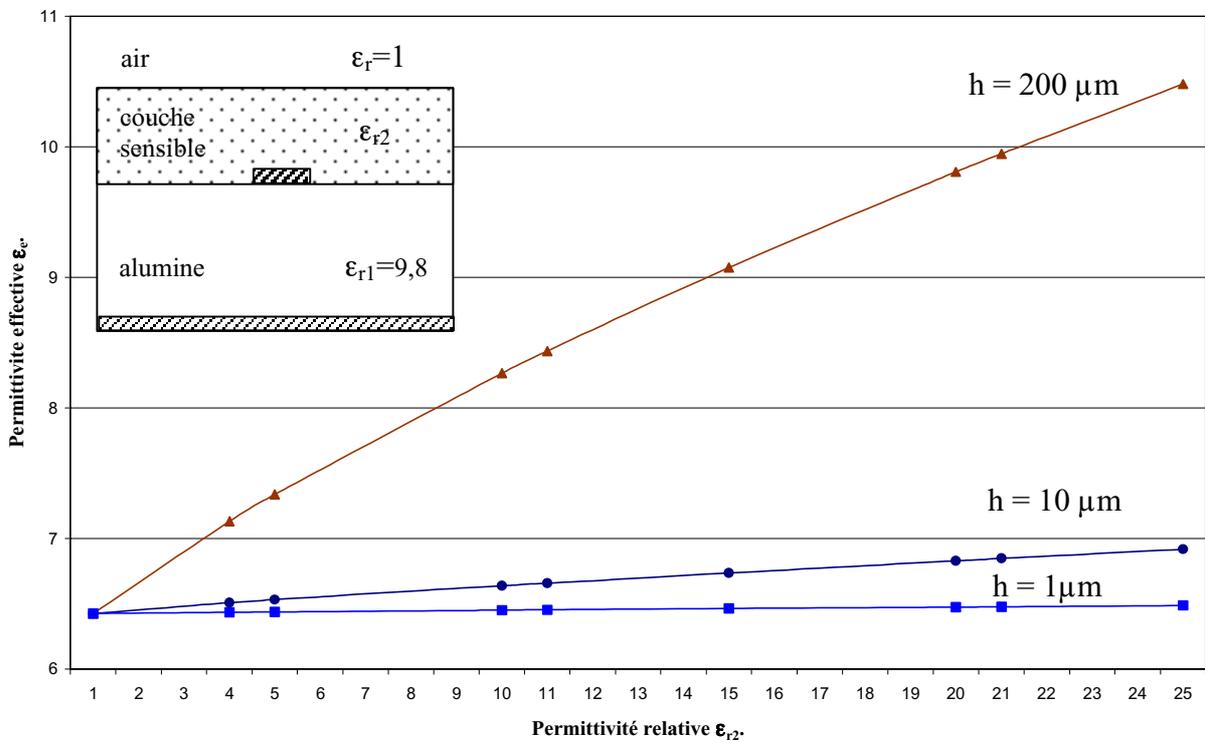


Figure 42 : Evolution de la permittivité effective  $\epsilon_e$  de la structure trois couches, la couche sensible étant dessus, en fonction de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de cette couche.

La permittivité effective  $\epsilon_e$  augmente avec la permittivité relative de la couche sensible. La variation de  $\epsilon_e$  dépend fortement de la hauteur de la couche sensible, nous étudierons donc son influence au paragraphe suivant. L'évolution de  $\epsilon_e$  est cependant peu importante (quelques dixièmes) pour des épaisseurs raisonnables (1 à  $10 \mu\text{m}$ ). Quel est son retentissement sur la fréquence de résonance ?

Si nous reprenons la ligne résonant à 4 GHz, nous pouvons tracer l'évolution de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative de la couche sensible (Figure 43).

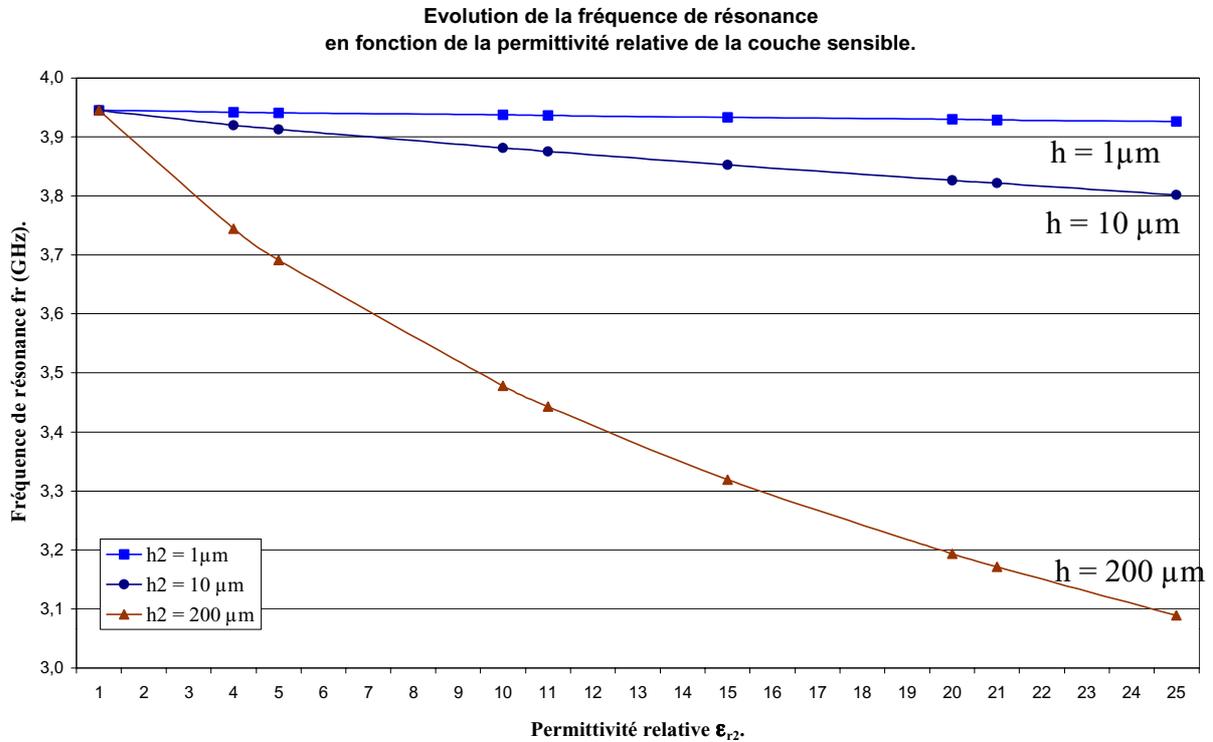


Figure 43 : Fréquence de résonance (GHz) en fonction de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de la couche sensible, paramétrée par l'épaisseur de la couche. La longueur de la ligne est 15mm, ce qui correspond à une demi-longueur d'onde à 4 GHz lorsque la ligne est sur un substrat d'alumine simple.

La fréquence de résonance décroît lorsque  $\epsilon_{r2}$  croît. La longueur du résonateur est fixée à une demi-longueur d'onde donc nous avons :

$$\lambda = 2l_{\text{res}} = \frac{v}{f} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_e}} \text{ où } c \text{ et la longueur du résonateur sont des constantes. Le produit } f\sqrt{\epsilon_e}$$

est donc une constante et la fréquence évolue avec l'inverse de la racine carrée de la permittivité effective. Lorsque la permittivité de la couche sensible croît, la permittivité effective augmente aussi (mais pas de façon proportionnelle), donc la fréquence de résonance décroît.

Pour examiner l'évolution de la fréquence de résonance, deux filtres (référéncés f3 et f4 au Chapitre II) sont simulés sur un substrat constitué d'un substrat d'alumine, d'épaisseur 635 $\mu\text{m}$  et de permittivité relative 9,8, et d'une couche sensible de hauteur 10 $\mu\text{m}$  et de

permittivité  $\epsilon_{r2}$  variable déposée sur le filtre. Les courbes (Figure 44) représentent l'évolution de la fréquence de résonance de ces filtres lorsque la permittivité relative de la couche sensible passe de 1 (air) à 40.

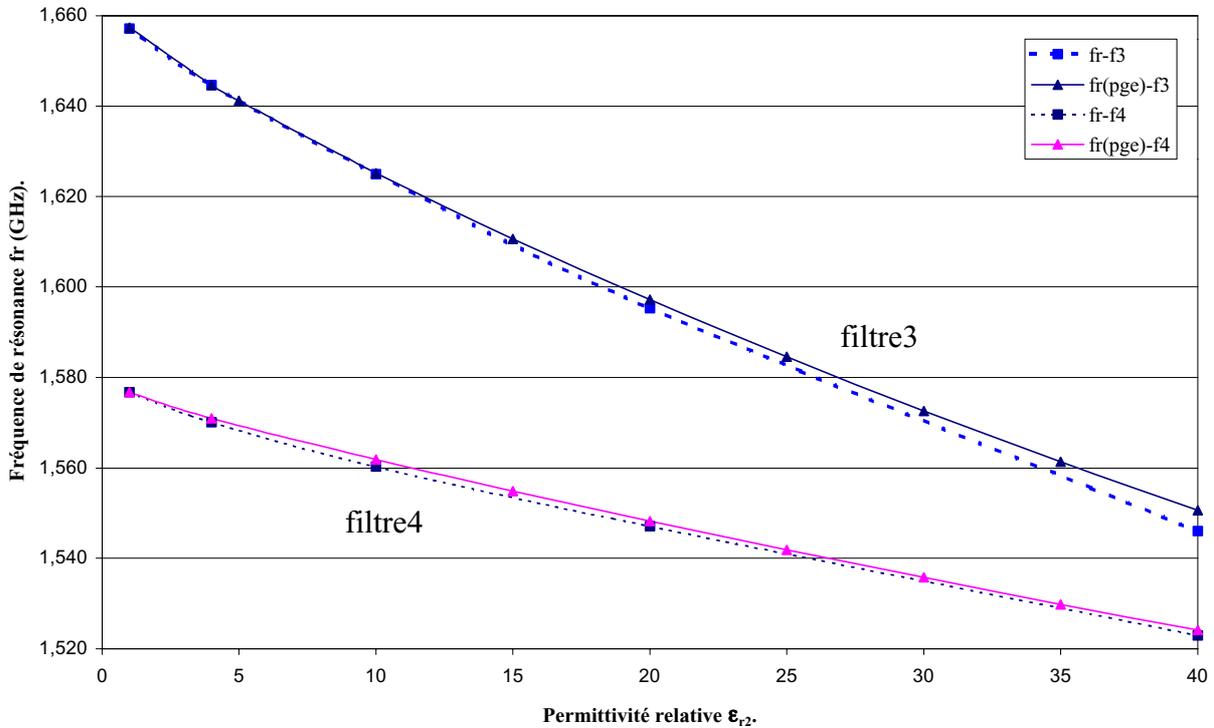


Figure 44 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité de la couche sensible pour deux filtres différents f3 (filtre 3) et f4 (filtre 4). En pointillés, les résultats du simulateur Momentum, en traits pleins ceux du programme variationnel.

L'augmentation de la permittivité relative de la couche sensible provoque une nette diminution de la fréquence de résonance et une diminution du facteur de qualité. Les résultats du simulateur (points carrés) et ceux du programme (points triangulaires) sont en accord. (L'écart relatif maximum constaté est de moins de 6%). La sensibilité globale (sur toute l'échelle de permittivité) vaut :

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_r} = 2,7 \text{ MHz / unité de } \epsilon_r \quad \text{pour le filtre 3, soit } s = 1588 \text{ ppm / unité de } \epsilon_r, \text{ et}$$

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_r} = 1,3 \text{ MHz / unité de } \epsilon_r \quad \text{pour le filtre 4, soit } s = 764 \text{ ppm / unité de } \epsilon_r.$$

La sensibilité n'est cependant pas linéaire sur cette plage : le maximum de sensibilité est obtenu pour les valeurs de permittivité proche de celle de l'alumine (entre 1 et 20). Cette

non-linéarité est nettement visible sur la courbe suivante (Figure 45), obtenue d'après les résultats du simulateur concernant la ligne résonante.

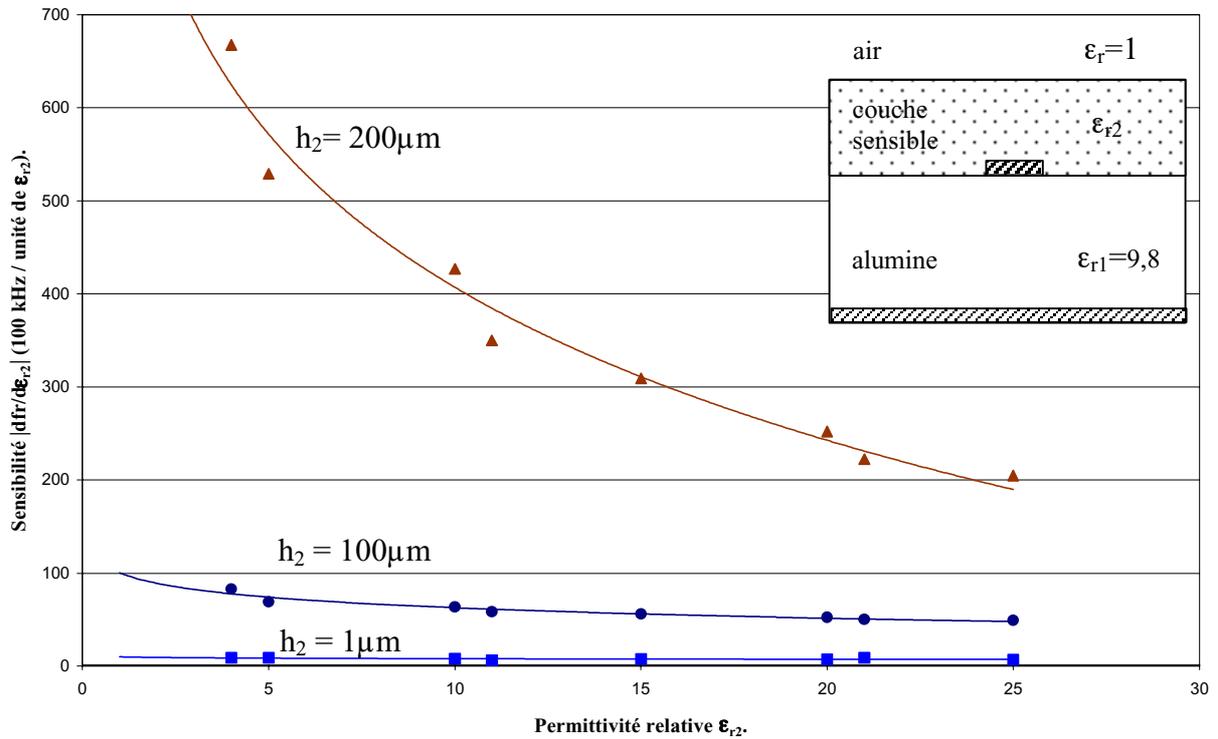


Figure 45 : Sensibilité (kHz / unité de  $\epsilon_{r2}$ ) en fonction de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de la couche sensible placée dessus pour une ligne résonante  $\lambda_g/2$  à 4GHz. Les courbes sont paramétrées par la hauteur de la couche sensible.

Plus l'épaisseur de la couche sensible est importante, plus la sensibilité est importante. La sensibilité est meilleure pour des permittivités relatives inférieures à celle du substrat d'alumine.

### Evolution du gain et de la phase à la résonance du paramètre de transmission $s_{21}$ .

Il est également intéressant d'examiner comment la permittivité de la couche sensible influe sur les autres caractéristiques du paramètre de transmission. Les deux courbes (Figure 46 et Figure 47) présentent l'évolution des pertes d'insertion en transmission ( $s_{21}$ ) du filtre à résonateur en U (référéncé f3 au Chapitre II) lorsqu'on le munit d'une couche sensible à permittivité variable d'épaisseur  $1 \mu\text{m}$ ,  $2,8 \mu\text{m}$ , et  $5 \mu\text{m}$ .

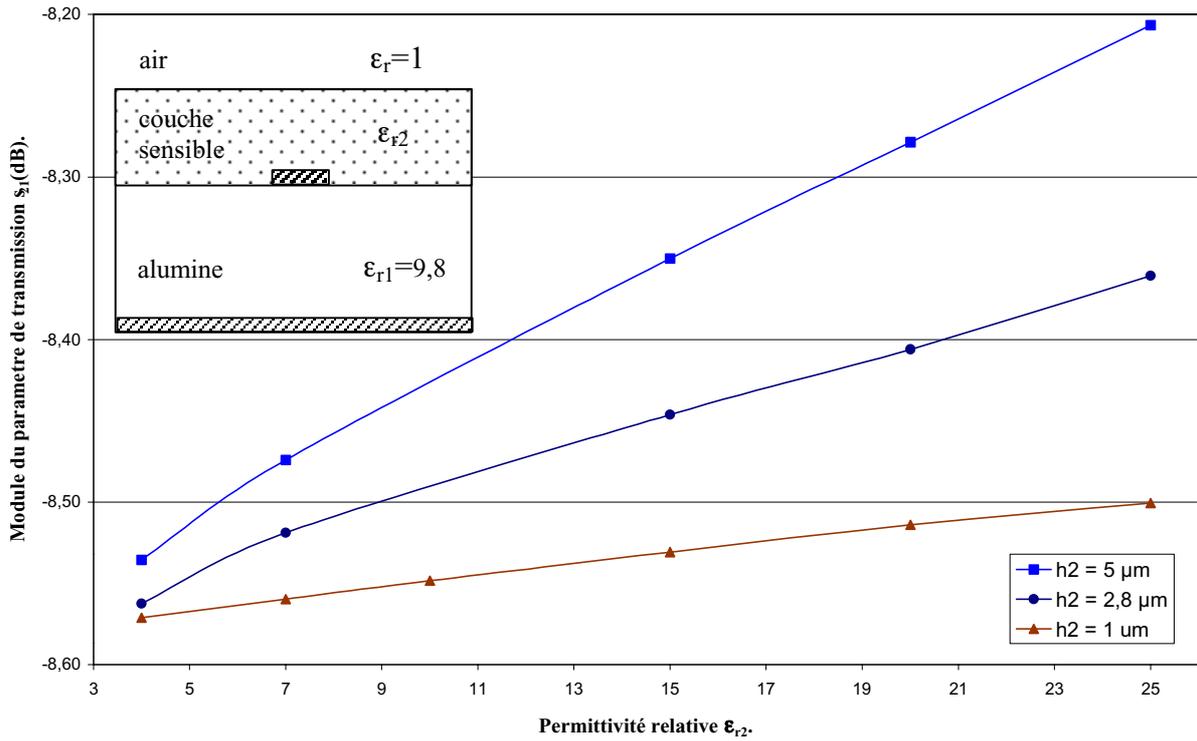


Figure 46 : Gain (dB) du paramètre  $s_{21}$  en fonction de la permittivité de la couche sensible, les courbes étant paramétrées par l'épaisseur de la couche.

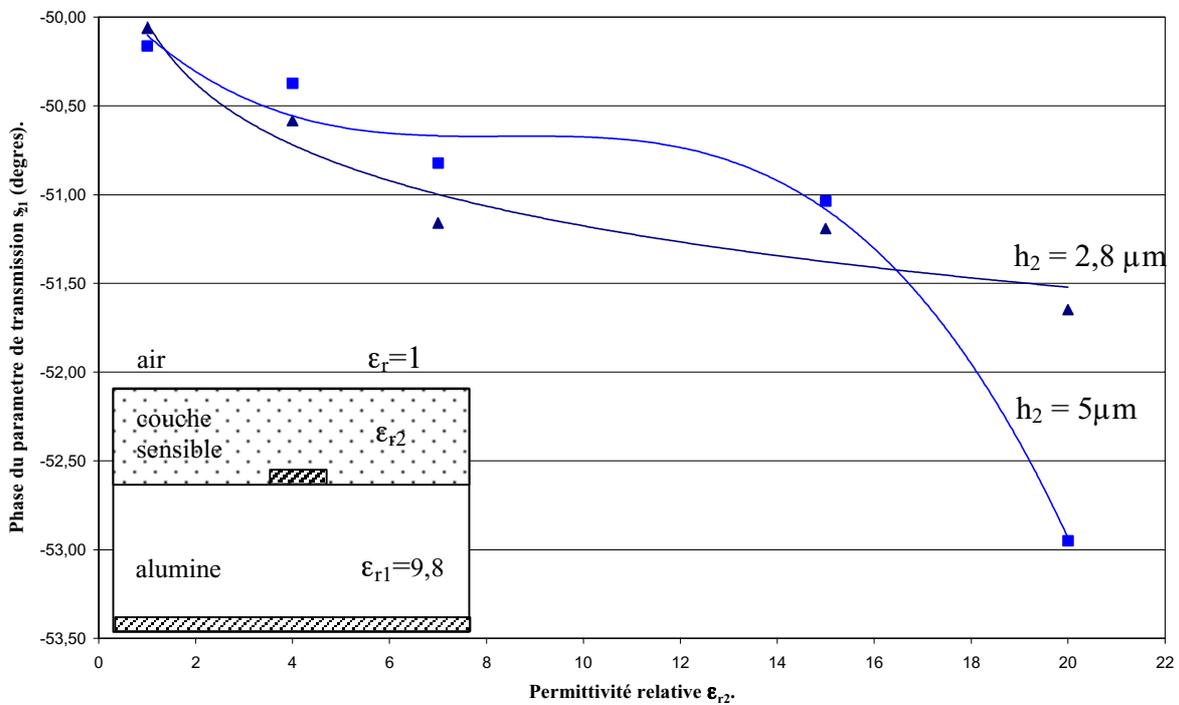


Figure 47 : Phase (degrés) du paramètre  $s_{21}$  en fonction de la permittivité de la couche sensible, les courbes étant paramétrées par l'épaisseur de la couche.

Il semble que l'augmentation de permittivité relative de la couche sensible induise un accroissement du gain et une diminution de la phase à la résonance. L'évolution du gain prévue par le simulateur est à prendre avec précaution car il n'a pas été tenu compte des pertes diélectriques dues à la couche sensible (que nous ne connaissons pas avec une grande précision). L'évolution de la phase corrobore, avec le décalage de la fréquence de résonance vu précédemment, la sensibilité de la structure hyperfréquence à une variation de permittivité de la couche sensible.

### III.2.1.2. Etude de l'influence de l'épaisseur.

La notion même de permittivité effective montre l'importance non seulement des différentes permittivités mais aussi des épaisseurs de couches du substrat. Il est nécessaire d'évaluer l'influence de l'épaisseur de la couche sensible sur la sensibilité du capteur pour s'en affranchir au profit de la sensibilité à la seule permittivité relative. L'étude a été menée pour un filtre à résonateur en U (nommés fl au Chapitre II) pour deux épaisseurs de couche sensible (10  $\mu\text{m}$  et 100 $\mu\text{m}$ ) et les résultats présentés proviennent du programme et du simulateur (Figure 48).

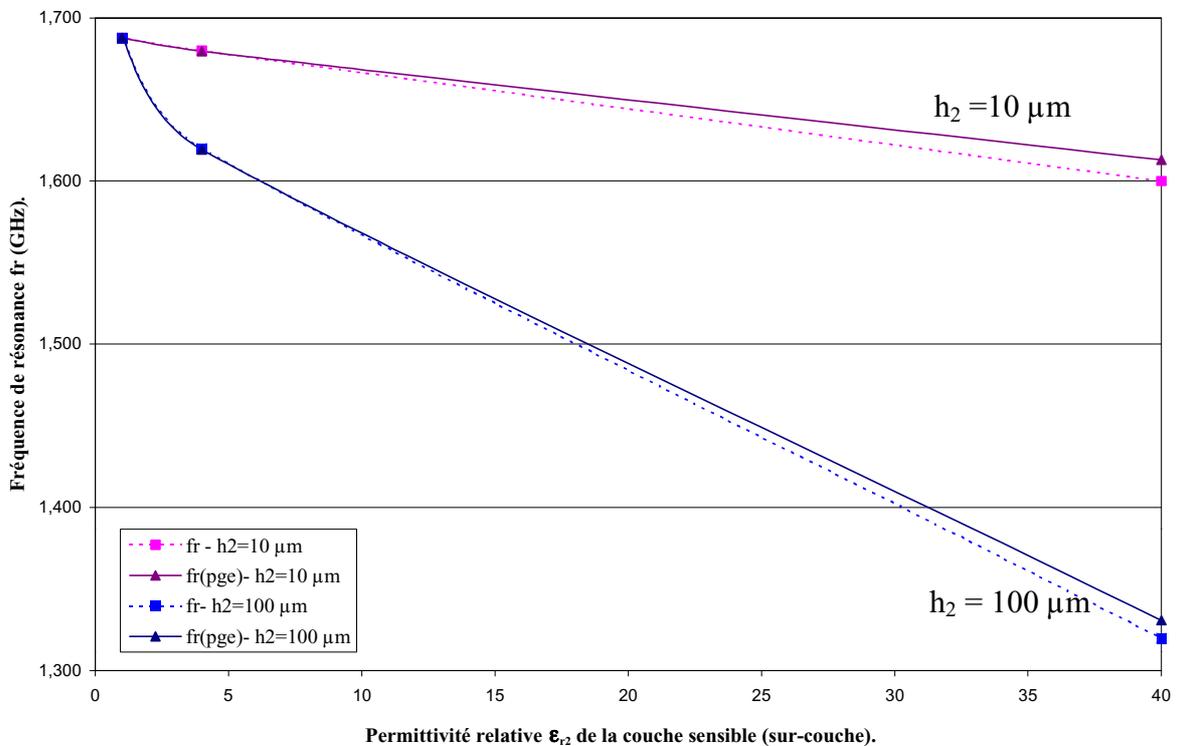


Figure 48 : Evolution de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité de la couche sensible pour un filtre à résonateur demi-onde. Les pointillés sont relatifs au simulateur, les traits pleins au programme de calcul.

Nous retrouvons la diminution de la fréquence de résonance due à l'augmentation de permittivité de la couche sensible, mais nous constatons que la hauteur de la couche sensible influe considérablement sur la fréquence de résonance. A permittivité constante, la fréquence dépend directement de l'épaisseur de la couche : 670 kHz/ $\mu\text{m}$  à  $\epsilon_{r2}=4$  pour le filtre 1 par exemple, soit presque le même ordre de grandeur que la sensibilité à une unité de permittivité.

En conclusion, si on veut détecter correctement la seule variation de permittivité relative, il est donc nécessaire de travailler à épaisseur de couche sensible constante, ce qui n'est pas problématique.

### III.2.2. Structures pour détection en milieu liquide.

#### III.2.2.1. Sensibilité.

Nous voulons étudier la sensibilité du capteur lorsque la couche sensible est sous le substrat d'alumine. Le substrat d'alumine, d'épaisseur 635  $\mu\text{m}$  et de permittivité relative 9,8 est celui de la pratique. Les caractéristiques de la couche sensible, épaisseur 10  $\mu\text{m}$  et permittivité  $\epsilon_{r2}$  variable, sont assez proches de la réalité (Figure 49).

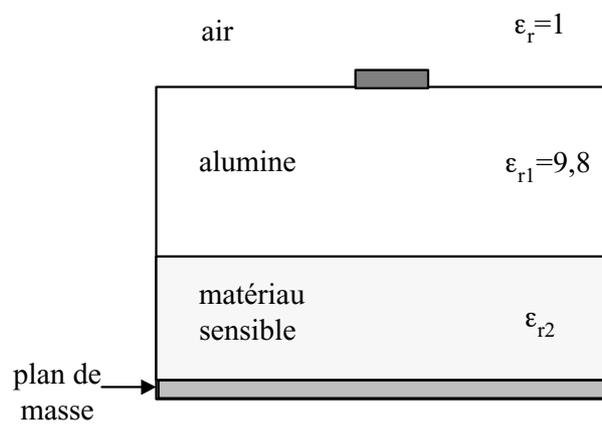


Figure 49 : Constitution du substrat lorsque la couche sensible est dessous.

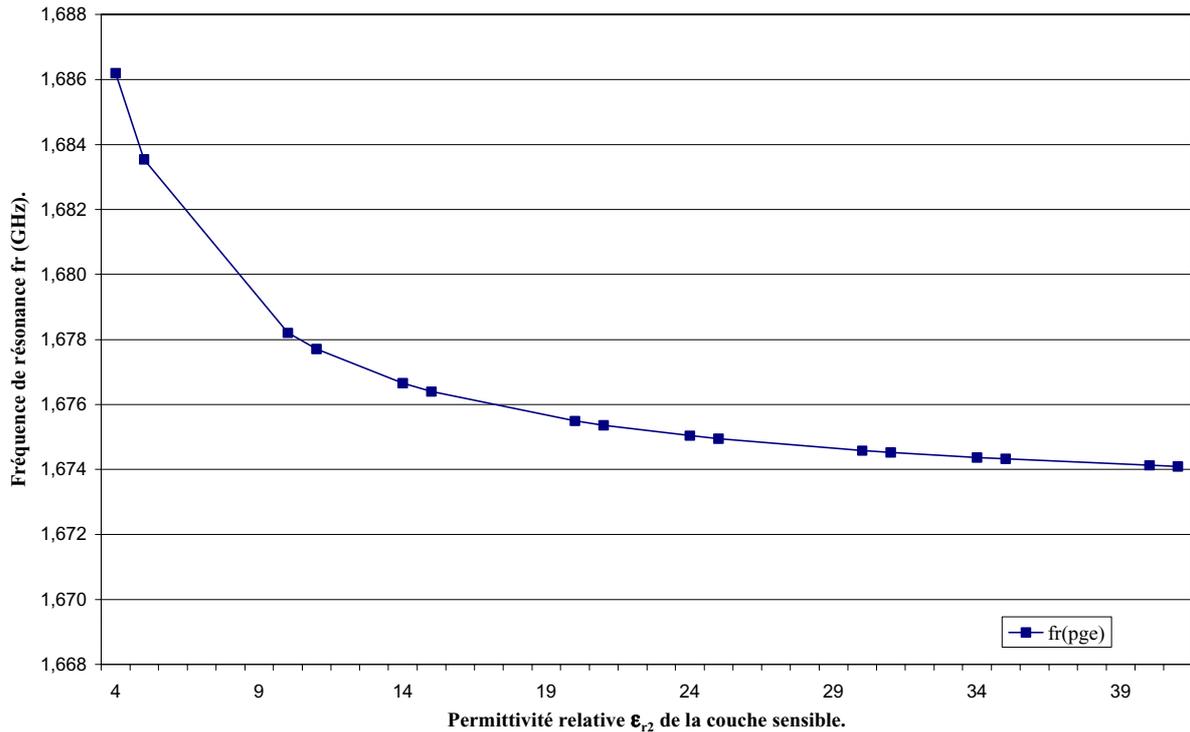


Figure 50 : Evolution de la fréquence de résonance d'un résonateur demi-onde en fonction de la permittivité d'une couche sensible de  $10\mu\text{m}$  d'épaisseur placée sous le substrat d'alumine. Les calculs ont été faits par le programme variationnel.

L'augmentation de la permittivité relative de la couche sensible d'épaisseur  $10\ \mu\text{m}$  (soit 1,5% de la hauteur de l'alumine) entraîne une diminution de la fréquence de résonance du filtre (Figure 50). Pour une variation de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de cette couche de 10 à 25, la variation de fréquence est de 3,2 MHz, mais elle est non linéaire. Dans cette échelle de permittivité, la sensibilité globale est donc :

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_{r2}} = 210\ \text{kHz/unité de } \epsilon_r \quad \text{soit } s = 123\text{ppm/unité de } \epsilon_r.$$

Il est à remarquer que la sensibilité pour cette disposition des couches est moins bonne que lorsque la couche sensible est dessus ( paragraphe III.2.1.1).

Cette sensibilité est cependant plus grande pour des valeurs de  $\epsilon_{r2}$  proches de celles de l'alumine : lorsque  $\epsilon_{r2}$  passe de 10 à 11, la sensibilité vaut 600 kHz / unité de  $\epsilon_r$  et seulement 50kHz / unité de  $\epsilon_r$  lorsque  $\epsilon_{r2}$  passe de 20 à 21, comme le montre plus généralement la courbe suivante (Figure 51).

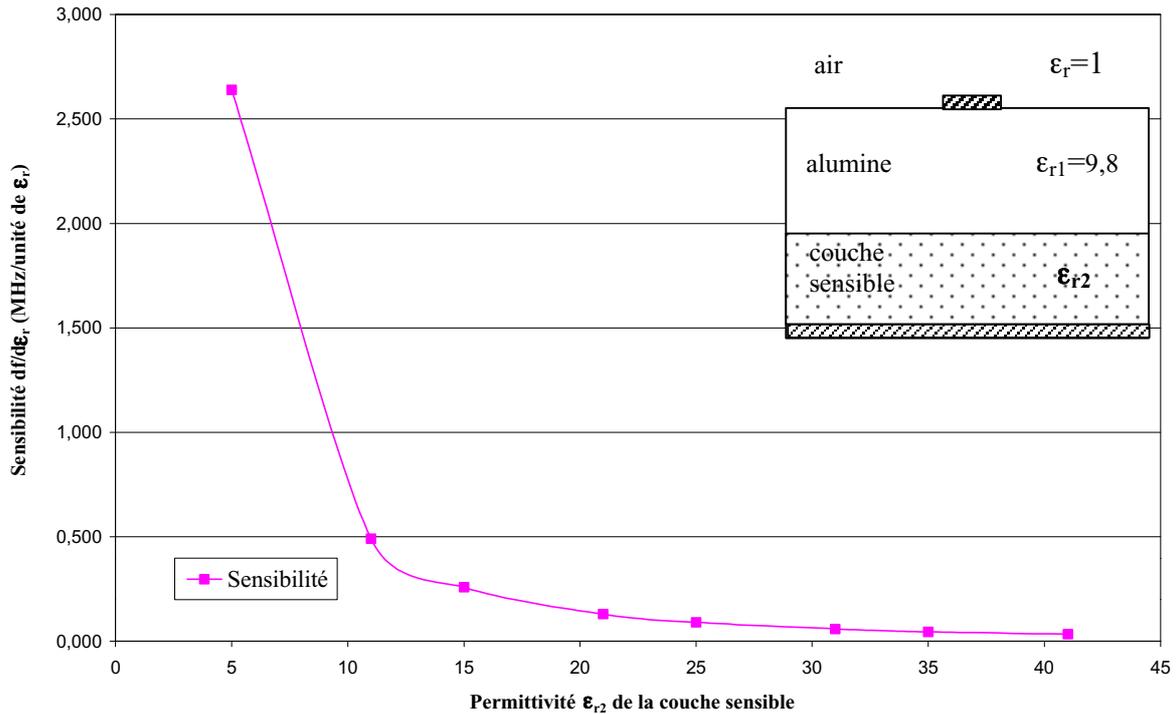


Figure 51 : Sensibilité du capteur (en MHz / unité de  $\epsilon_r$ ) lorsque la couche sensible est dessous, suivant la valeur de permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de cette couche.

### III.2.2.2. Influence de l'épaisseur de la couche sensible.

Comme pour la sur-couche, l'influence de la hauteur de la couche sensible doit être brièvement étudiée. Quelques simulations ont été menées pour une sous-couche de permittivité relative très forte ( $\epsilon_{r2} = 80$ , c'est à dire l'eau) d'épaisseur variant entre 500  $\mu\text{m}$  et 3000  $\mu\text{m}$ . Ces données apparemment excessives sont pourtant raisonnables pour la structure réelle dans laquelle il sera bien difficile en pratique de réaliser une couche de moins de 500  $\mu\text{m}$ . On peut imaginer un "film" d'eau de moindre épaisseur, mais celle-ci devient difficilement contrôlable. La courbe suivante (Figure 52) montre l'évolution de la fréquence de résonance d'un filtre reposant sur ce substrat en fonction de l'épaisseur  $h_2$  de la couche sensible.

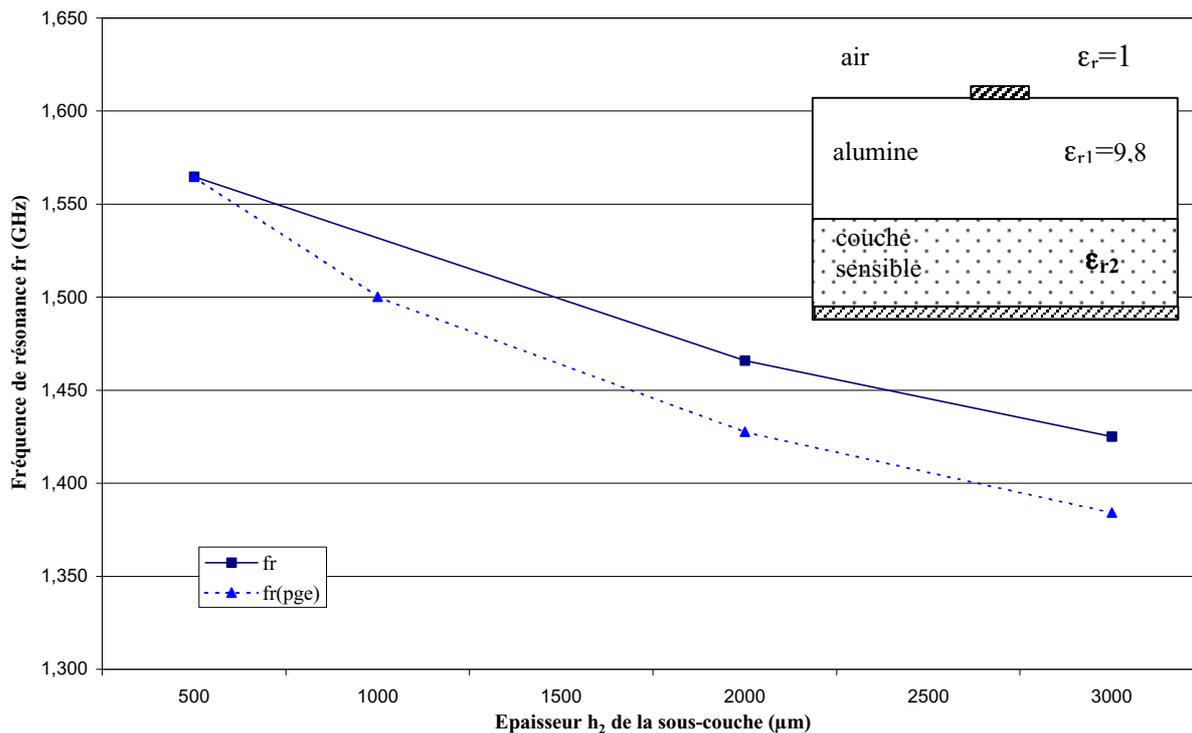


Figure 52 : Evolution de la fréquence d'un résonateur demi-onde en fonction de l'épaisseur de la couche sensible placée dessous. Les pointillés sont relatifs aux résultats du programme variationnel, le trait plein à ceux du simulateur.

Nous constatons généralement une importante variation de la fréquence en fonction de la hauteur  $h_2$  (environ 60 kHz/μm). Les résultats sont différents pour le simulateur et le programme : nous retrouvons ici le défaut du programme constaté lors de la validation (III.1.2) lorsque la couche sensible est très épaisse (plus épaisse que l'alumine elle-même).

### III.2.3. Détection en milieu liquide restreint.

Cette structure répond à deux exigences : la nécessité de maîtriser l'épaisseur de la couche sensible pour suivre les variations de permittivité et le besoin de diminuer le volume de liquide qui constitue cette couche. Deux séries de simulations et calculs ont été effectués : ils diffèrent essentiellement par les épaisseurs des constituants du substrat (Figure 53), dans le souci de se rapprocher de la réalité.

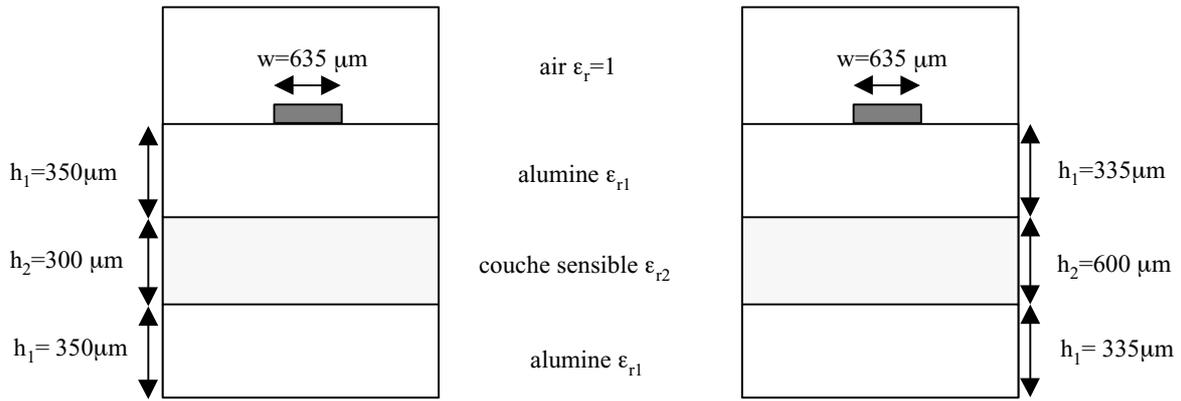


Figure 53 : Géométrie des substrats pour la détection en milieu liquide restreint.

L'évolution de la permittivité effective et de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative de la couche sensible sont présentées ici (Figure 54), les deux courbes correspondant aux deux structures envisagées.

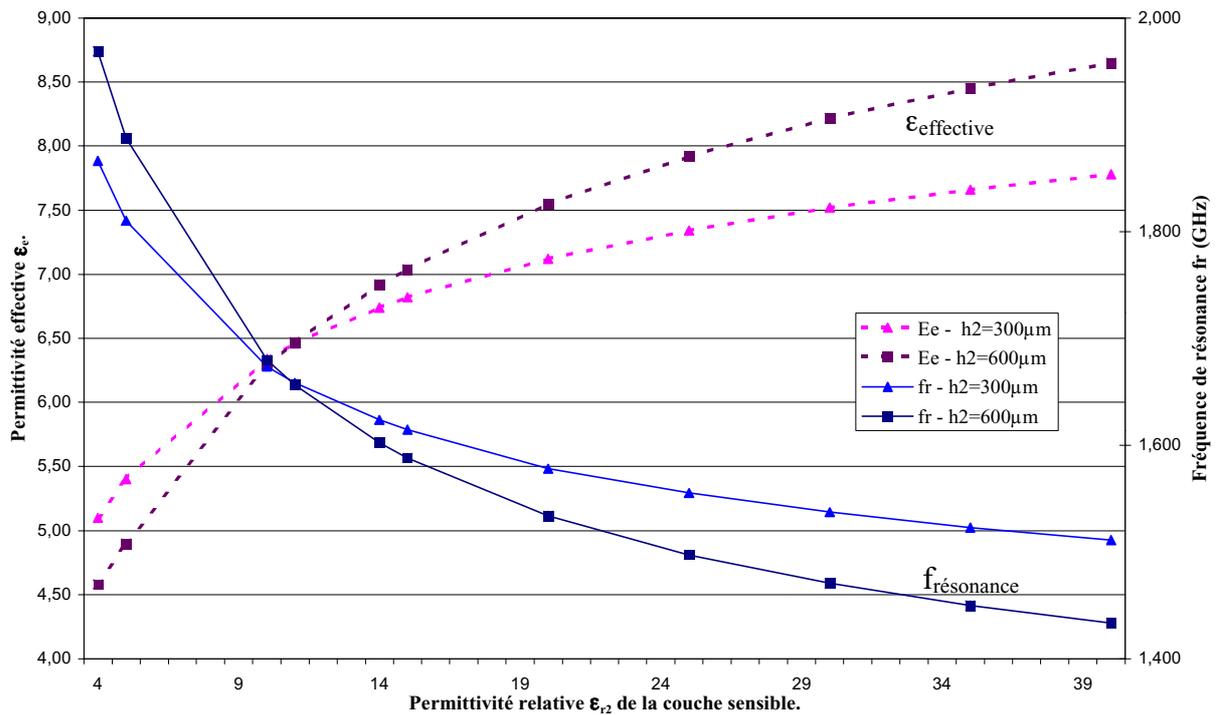


Figure 54 : Evolution de la permittivité effective et de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité de la couche sensible placée au cœur du substrat. Résultats du simulateur en pointillés, résultats du programme variationnel en traits pleins.

La permittivité effective augmente avec la permittivité  $\epsilon_{r2}$  de la couche sensible, mais de façon non linéaire : pour le premier substrat, cette augmentation est de 2,7 lorsque  $\epsilon_{r2}$  passe de 4 à 40 par exemple. Conséquemment, la fréquence de résonance diminue. La sensibilité globale pour le premier substrat vaut ainsi :

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_{r2}} = 9,8 \text{ MHz/unité de } \epsilon_{r2}, \text{ soit } 5760 \text{ ppm/unité de } \epsilon_{r2},$$

et pour le second :

$$s = \frac{\Delta f}{\Delta \epsilon_{r2}} = 14,8 \text{ MHz/unité de } \epsilon_{r2}, \text{ soit } 8700 \text{ ppm/unité de } \epsilon_{r2},$$

La différence de sensibilité entre les deux capteurs s'explique aisément par la grande épaisseur de couche sensible de la deuxième structure ( $h_2 = 600 \mu\text{m}$ , soit la moitié de la hauteur totale du substrat) par rapport à la première ( $h_2 = 300 \mu\text{m}$ , soit le tiers de la hauteur totale). La non-linéarité de la sensibilité apparaît clairement sur les courbes ci-dessous (Figure 55) où nous avons représenté la sensibilité en fonction de la permittivité relative de la couche sensible pour trois lignes résonantes (une demi-longueur d'onde aux fréquences 1,5 GHz, 3 GHz et 6 GHz respectivement).

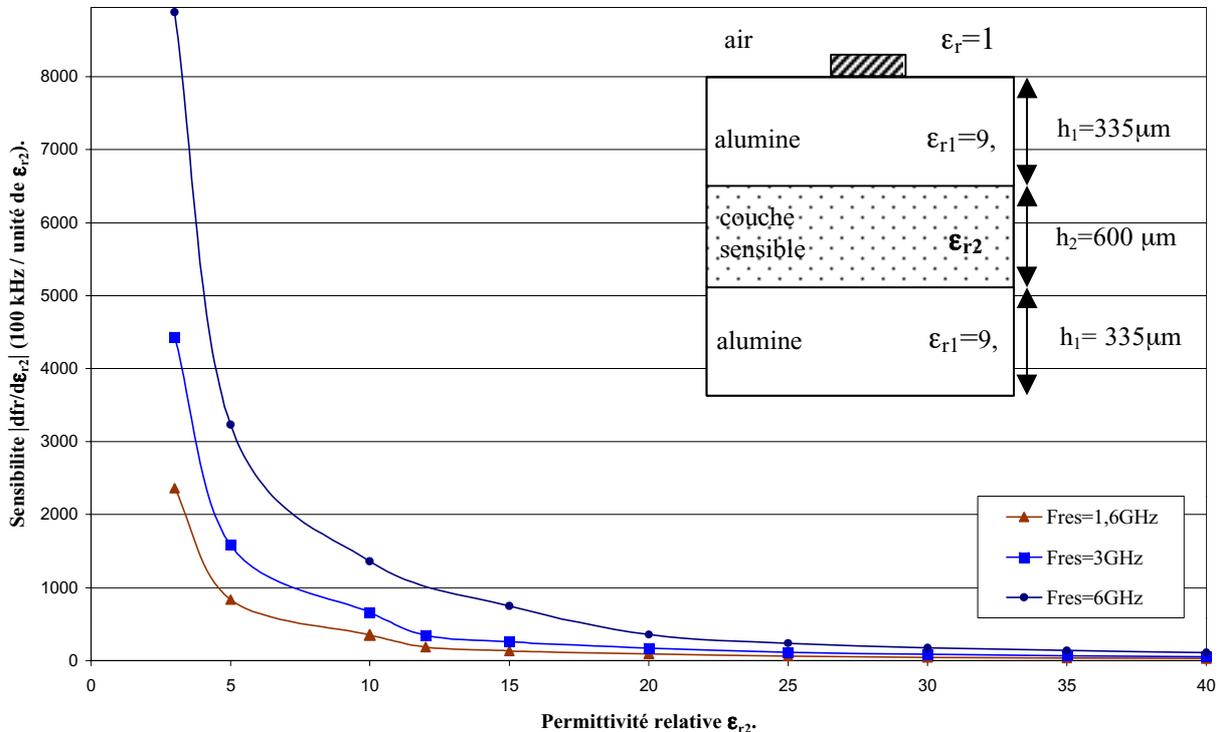


Figure 55 : Sensibilité(100kHz /unité de  $\epsilon_{r2}$ ) de la structure à quatre couches en fonction de la permittivité relative de la couche sensible. L'épaisseur de la couche sensible est  $600\mu\text{m}$ . Les courbes sont paramétrées par la fréquence de résonance.

### III.3. Etude de la variation de perméabilité.

Comme le montrent les équations de Maxwell (Chapitre I), la propagation sur les lignes de transmission dépend aussi de la perméabilité du substrat. Il nous a donc paru intéressant d'examiner la sensibilité de nos structures résonantes à une variation de perméabilité de la couche sensible.

Le filtre 1 (voir Chapitre II) est déposé sur un substrat comportant un support d'alumine (épaisseur 635 $\mu\text{m}$ ) et une couche sensible sous l'alumine (épaisseur 10 $\mu\text{m}$ ). Dans un premier temps, la structure est simulée grâce à HP-Momentum, avec une permittivité du support égale à 1 (c'est à dire aussi neutre que l'air) puis avec  $\epsilon_r \text{ alumine}=10$  (plus proche de la réalité). Pour cette dernière permittivité, les simulations échouent lorsque la perméabilité relative dépasse 2.

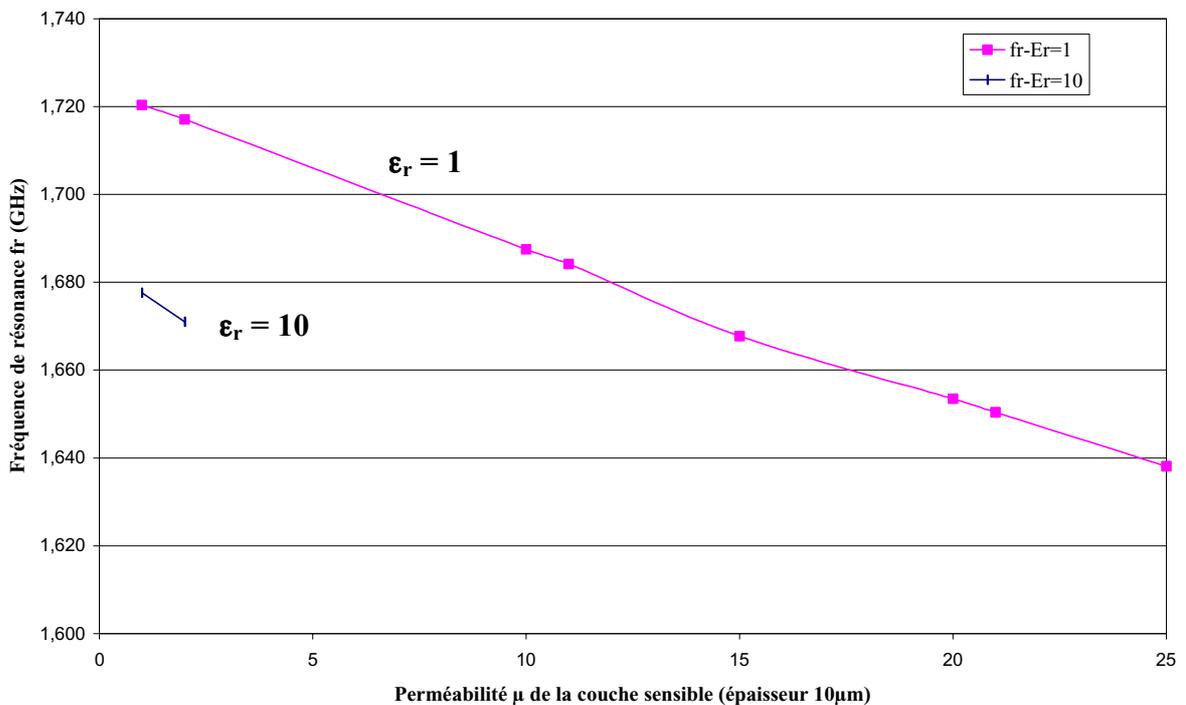


Figure 56 : Evolution de la fréquence de résonance d'un résonateur demi-onde en fonction de la perméabilité relative de la couche sensible, pour une permittivité relative  $\epsilon_r=1$  et  $\epsilon_r=10$ .

La sensibilité à la perméabilité est importante :

$$s = \frac{\Delta f_r}{\Delta \mu} = 3,4 \text{ MHz / unité de } \mu \quad \text{sur une échelle de perméabilité de 1 à 25.}$$

Une détection de présence de microbilles de ferrites dispersées dans une solution est envisagée afin de valider expérimentalement le mode de transduction. Les ferrites ont des perméabilités faibles (1 à 2) en hyperfréquences [3.1] et se comportent comme des diélectriques de permittivité proches de 10 (9 à 16).

#### **III.4. Conclusion sur la sensibilité des structures hyperfréquences.**

Les trois structures de capteurs envisagées montrent de bonnes sensibilités à la variation de permittivité de la couche sensible.

Dans le cas de la détection en milieu gazeux, une structure résonante hyperfréquence munie d'une couche sensible déposée sur le substrat d'alumine est un bon candidat pour détecter la variation de permittivité relative de cette couche.

Dans le cas de la détection en milieu liquide, la couche sensible est placée sous l'alumine ou au cœur du substrat. L'accroissement de permittivité relative de la couche sensible entraîne dans les deux cas une augmentation de la permittivité effective donc une diminution de la fréquence de résonance. La part relative de la couche sensible dans l'épaisseur totale du substrat est plus importante en milieu liquide qu'en milieu gazeux, ce qui permet d'espérer de très bonnes sensibilités.

La sensibilité est non linéaire en fonction de la permittivité de la couche sensible pour toutes les configurations étudiées. Cette sensibilité n'est pas constante sur l'échelle de permittivité considérée : elle est plus importante pour des permittivités proches de celle du substrat d'alumine et elle diminue pour des permittivités plus grandes.

Enfin l'étude concernant la perméabilité montre la possibilité de détections basées sur ces variations.



**CHAPITRE IV :**  
**RESULTATS**  
**EXPERIMENTAUX**  
**ET DISCUSSION.**



## **IV. RESULTATS EXPERIMENTAUX ET DISCUSSION.**

Dans ce chapitre nous abordons le test des capteurs dont la conception et le principe ont été présentés dans les chapitres précédents.

Après une description succincte de la réalisation des filtres, nous présentons leurs performances électriques. Ensuite, ces filtres munis de couches sensibles sont intégrés dans un banc de test constitué d'une chaîne de mesure et d'une ligne à gaz. Nous décrivons ce contexte de mesure dans une première partie avant d'aborder les caractérisations sous gaz et en milieu liquide de nos capteurs.

Dans une deuxième partie, nous nous intéressons à la détection en milieu gazeux. Pour cela, nous nous appuyons sur des polymères déjà utilisés au Laboratoire IXL : des polyimides, habituellement utilisés pour la passivation en microélectronique, qui sont sensibles à l'humidité, et un polysiloxane fonctionnalisé spécifiquement développé pour la détection de composés organophosphorés. Deux buts sont poursuivis à travers ces tests : démontrer la faisabilité du principe de transduction et illustrer les potentialités de ces éléments résonants. Dans un premier temps, la faisabilité du capteur est démontrée à travers l'utilisation d'une couche de polyimide pour la réalisation d'un capteur d'humidité. Les tests sous atmosphère contrôlée permettent d'interpoler les mécanismes de diffusion des molécules d'eau dans la couche de polyimide. Ces tests montrent également que les transducteurs hyperfréquences peuvent servir à évaluer l'évolution de la permittivité relative de la couche sensible en fonction du degré d'hygrométrie. C'est dans cet esprit qu'est abordée dans un deuxième temps l'utilisation d'un polysiloxane fonctionnalisé. Ce polymère est utilisé par mes collègues de l'équipe Capteurs Microsystèmes pour la détection de composés organophosphorés grâce à des dispositifs à ondes élastiques. Afin de mieux comprendre les différents mécanismes d'interactions nous avons appliqué ce matériau à nos dispositifs hyperfréquences dans le cas d'expositions aux composés organophosphorés et à l'humidité.

Enfin la dernière partie présente les travaux effectués sur les capteurs en milieu liquide, depuis la conception de la cellule jusqu'aux tests. le but poursuivi est d'ouvrir le champ d'applications de nos capteurs, en vue de détections dans le domaine (bio)chimique.

## IV.1. Filtres et banc de test.

### IV.1.1. Réalisation et caractérisation électrique des filtres passe-bande.

Des opérations de sérigraphie [4.1] permettent la réalisation des lignes de transmission et du plan de masse des filtres synthésisés au Chapitre II sur un substrat d'alumine de permittivité 9,8. Les encres sont ensuite frittées par cuisson dans un four à passage (profil à 850°C).( Figure 57 )



Figure 57 : Exemple de filtre demi-onde réalisé par des opérations de sérigraphie (filtre référencé f1cc au Chapitre II).

Les filtres sont montés sur un dispositif de test qui permet la réalisation des connexions électriques de type SMA(Figure 58).

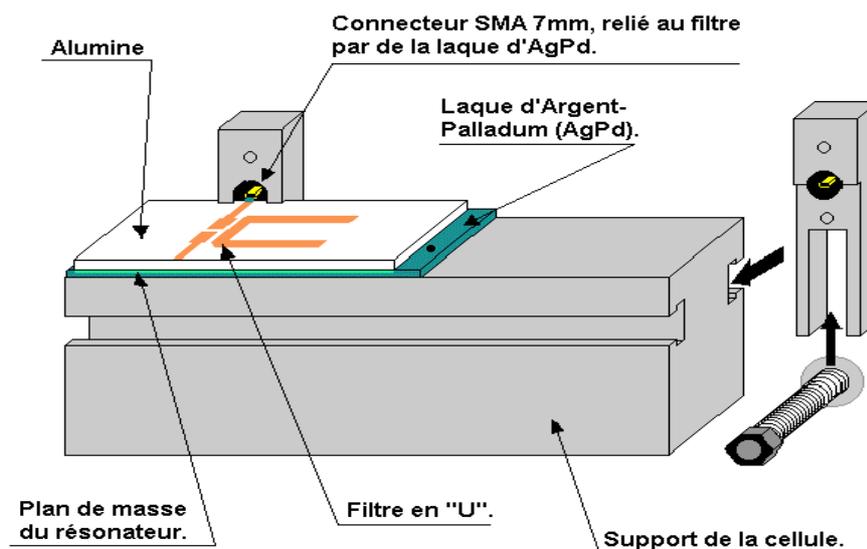


Figure 58 : Exemple de connexion d'un filtre à résonateur demi-onde sur le support.

Les mesures des paramètres de dispersion  $s_{ij}$  sont réalisées à l'aide d'un analyseur de réseau (HP 8753) piloté par le logiciel IC-CAP [4.2]. Ainsi les mesures effectuées à l'analyseur peuvent être transmises sous forme de fichiers lisibles par le simulateur électromagnétique HP-MDS, ce qui facilite la comparaison entre les résultats théoriques du simulateur et les réponses des filtres après réalisation.

Les mesures électriques ont essentiellement porté sur le paramètre  $s_{21}$  de transmission des filtres. Nous présentons ici la réponse obtenue pour un filtre à résonateur en U (Figure 59). Les caractéristiques principales des réponses (gain maximum, bande passante, facteur de qualité) pour les autres filtres sont données en Annexe 6.

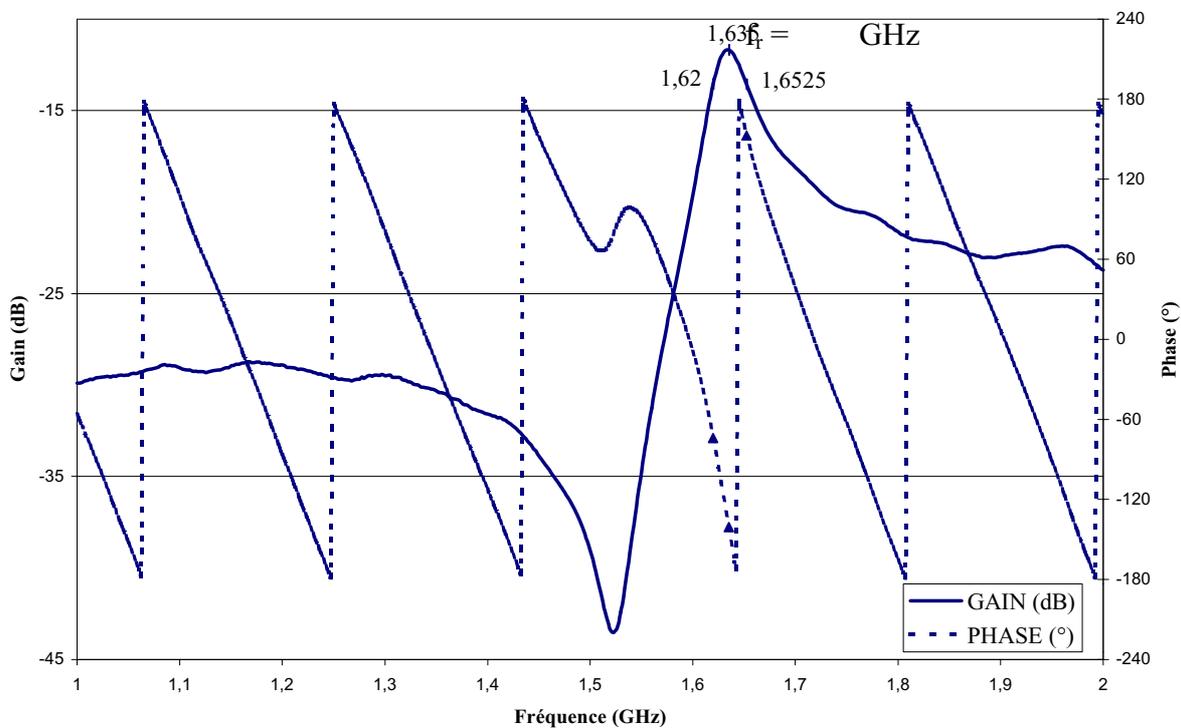


Figure 59 : Module (dB, traits pleins) et phase (°, pointillés) du paramètre de transmission  $s_{21}$  d'un filtre à résonateur demi-onde (référéncé Filtre1 au Chapitre II).

#### IV.1.2. Banc de test.

Le banc de test (Figure 60) se compose de deux parties essentielles, la chaîne d'oscillation qui constitue la partie électrique (chaîne de mesure) et la ligne à gaz, qui permet le test des capteurs sous polluant.

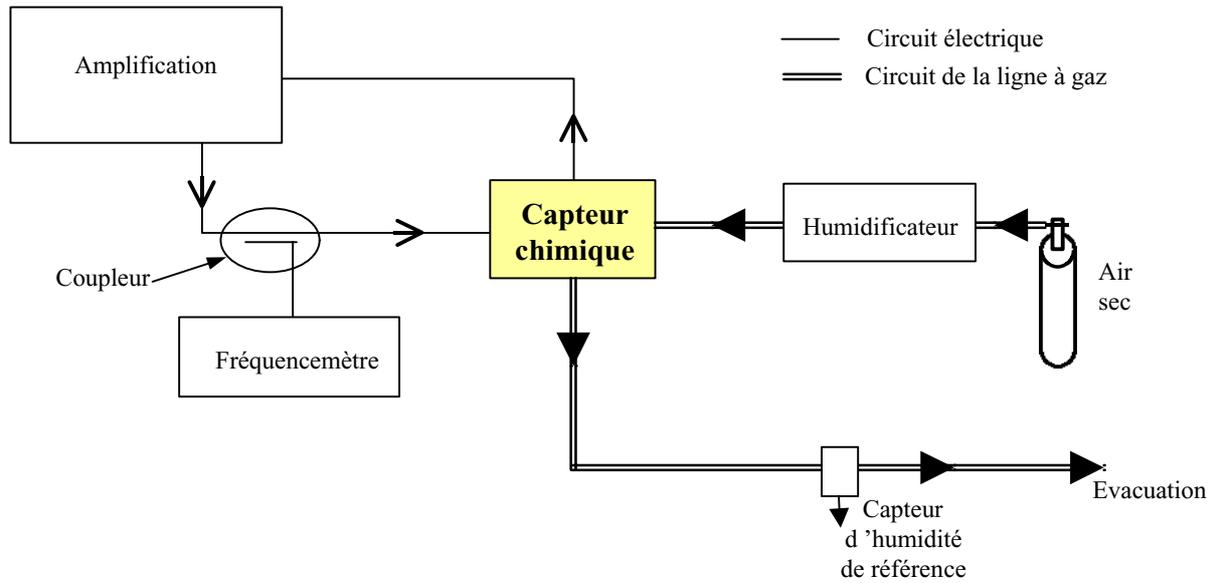


Figure 60 : Synoptique simplifié du banc de test.

#### IV.1.2.1. Chaîne d'oscillation.

Du point de vue électrique, le filtre hyperfréquence constitue l'élément de rétroaction dans une chaîne d'oscillation. Ainsi les changements induits par les phénomènes de détection, sur la phase du paramètre de transmission  $s_{21}$ , sont convertis en variations de fréquence. La boucle doit satisfaire les critères d'oscillation de Barkhausen :

$$\begin{cases} G_{\text{boucle}} = 0 \text{ dB} \\ \varphi_{\text{boucle}} = 0^\circ (2\pi) \end{cases}$$

Ainsi, la chaîne d'oscillation est composée d'un amplificateur et d'un atténuateur, qui constituent à eux deux un amplificateur à gain variable, d'un déphaseur à phase variable qui permet de régler la condition de phase. Un coupleur prélève une faible partie du signal et permet de mesurer la fréquence d'oscillation (Figure 61).

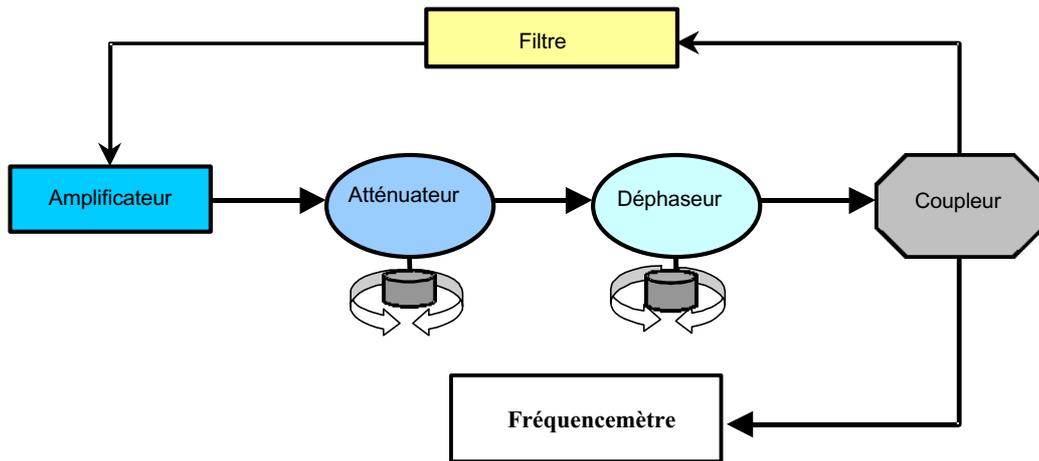


Figure 61 : Chaîne d'oscillation.

Les filtres passe-bande ont été conçus à des fréquences de 1 à 6 GHz, et trois chaînes d'oscillation composées d'éléments différents ont été assemblées, correspondant aux trois fréquences d'études 1,5 GHz, 3 GHz et 6 GHz. Les caractéristiques électriques de ces éléments sont rassemblées en Annexe 7. Notons seulement que la phase de l'amplificateur varie linéairement avec la fréquence et ne change donc pas l'allure imposée par le filtre.

#### IV.1.2.2. Mesures de stabilité en fréquence.

Des mesures ont été effectuées pour étudier la stabilité de ces oscillateurs. Celle-ci fixe le seuil de sensibilité des capteurs et elle contribue à la dérive de la fréquence d'oscillation à moyen terme. Le fréquencemètre électronique HP 5334A, à base de temps thermostatée, est utilisé pour les mesures de fréquences entre 1 et 6 GHz. La stabilité de cet appareil donne une précision de un Hertz sur la mesure effectuée.

Trois types de relevés ont été effectués :

- une acquisition sur un temps relativement court (de l'ordre de la minute) pour évaluer la stabilité à court terme,
- une acquisition sur une heure,
- et une acquisition sur un jour, qui permet d'observer les phénomènes de dérive.

La dérive à court terme est d'environ 3 à 5 kHz sur une seconde; elle est la même sur une minute. La fréquence d'oscillation étant de 1,6 GHz, la stabilité est de 2 à  $3 \cdot 10^{-6}$ . C'est cette valeur qui sera à prendre en compte pour la détermination du seuil de détection des capteurs.

#### IV.1.2.3. Banc de dilution.

Pour effectuer des tests sous humidité, nous avons réalisé une cellule étanche compatible avec les raccordements à la ligne à gaz automatisée du Laboratoire (Figure 62).

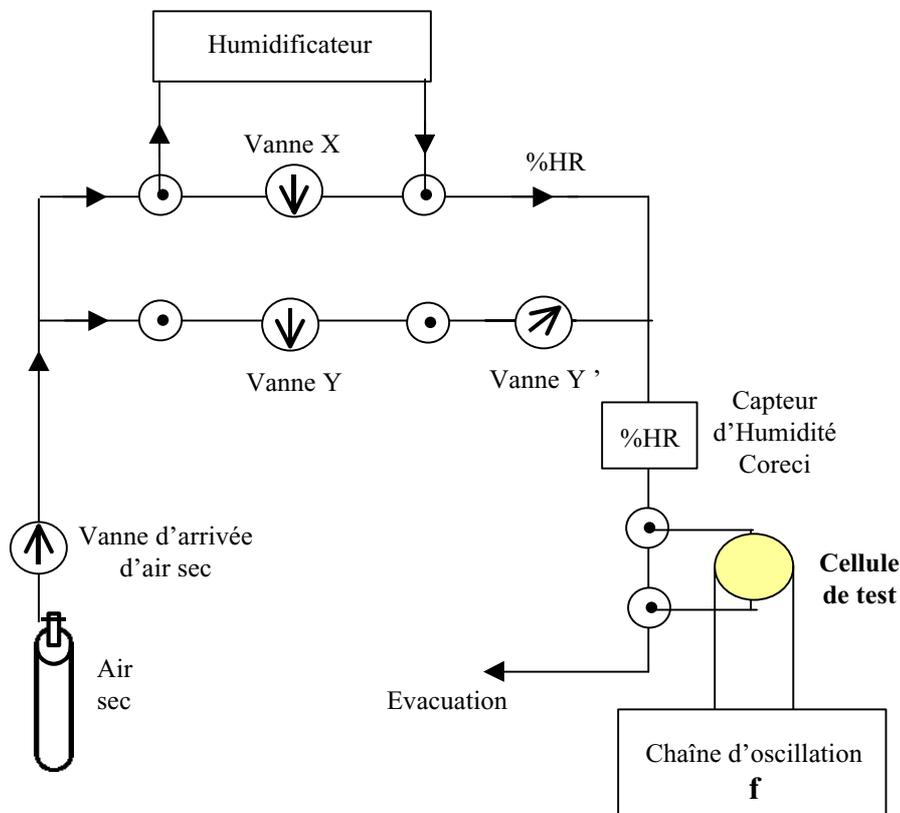


Figure 62 : Synoptique simplifié de la ligne à gaz.

L'humidificateur est constitué d'un ballon contenant de l'eau, placé dans un bain-marie à température régulée. L'air vecteur barbote dans ce ballon et se charge d'humidité suivant la température du bain fixée par l'utilisateur. Deux réglages de l'humidité sont possible sur la ligne à gaz :

- Réglage par la température du bain : par définition, le taux d'humidité  $U$  est le rapport entre la pression partielle de vapeur ( $p_v$ ) et la pression partielle de vapeur saturante ( $p_s$ ) à une température donnée. Une table de pressions partielles de vapeur d'eau permet de trouver la pression partielle de vapeur saturante  $p_s$  en fonction de la température. Pour régler un taux d'humidité  $U$ , la pression partielle de vapeur vaut  $U.p_s$ . La table de pressions partielles de vapeur d'eau permet alors de connaître la température du bain à fixer.
- Réglage par dilution de l'air humide (issu du ballon) dans de l'air sec : les vannes X et Y' permettent de créer des échelons d'humidité de concentration variable. Le flux d'air se divise en effet en deux parties, l'une passe dans la ligne d'air sec contrôlé par la vanne Y' réglable manuellement, l'autre transite par le ballon d'eau de l'humidificateur. L'humidité est ainsi réglable de 0% à 80% d'Humidité Relative, en jouant sur la température du bain et sur la proportion d'air sec. (Figure 62)

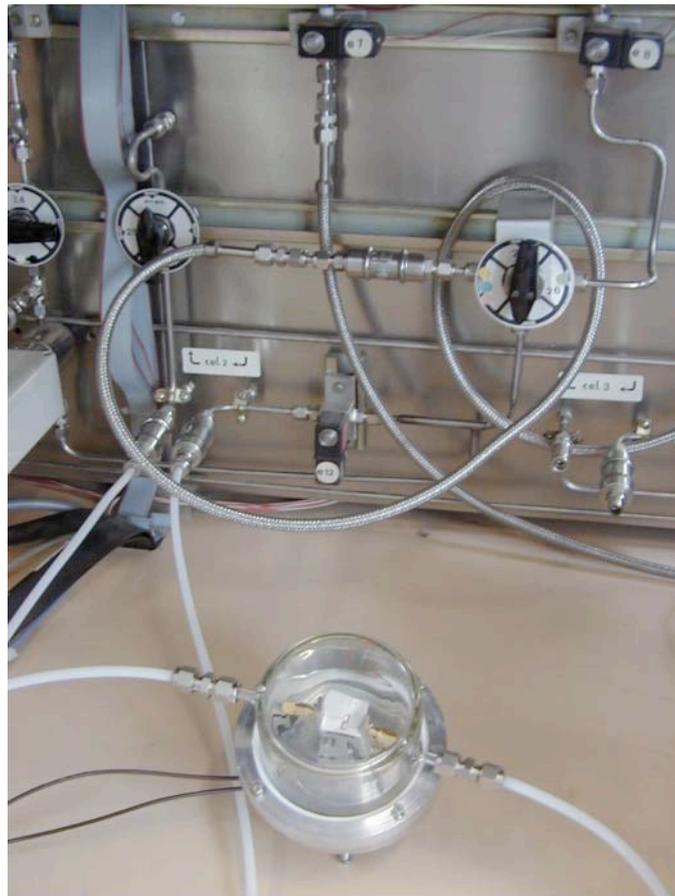


Figure 63 : Photo de la ligne à gaz et de la cellule de détection.

## IV.2. Tests en milieu gazeux.

### IV.2.1. Capteur d'humidité.

Pour démontrer les potentialités des résonateurs hyperfréquences appliqués à la détection de composés chimiques, nous avons choisi de montrer la faisabilité de capteurs basés sur la perturbation de la propagation d'ondes électromagnétiques à travers la détection d'humidité. Conçus et étudiés grâce aux simulateurs, les filtres micro-ondes sont munis de polymères présentant une bonne aptitude à la sorption de molécules d'eau. Les polymères utilisés sont déposés sur les lignes micro-rubans, comme le montre la figure ci-dessous (Figure 64).

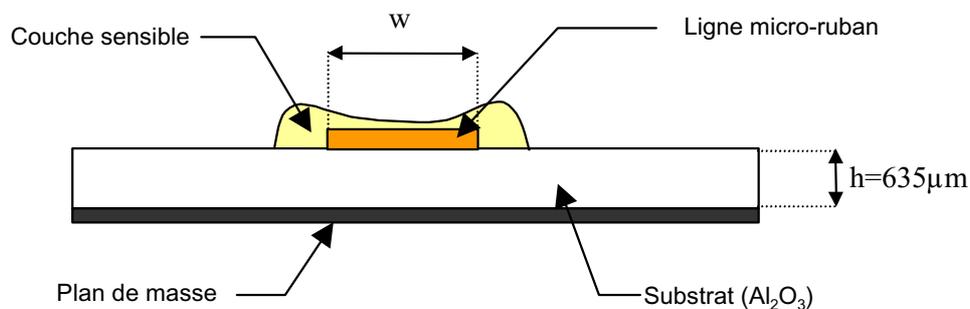


Figure 64 : Vue en coupe simplifiée du milieu de propagation pour les capteurs d'humidité. La couche sensible recouvre largement les lignes micro-rubans, sérigraphiées sur un substrat d'alumine de permittivité 9,8.

Ainsi du point de vue électromagnétique, la structure est composée de trois couches (alumine, couche sensible et air) et les simulations ont montré que si la permittivité de la couche sensible varie, c'est la permittivité effective et donc la fréquence de résonance qui seront modifiées (cf. Chapitre III). Dans cette phase d'étude, notre objectif est donc de valider expérimentalement le concept de détection de nos dispositifs hyperfréquences.

Après une description des couches sensibles, et des présentations d'essais de détections, nous verrons que les résultats obtenus permettent d'analyser la diffusion des molécules d'eau dans la couche sensible.

#### IV.2.1.1. *La couche sensible.*

D'après ce que nous venons de voir, nous allons rechercher un matériau dont la caractéristique essentielle est de présenter une permittivité sensible à l'humidité. Une étude bibliographique nous a orienté vers des polyimides, polymères synthétisés à partir d'anhydrides d'acides et d'amines [4.3...4.8]. Déposés par pulvérisation (spray-coating) ou par centrifugeuse (tournette ou spin-coating), la polymérisation est réalisée par chauffage du précurseur jusqu'aux températures provoquant le chaînage entre monomères (cette température est comprise entre 250°C et 400°C suivant le polymère).

Les polyimides sont employés habituellement en électronique pour réaliser des films isolants entre deux couches de métallisation ou pour protéger les puces avant encapsulation dans les circuits intégrés [4.8]. De nombreux polyimides, dont certains sont photosensibles, ont été synthétisés pour répondre à des exigences particulièrement importantes pour les micro-circuits dans lesquels ils sont utilisés. Ainsi leur résistance thermique et mécanique, leur qualité d'adhésion ou la protection qu'ils offrent aux rayonnements ionisants sont soigneusement améliorées. La constante diélectrique présente un double enjeu dans la synthèse de polyimides de plus en plus performants : elle doit être faible lorsque le polyimide est utilisé en enrobage pour des circuits fonctionnant en hautes fréquences, car les ondes électromagnétiques ne doivent pas se disperser hors du substrat. Cependant les polyimides ont tendance à adsorber l'humidité de l'air, ce qui est très dommageable pour les circuits qu'ils sont censés isoler ou protéger. Non seulement les circuits s'oxydent mais encore la permittivité des polyimides augmente en présence d'humidité, occasionnant des pertes en hyperfréquences.

L'ensemble des publications consultées permet de relever des permittivités à sec (0% d'Humidité Relative) de 2,5 à 3,5 mesurées à 1 MHz, avec des valeurs jusqu'à 4,2 sous 100%HR [4.3, 4.5, 4.8].

Les polyimides choisis sont de bons adsorbants des molécules d'eau. Nous avons sélectionné les matériaux utilisés pour fabriquer des capteurs d'humidité à capacité variable [4.9, 4.10]. Ce sont donc de bons candidats pour constituer une couche sensible à nos filtres hyperfréquences pour la détection d'humidité.

Deux polyimides ont été déjà utilisés au laboratoire comme diélectriques dans les circuits intégrés et pour la réalisation de capteurs d'humidité à capacité variable. Le premier, référencé ULTRADEL™ 4208, présente une permittivité de 2,9 à 1MHz, sa masse augmentant de 0,9% sous une humidité relative de 100%. Le second référencé ULTRADEL™ 7501, est photosensible donc photogravable. Nous avons choisi le polyimide ULTRADEL™ 7501 en raison de sa plus grande sensibilité à l'humidité : 3,4% en masse sous 100%HR.

Les précurseurs sont déposés sur les filtres hyperfréquences à la tournette, les lignes d'accès étant protégées pour permettre un bon contact électrique ultérieur. Pour le polyimide ULTRADEL™ 4208, la polymérisation est effectuée ensuite par chauffage progressif sur plaque et à l'air ambiant, suivant le profil de cuisson préconisé par le fournisseur (Figure 65).

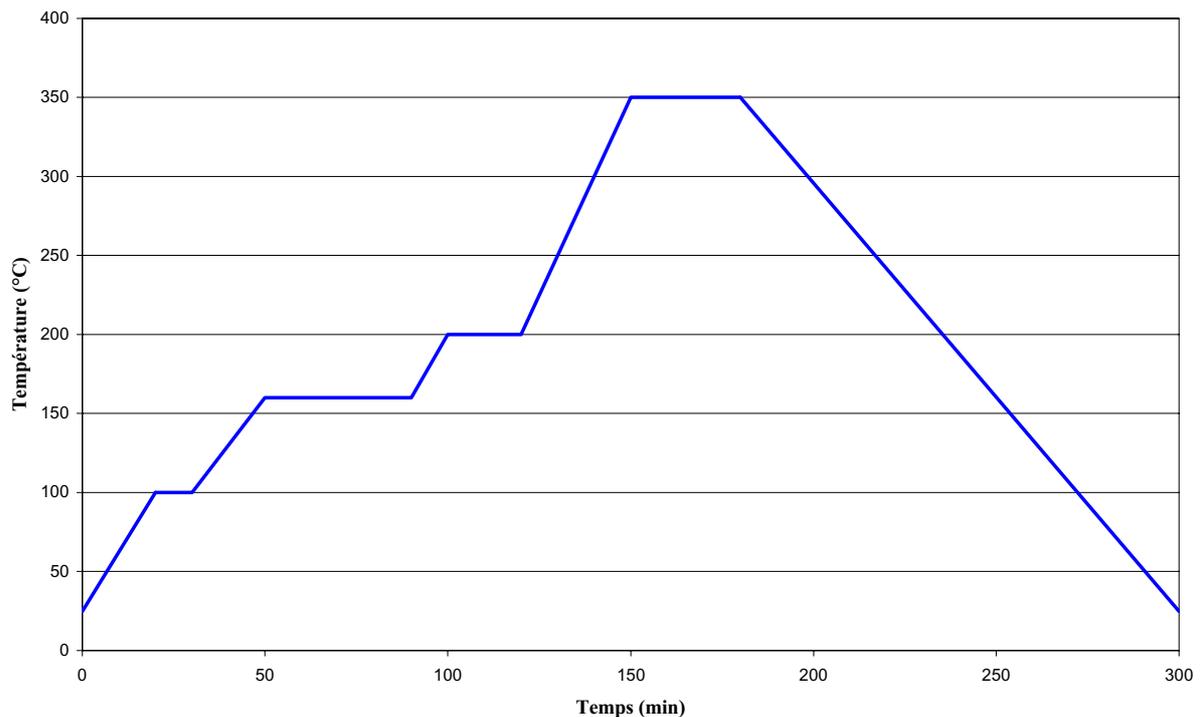


Figure 65 : Profil en température (en fonction du temps) pour la cuisson d'un polyimide (Ultradel™ 4208).

Une mesure d'épaisseur par profilomètre donne 5 à 6µm pour une goutte de précurseur déposée en début d'opération.

Pour le polyimide ULTRADEL™ 7501 photosensible, il est nécessaire d'insoler la couche pour amorcer la polymérisation avant cuisson, celle-ci s'effectuant par conséquent

sous température moins élevée (le palier le plus élevé est à 200°C). L'épaisseur des couches obtenues est comprise entre 2,5 $\mu\text{m}$  et 3 $\mu\text{m}$ .

Nous présentons dans le Tableau 7 les caractéristiques des principales structures réalisées à partir d'un filtre et d'un polyimide.

Nom du filtre	Largeur de la ligne résonante $w(\mu\text{m})$	Nom du polyimide	Epaisseur de la couche $h_2(\mu\text{m})$
<b>Boucle1</b>	500	4208	5
<b>Filtre3</b>	200	4208	5
<b>Filtre1</b>	360	4208	5
<b>Filtre4</b>	610	4208	5
<b>LD17</b>	1100	7501	2,8

Tableau 7 : Les différentes configurations expérimentales.

#### IV.2.1.2. Réponses sous humidité.

##### ▪ Résultats.

Nous présentons ici les résultats obtenus avec un filtre à résonateur demi-longueur d'onde (référéncé filtre 3 au Chapitre II) muni d'une couche de polyimide Ultradel 4208 et tout d'abord la réponse du capteur à un échelon d'humidité de 45 %HR (Figure 66). La courbe d'humidité en fonction du temps est tracée à partir des indications du capteur Coreci intégré dans la ligne à gaz et qui sert de référence. Pour plus de lisibilité, seule la variation de fréquence est portée en ordonnées.

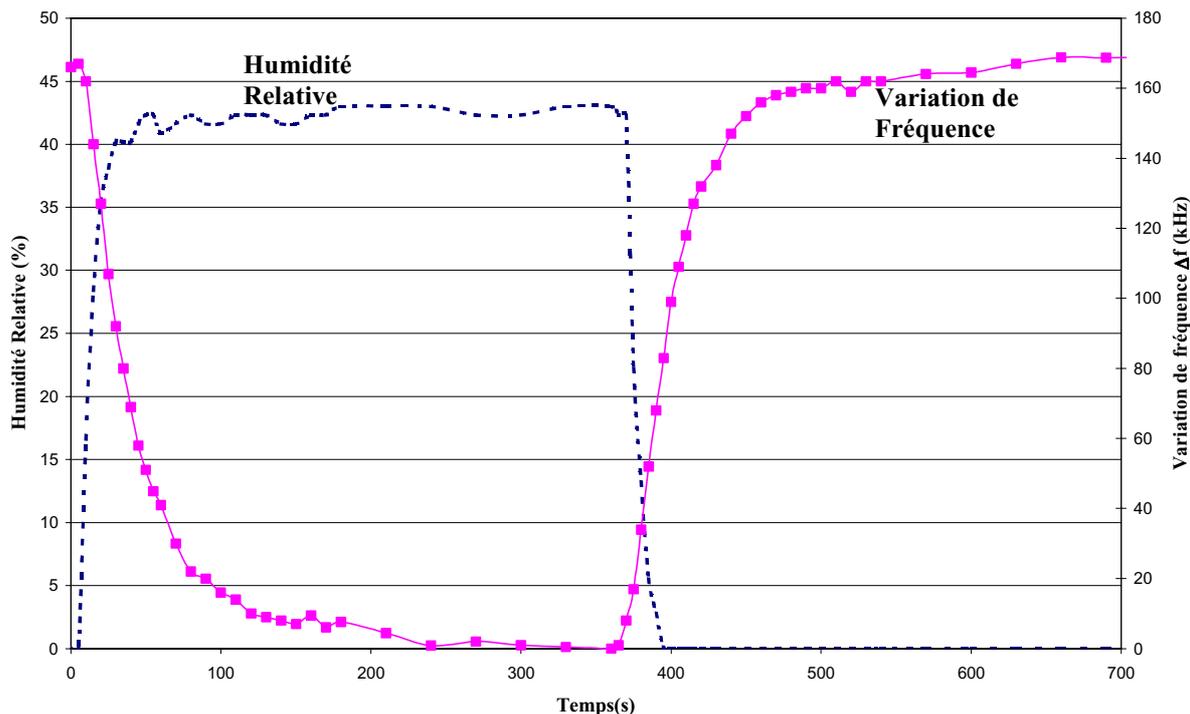


Figure 66 : Réponse typique d'un capteur d'humidité à un échelon d'humidité relative. En fonction du temps : %HR en pointillés; Fréquence d'oscillation, en traits pleins. La fréquence de résonance vaut 1,760540 GHz à 0%HR. Température ambiante, débit d'air : 500cc/min.

La fréquence de résonance diminue lorsque le pourcentage d'humidité relative augmente. L'absorption de l'eau dans le polyimide conduit donc à l'augmentation de permittivité de la couche sensible donc à celle de la permittivité effective. L'augmentation de la permittivité effective entraîne une diminution de la fréquence de résonance, comme nous l'avons prévu lors de l'étude théorique au Chapitre III. Le principe de détection est donc bien validé.

Le temps de réponse (temps de montée : 10% - 90%) du capteur lors de l'augmentation brusque du degré d'hygrométrie vaut 70s, mais doit être corrigé pour tenir compte de la forme de l'excitation (humidité) fournie par la ligne à gaz. Nous choisissons de modéliser cet échelon d'humidité par un retard de 10s. Nous n'observons pas de différence significative entre le temps d'adsorption et de désorption.

La sensibilité est de 5kHz/%HR pour une couche de 5 $\mu$ m d'épaisseur. Les sensibilités pour les autres capteurs d'humidité sont données en Annexe 8.

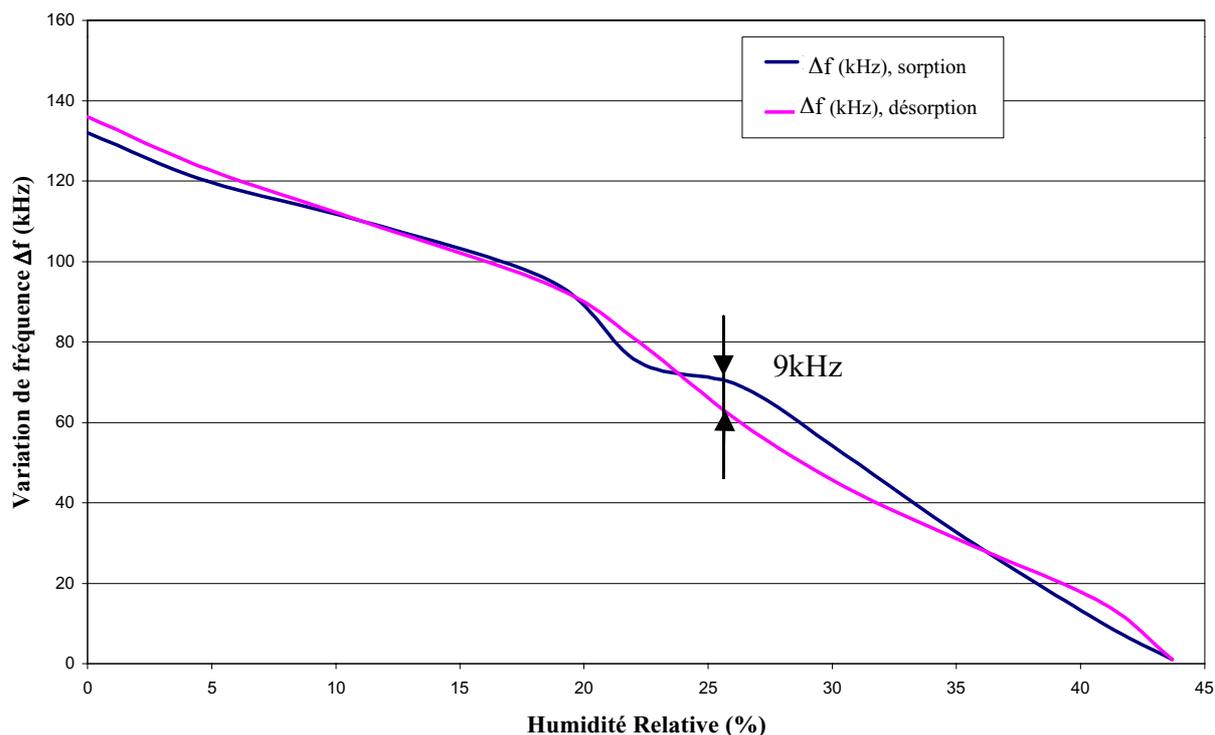


Figure 67 : Fréquence d'oscillation en fonction de l'humidité relative, tracée avec les résultats de la détection présentés sur la figure précédente.

Le tracé de la variation de fréquence en fonction de l'humidité (Figure 67) nous montre une bonne réversibilité : la sorption des molécules d'eau est donc un phénomène totalement réversible dans la couche de polyimide, dans les conditions de l'expérience (à température et pression ambiantes).

▪ **Discussion.**

La constitution des polyimides (voir Figure 68) permet de dresser un inventaire des interactions entre l'eau et la chaîne polymère.

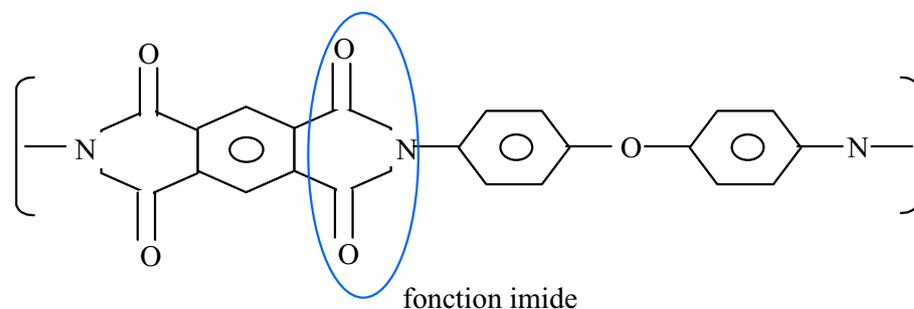


Figure 68 : Exemple de monomère imide, synthétisé à partir d'un anhydride d'acide et d'une diamine.

Nous distinguerons les interactions purement physiques des interactions chimiques. Parmi les interactions physiques, la liaison hydrogène et les forces d'interactions de Van der Waals sont à envisager entre le polyimide et l'eau. En effet, la structure de l'imide révèle de nombreux sites permettant la création de liaisons hydrogène (40 kJ) pour les atomes d'hydrogène de la vapeur d'eau qu'on veut détecter. En particulier, du fait de la répartition du nuage électronique, les atomes d'azote et d'oxygène au niveau de la fonction imide, sont plus électro-négatifs que l'oxygène de l'eau auquel sont liés les atomes hydrogènes de l'eau. Cette liaison hydrogène, de faible énergie, est compatible avec la bonne réversibilité observée. La forte polarité de l'eau permet de supposer aussi des interactions entre dipôles, dont l'énergie est quatre fois plus faible que la liaison hydrogène.

Etant donné la bonne réversibilité obtenue, les interactions chimiques, de fortes énergies, sont peu probables. En effet, la réaction la plus probable avec un imide est l'ouverture de la fonction imide elle-même, entre l'atome d'azote et les atomes d'oxygène voisins. Or la synthèse des imides s'effectue aux alentours de 150°C, ce qui constitue un apport d'énergie beaucoup trop grand pour que la fonction imide soit cassée par l'adsorption d'eau.

#### *IV.2.1.3. Analyse de la réponse du capteur. Evolution de la permittivité $\epsilon_{r,2}$ de la couche sensible.*

Nous souhaitons évaluer le changement de permittivité de la couche sensible lors d'une détection d'humidité. Ceci nous permettra de connaître le comportement diélectrique des polyimides en présence d'eau. L'analyse de la réponse transitoire conduit également à l'étude de la diffusion des molécules d'eau dans ces polymères.

Pour cela il faut décomposer la réponse du capteur (Figure 69), i.e la fréquence en fonction du pourcentage d'humidité, en trois phénomènes élémentaires:

- sorption et interaction : l'humidité fait varier la permittivité relative du polyimide. La constante de diffusion caractérise la cinétique de cette interaction entre le polymère et les molécules d'eau.
- conséquence sur la permittivité : il y a variation de la permittivité effective de la structure,

- effet micro-onde : cette variation de permittivité provoque à son tour la variation de la fréquence de résonance.

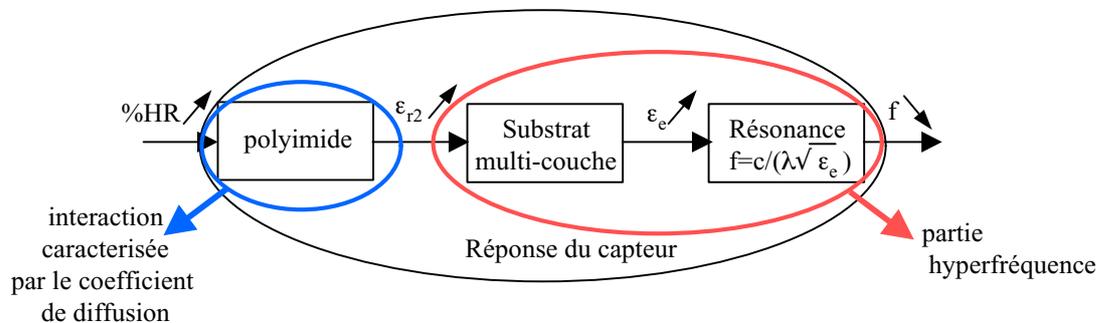


Figure 69 : Décomposition de la réponse du capteur : sorption et interaction, effet sur la permittivité effective et résonance.

Pour déterminer la constante de diffusion  $D$ , nous allons donc établir la relation entre la variation de fréquence et la permittivité relative de la couche sensible qui caractérise la partie hyperfréquence.

Tout d'abord, nous étudions l'évolution de la permittivité effective et de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité de la couche sensible grâce au logiciel HP Momentum et au programme de calcul variationnel, comme cela a été décrit au Chapitre III. Dans la configuration étudiée (filtre3 muni d'une couche d' ULTRADEL™ 4208), c'est à dire pour une épaisseur de couche sensible de  $5\mu\text{m}$  et pour une largeur de ligne résonante de  $200\mu\text{m}$ , nous obtenons les courbes suivantes (Figure 70):

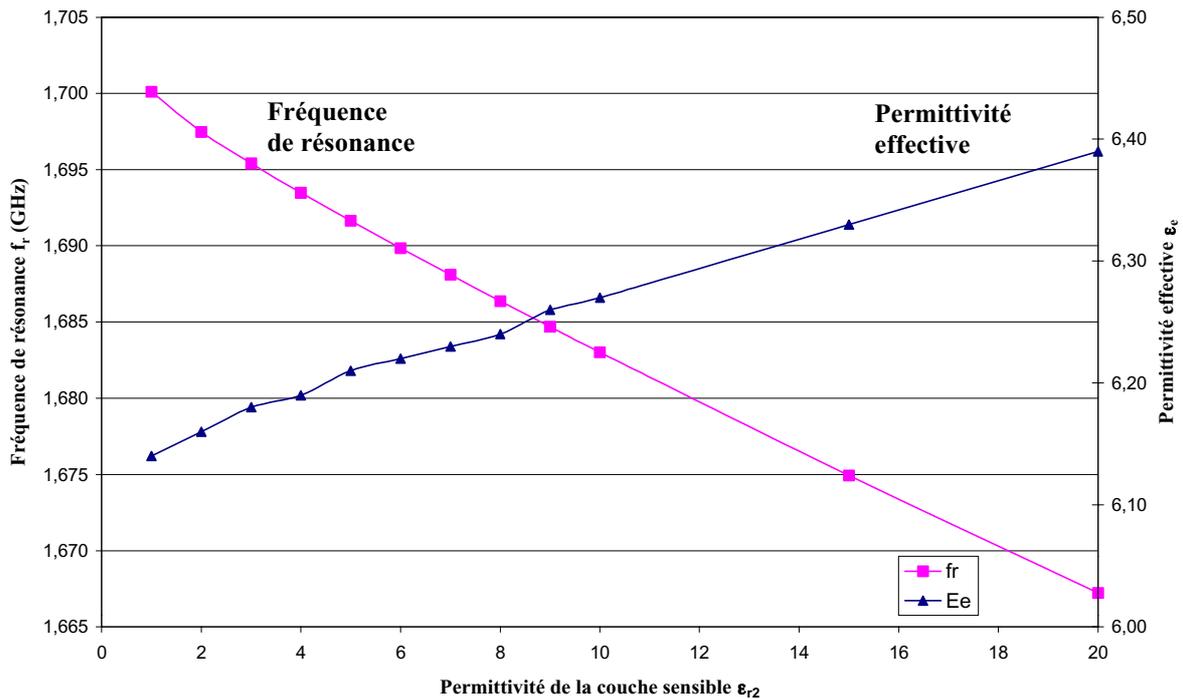


Figure 70 : Evolution de la permittivité effective et de la fréquence de résonance pour une largeur de ligne de  $200\mu\text{m}$  et une couche de polyimide de  $5\mu\text{m}$  d'épaisseur (cas du filtre 3 muni d'une couche de polyimide ULTRADEL™ 4208).

Dans un deuxième temps, nous traçons la variation de permittivité de couche sensible en fonction de la variation de fréquence de résonance. Nous prenons comme fréquence de résonance de référence celle correspondant à la valeur de  $\epsilon_{r2}$  sous air sec mesurée à la fréquence de travail (1,6GHz) qui est inconnue.

La valeur annoncée par le constructeur pour  $\epsilon_{r2}$  vaut 3 à 1MHz, mais doit être mesurée à la fréquence de travail (1,5GHz). Nous avons donc déterminé la valeur de la permittivité relative de la couche en mesurant la fréquence de résonance d'un filtre sans polyimide et ce même paramètre lorsque le filtre est muni de la couche sensible sous air sec (0%HR). La variation de fréquence mesurée correspond à une permittivité relative de la couche  $\epsilon_{r2} = 3$ .

Pour une permittivité relative de la couche sensible  $\epsilon_{r2} = 3$ , la fréquence de résonance de référence vaut  $f_r = 1,695400$  GHz pour le filtre 3 par exemple.

A partir de cette fréquence de référence, nous obtenons ainsi la courbe représentant la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  en fonction de la valeur absolue de variation de la fréquence de résonance, étant bien entendu que la permittivité relative croît lorsque la fréquence baisse (Figure 71).

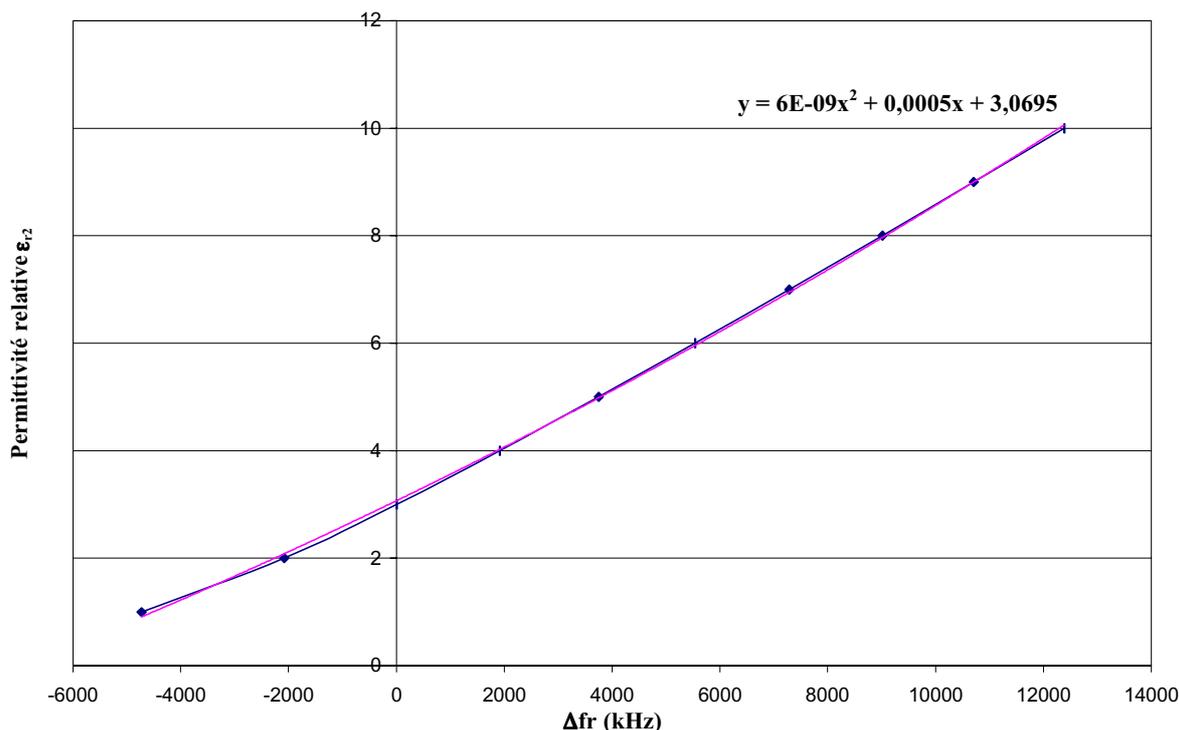


Figure 71 : Calcul de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de la couche sensible en fonction de la variation de fréquence. Les deux courbes superposées sont les résultats du programme de calcul et l'approximation polynomiale du tableau.

La relation  $\epsilon_{r2}$  en fonction de la fréquence de résonance caractérise la partie hyperfréquence de la réponse du capteur. Une interpolation permet d'établir une expression numérique de la fonction qui lie  $\epsilon_{r2}$  à la fréquence de résonance. Bien qu'un polynôme du second ordre ait été employé pour faire cette interpolation, le coefficient du terme de second ordre est négligeable devant le coefficient d'ordre 1. Nous avons ainsi pour les différents cas (Tableau 8 ):

Filtre	Equation $\epsilon_{r2}=f(\Delta f_r)$
boucle1	$\epsilon_{r2}= 0,0009 \Delta f_r + 3,0739$
filtre 3	$\epsilon_{r2}= 0,0005 \Delta f_r + 3,0695$
filtre 1	$\epsilon_{r2}= 0,0007 \Delta f_r + 3,0721$
filtre 4	$\epsilon_{r2}= 0,0011 \Delta f_r + 3,0741$
LD17	$\epsilon_{r2}= 0,0030 \Delta f_r + 3,0848$

Tableau 8 : Relation entre la permittivité relative du polyimide et la valeur absolue de variation de la fréquence de résonance.

Comme dans le domaine de fréquence (1 à 2 GHz) et de permittivité (quelques unités à quelques dizaines), la relation entre  $\Delta f_r$  et  $\epsilon_{r2}$  est de type linéaire, la variation de permittivité de la couche sensible est proportionnelle à la fréquence au facteur d'échelle près (Figure 72).

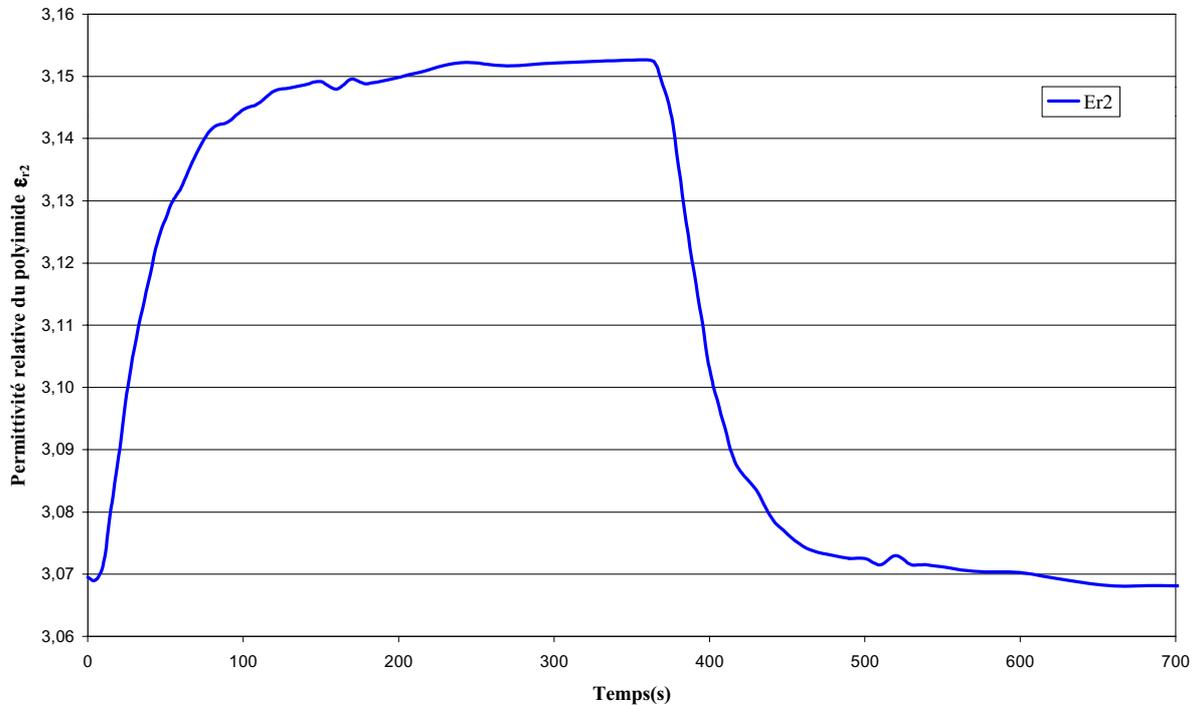


Figure 72 : Evolution de la permittivité relative  $\epsilon_{r2}$  de la couche de polyimide lors d'une détection d'humidité.

#### IV.2.1.4. Détermination du coefficient de diffusion $D$ .

La constante diélectrique caractérise la couche sensible et son comportement lors de la diffusion des molécules d'eau dans le polyimide. Nous pouvons donc étudier à partir de cette caractéristique la diffusion de l'eau dans la couche.

- *Quelques éléments de théorie.*

Le phénomène de sorption des molécules d'eau dans la couche de polyimide est supposé être géré par un mécanisme de diffusion. L'interface couche sensible / alumine constitue pour ce mécanisme une barrière de diffusion car le substrat d'alumine peut être considéré comme une membrane imperméable en première approximation (Figure 73).

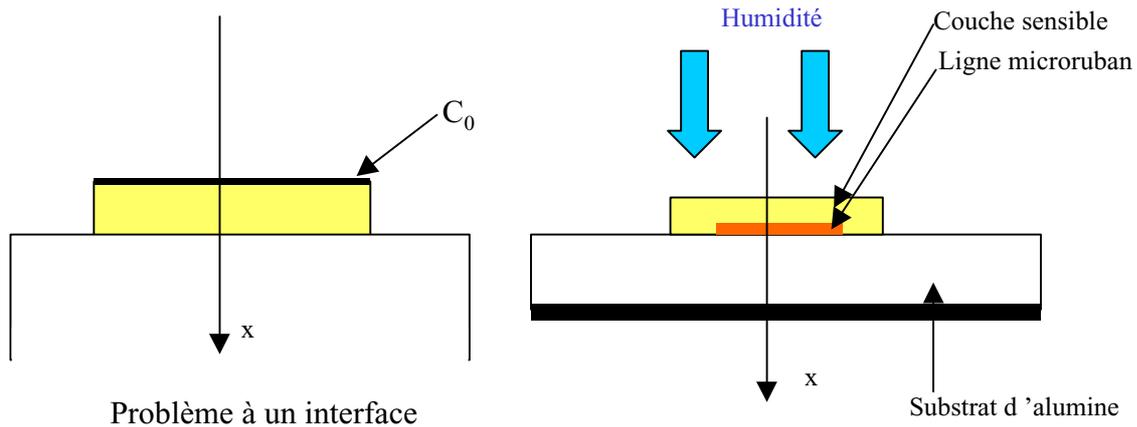


Figure 73 : Dessin de la couche avec l'axe des  $x$ , le flux d'humidité et la concentration  $C_0$ .

D'après J.Cranck [4.11], pour une diffusion dans une couche d'épaisseur constante, la loi de Fick est donnée par l'expression suivante :

$$\frac{\partial C}{\partial t} = D \frac{\partial^2 C}{\partial x^2} \quad (1),$$

où  $C$  est la concentration des molécules qui diffusent,

et  $D$  le coefficient de diffusion (en  $\text{m}^2 \cdot \text{s}^{-1}$ ),

avec les conditions aux limites :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial C}{\partial x} = 0 \quad \text{pour } x = 0, \\ C = 0 \quad \text{à } t = 0, \\ \text{et } C \text{ à la surface} = C_0 = \text{constante} \end{array} \right.$$

Il faut souligner qu'en toute rigueur, dans les polymères,  $D$  dépend de la concentration en espèces à adsorber. Nous admettons pour la suite que le coefficient de diffusion  $D$  est constant.

La diffusion suit une loi de Fick [4.11] si la réponse du capteur en fonction de la racine carrée du temps ( $f = \sqrt{t}$ ) a une allure linéaire à l'origine.

Dans le cas particulier où le coefficient de diffusion  $D$  est une constante,

$$C = \frac{A}{\sqrt{t}} \exp\left(-\frac{x^2}{4D}t\right) \quad \text{est solution de l'équation (1).}$$

$A$  dépend de la distribution initiale des espèces.

On peut également chercher une solution de l'équation (1) par la méthode de séparation des variables, en posant :

$C = X(x) T(t)$ , qui fournit des solutions de la forme :

$$C = \sum_{m=1}^{\infty} (A_m \sin \lambda_m x + B_m \cos \lambda_m x) \exp(-\lambda_m^2 Dt),$$

où  $A_m$  et  $B_m$  sont déterminés par les conditions initiales.

Dans notre cas, il s'agit d'une diffusion dans un espace limité par deux demi-plans ( $x = -\ell$  et  $x = \ell$ , si  $2\ell$  est l'épaisseur de polyimide) et la distribution initiale des espèces dans le polyimide est  $f(x)=0$  (pour  $-\ell < x < \ell$ ) à  $t=0$ , la surface étant elle-même à la concentration nulle. Si nous considérons de plus que la hauteur de la cellule où est présente la vapeur d'eau est très grande devant l'épaisseur du polyimide, le rapport entre la masse de molécules  $M(t)$  diffusées au temps  $t$  et  $M_\infty$  leur masse à  $t=\infty$  vaut :

$$\frac{M(t)}{M_\infty} = 1 - \sum_{n=0}^{\infty} \frac{8}{(2n+1)^2 \pi^2} \exp\left\{ \frac{-D(2n+1)^2 \pi^2 t}{4l^2} \right\} \text{ pour une concentration } C_0 \text{ (problème à une face),}$$

- *Détermination du coefficient de diffusion pour les polyimides utilisés.*

Denton, Day, Priore et Senturia [4.12] ont montré que la capacité d'un condensateur plan, dont le diélectrique est un polyimide, varie linéairement en fonction de la masse d'eau adsorbée. Ainsi, comme cette capacité est proportionnelle à la permittivité du diélectrique ( $C = \frac{A\varepsilon}{d}$  où  $\varepsilon$  est la permittivité du diélectrique,  $A$  une constante géométrique et  $d$  l'épaisseur du diélectrique), la variation de permittivité relative est proportionnelle à la masse d'eau absorbée :

$$M = k \varepsilon$$

Nous pouvons donc reprendre les expressions de l'évolution en masse établies par J. Crank [4.11] pour la permittivité relative de la couche sensible.

La pente à l'origine de la permittivité relative (image de  $M(t)/M_\infty$ ) en fonction de la racine carrée du temps est la pente initiale de la loi de Fick :

$$p = \frac{4}{h} \left( \frac{D}{\pi} \right)^{1/2} \varepsilon_{\infty} \text{ en raisonnant sur la permittivité,}$$

où  $h = 2 \ell$  est la hauteur du polymère,

$D$  le coefficient de diffusion,

$\varepsilon_{\infty}$  la valeur finale de la permittivité relative du polymère.

La réponse de notre capteur d'humidité en fonction de la racine carrée du temps est donnée à la Figure 74.

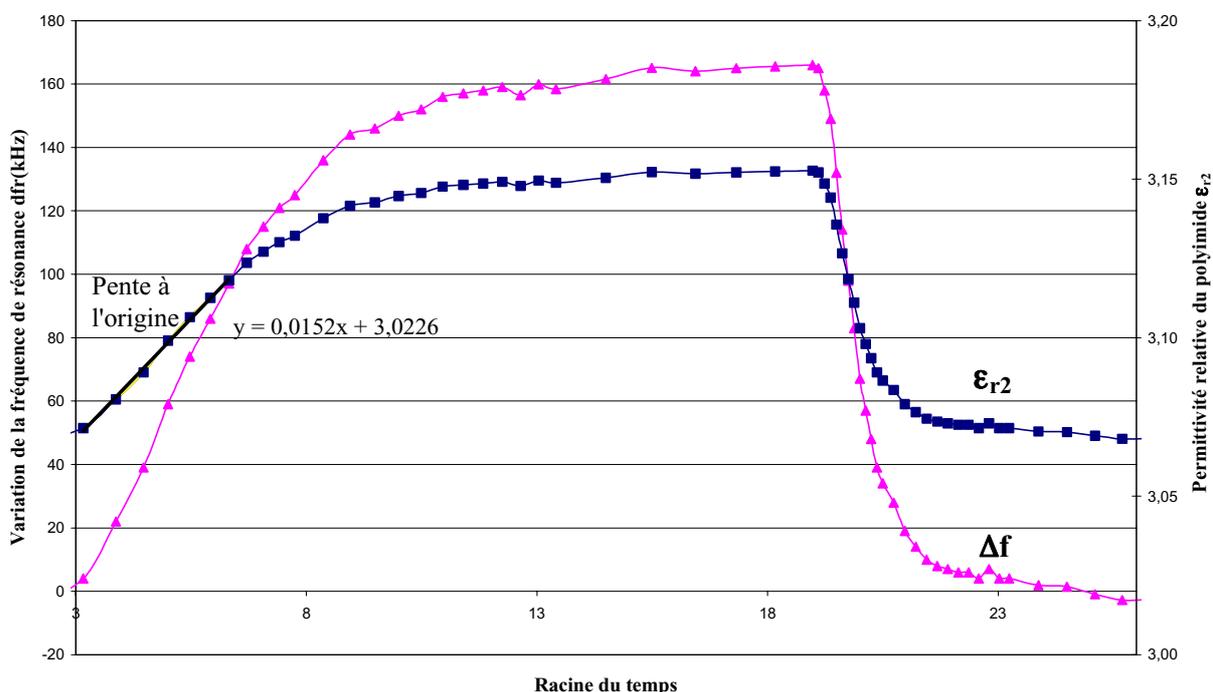


Figure 74 : Evolution de la fréquence de résonance (points triangulaires) et de la permittivité relative de la couche sensible  $\varepsilon_{r2}$  (points carrés) en fonction de la racine du temps lors de la détection d'un échelon d'humidité.

Nous reconnaissons une évolution de type loi de Fick (réponse de type premier ordre dans le tracé  $\varepsilon_{r2}$  en fonction de racine carrée du temps) dont la pente à l'origine (en A/Vm), lue sur le graphique  $\varepsilon_{r2} = f(\sqrt{t})$ , permet de calculer le coefficient de diffusion.

$$D = \pi \left( \frac{p}{\varepsilon_{\infty}} \frac{h}{4} \right)^2$$

Pour chaque capteur d'humidité, nous obtenons donc le coefficient de diffusion en réponse à un échelon de 45% d'humidité relative en phase de sorption (Tableau 9).

Filtre	Coefficient de diffusion $D(m^2.s^{-1})$	
boucle1	$1,5.10^{-16} m^2.s^{-1}$	} ULTRADEL <sup>TM</sup> 4208
filtre 3	$1,1.10^{-17} m^2.s^{-1}$	
filtre 1	$5,1.10^{-17} m^2.s^{-1}$	
filtre 4	$5.10^{-16} m^2.s^{-1}$	
LD17	$2,2.10^{-15} m^2.s^{-1}$	} ULTRADEL <sup>TM</sup> 7501

Tableau 9 : Coefficients de diffusion des molécules d'eau pour les deux polyimides utilisés pour 45% d'Humidité relative.

Le coefficient de diffusion obtenu pour les quatre premiers capteurs avec le polyimide ULTRADEL<sup>TM</sup> 4208 est compris entre  $5.10^{-17} m^2.s^{-1}$  et  $5.10^{-16} m^2.s^{-1}$ , soit un même ordre de grandeur. Par contre, pour le second polyimide (ULTRADEL<sup>TM</sup> 7501), la cinétique de la sorption est plus importante.

En réalisant des tests à différents pourcentages d'humidité relative, nous constatons que plus la concentration en vapeur d'eau est grande, plus la variation de fréquence est importante (Figure 75), montrant une sensibilité évaluée à 4kHz/%HR soit 2,5ppm/%HR. Cette sensibilité est quasi-linéaire pour la gamme d'échelons d'humidité considérés, car ils correspondent à des variations relativement faible de permittivité relative (quelques pour-cent de la valeur initiale de  $\epsilon_{r2}$ ) et dans une zone de permittivité assez restreinte de la couche sensible (entre 3 et 3,5) pour lequel nos simulations ont prévu cette linéarité (cf. Chapitre III).

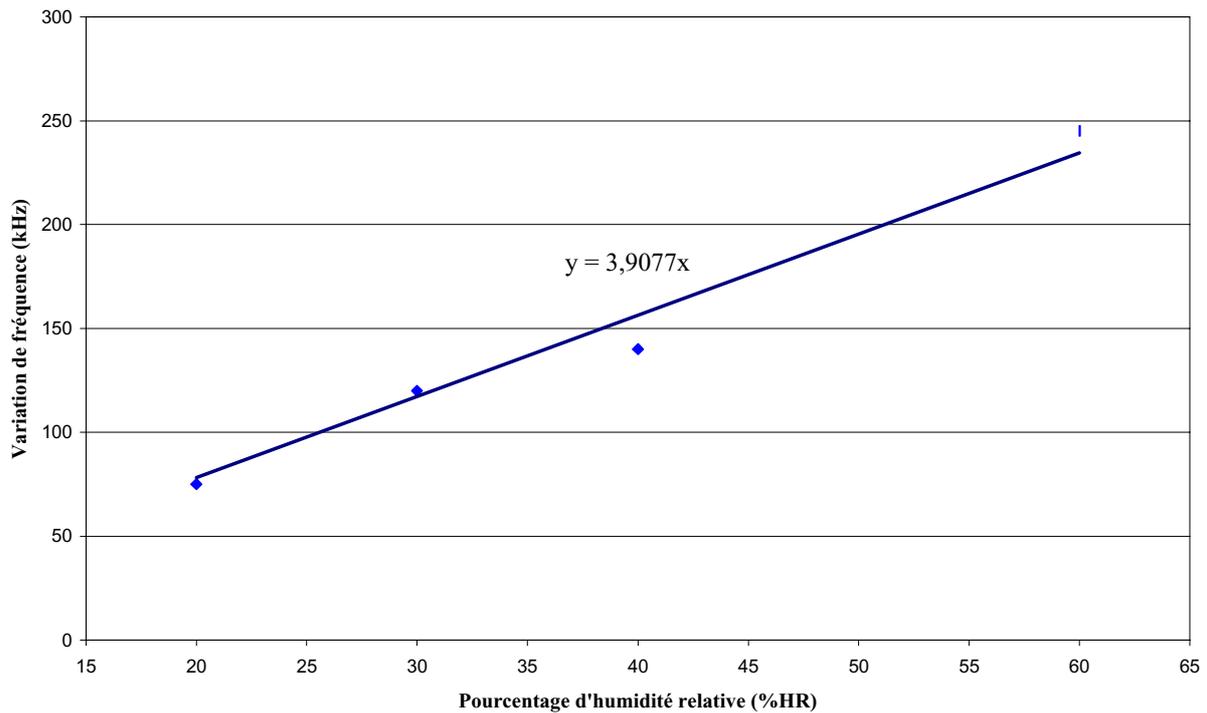


Figure 75 : Sensibilité d'un capteur d'humidité (constitué du filtre référencé 1 et d'une couche de  $5\mu\text{m}$  de polyimide ULTRADEL™ 4208).

En effectuant le calcul du coefficient de diffusion comme précédemment, c'est à dire en supposant qu'il s'agit d'une caractéristique intrinsèque au polymère, nous obtenons seulement une estimation du coefficient. Ces essais font apparaître des coefficients de diffusion non constants par rapport à la concentration d'humidité, ce que laissait supposer les travaux de J. Crank sur les polymères et qui correspond bien au phénomène observé. Cette remarque concerne plus spécialement les polymères composés de chaînes de quelques centaines de monomères, ce qui est le cas pour les polyimides utilisés. Il est cependant intéressant d'observer la dépendance du coefficient de diffusion vis à vis de la concentration en vapeur d'eau (Figure 76).

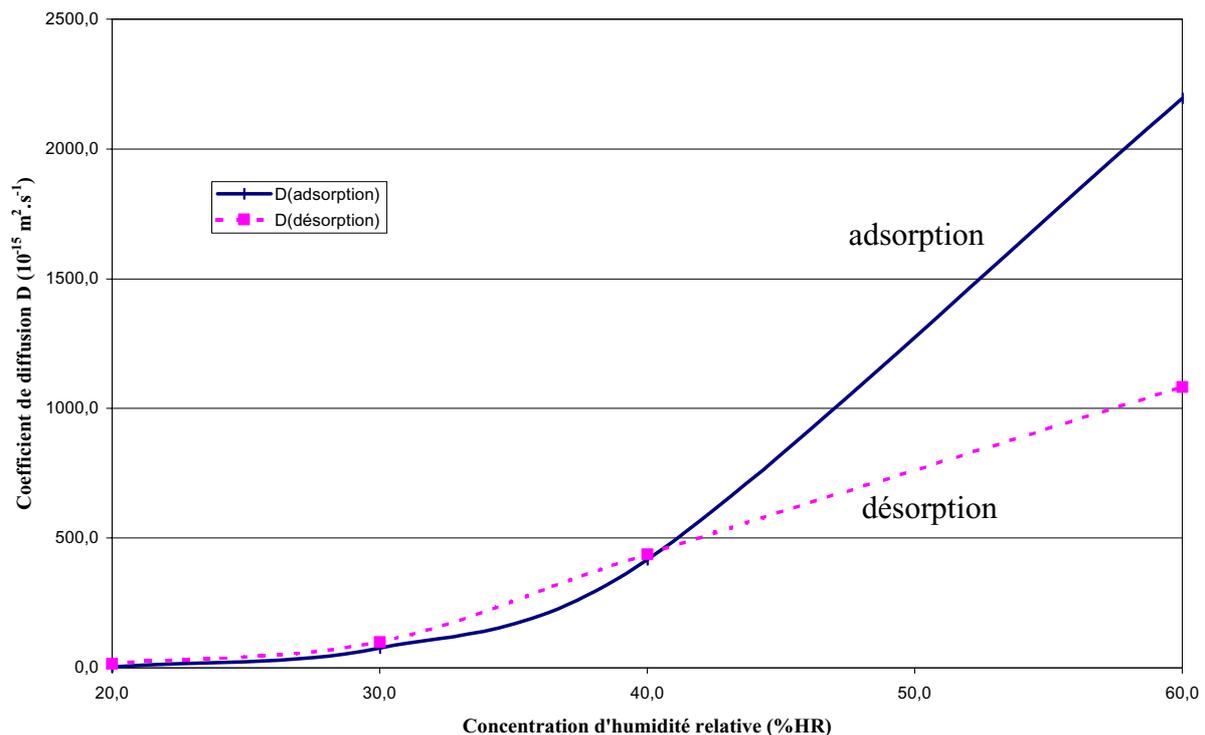


Figure 76 : Variation du coefficient de diffusion en fonction de la concentration en humidité relative. En traits pleins pour l'adsorption, en pointillés pour la désorption. Résultats pour le capteur constitué du filtre 1 et du polyimide ULTRADEL™ 4208.

Pour les concentrations les plus faibles ( $\leq 40\%$  HR), la désorption est toujours plus rapide que la sorption, cette tendance s'inversant pour les concentrations d'humidité les plus importantes. Dans le cas de la sorption comme de la désorption, le coefficient de diffusion montre une dépendance directe et monotone à la concentration en humidité relative.

Nous avons donc montré par la réalisation de capteurs d'humidité la validité du principe de détection de présence de vapeur par la mesure d'une fréquence de résonance. Ces capteurs nous ont aussi permis d'étudier la diffusion des molécules d'eau dans le polyimide et de montrer que la cinétique de cette diffusion dépend de la concentration de vapeur d'eau qu'on veut détecter.

Ce résultat ouvre de nouvelles potentialités pour nos transducteurs : ils permettent en effet d'évaluer l'évolution des propriétés électromagnétiques d'un matériau.



Sa permittivité relative sous air sec est d'environ 4. Les tests que nous allons effectuer ont pour but de déterminer si cette permittivité varie en présence de composés organophosphorés. Le polysiloxane a été conçu pour présenter une grande affinité à ces composés.

La sensibilité d'une couche sensible à un polluant donné est exprimée par le coefficient de partage  $K$  égal au rapport de la concentration  $C_s$  de l'analyte absorbé par le polymère par la concentration  $C_v$  de l'analyte en phase vapeur. Si nous supposons que la réponse du capteur, quel qu'en soit le type, effet de masse ou variation de permittivité relative, est proportionnelle à ce coefficient  $K$ , nous pouvons calculer pour le polysiloxane les sensibilités pour le composé organophosphoré choisi, le DMMP (diméthylméthylphosphonate) et l'eau. Les différents types d'interactions susceptibles d'intervenir permettent d'exprimer le logarithme du coefficient de partage  $K$  sous la forme d'une équation de type LSER (pour "Linear Solvation Energy Relationship"):

$$\log K = c + rR_2 + s\pi_2^* + a\alpha_2^H + b\beta_2^H + \ell \log L^{16}$$

Les coefficients  $c, r, s, a, b, \ell$  sont relatifs au polysiloxane et les termes  $R, \pi, \alpha, \beta, L$  à l'analyte, c'est à dire au gaz. L'intérêt de cette équation est que le coefficient de partition  $K$  peut être déterminé par chromatographie en phase gazeuse inverse [4.15].

Le terme  $rR$  rend compte d'interactions de dispersion entre le polymère étudié et des espèces à électrons fortement polarisables.  $\pi$  mesure la polarité du soluté et reflète l'existence d'éventuelles interactions de type polaire avec l'analyte. Les termes  $a\alpha$  et  $b\beta$  mesurent les interactions acides et basiques potentielles. Enfin  $\ell \log L$  rend compte des forces de dispersion (création et réarrangement de cavités au sein du solvant)(Tableau 10 ).

Coefficients	Polysiloxane	Polluants/Analyte coefficients	Eau	DMMP
$c$	-0,296			
$r$	-1,161	$R_2$	0	0,22
$s$	1,325	$\pi_2^*$	0,45	0,83
$a$	0,971	$\alpha_2^H$	0,82	0
$b$	4,785	$\beta_2^H$	0,35	0,81
$\ell$	0,674	$\log L^{16}$	0,26	3,97

Tableau 10 : Coefficients caractéristiques du polysiloxane et des analytes.

Le calcul des produits des coefficients polymère-gaz permet de discerner les phénomènes prépondérants dans la sensibilité du capteur. Ici deux vapeurs sont comparées, H<sub>2</sub>O et DMMP (Tableau 11 ).

<b>Interaction</b>	<b>Polysiloxane/DMMP</b>	<b>Polysiloxane/Eau</b>
constante du polysiloxane	-0,296	-0,296
dispersion	-0,255	0
attraction (polarité)	1,1	0,596
interactions	0	0,796
acido-basiques	3,876	1,675
interactions non spécifiques	2,680	0,175
Coefficient de partition log K	7,105	2,946

*Tableau 11 : Valeurs du coefficient de partition pour le polysiloxane en interaction avec le gaz organophosphoré (DMMP) et l'eau.*

L'affinité du polysiloxane est importante pour le gaz organophosphoré DMMP que nous souhaitons détecter, mais elle est aussi élevée pour l'eau. La différence est principalement due au terme  $b\beta$  qui représente les interactions acido-basiques. Ce polysiloxane montre donc une bonne capacité à interagir avec le gaz organophosphoré, pour la détection duquel il a été conçu, mais c'est également un bon candidat pour la détection d'humidité. Nous allons maintenant tester un capteur constitué d'un filtre hyperfréquence muni du polysiloxane comme couche sensible.

#### **IV.2.2.2. Réponse du capteur à un gaz organophosphoré puis à de l'humidité.**

##### Essai du capteur avec un composé organophosphoré.

Trois filtres sont munis de couches d'épaisseur différentes de polysiloxane. Une première série de tests est menée sous flux d'azote en présence de diméthylméthylphosphonate (DMMP) à des concentrations de l'ordre de quelques parties par million. Ces essais ne permettent malheureusement pas de mettre en évidence une variation de

fréquence significative. Nous pouvons conclure qu'aux concentrations étudiées, la permittivité du polysiloxane ne varie pas ou très peu en présence de DMMP.

### Test sous humidité.

Nous reprenons maintenant les capteurs pour effectuer des essais sous humidité. La réponse des capteurs est franche : la fréquence d'oscillation décroît lorsque l'humidité relative croît (Figure 78). Le temps de réponse est estimé à 4 minutes, ce qui est beaucoup plus important que pour les capteurs d'humidité à base de polyimide (voir partie précédente). La sensibilité du capteur est d'environ 12 kHz par %HR, c'est à dire grande devant la stabilité de l'oscillateur sur le même temps (5 kHz sur 5min). Cette sensibilité est deux fois plus importante que pour les structures munies de couches de polyimide. Une très bonne réversibilité est aussi obtenue.

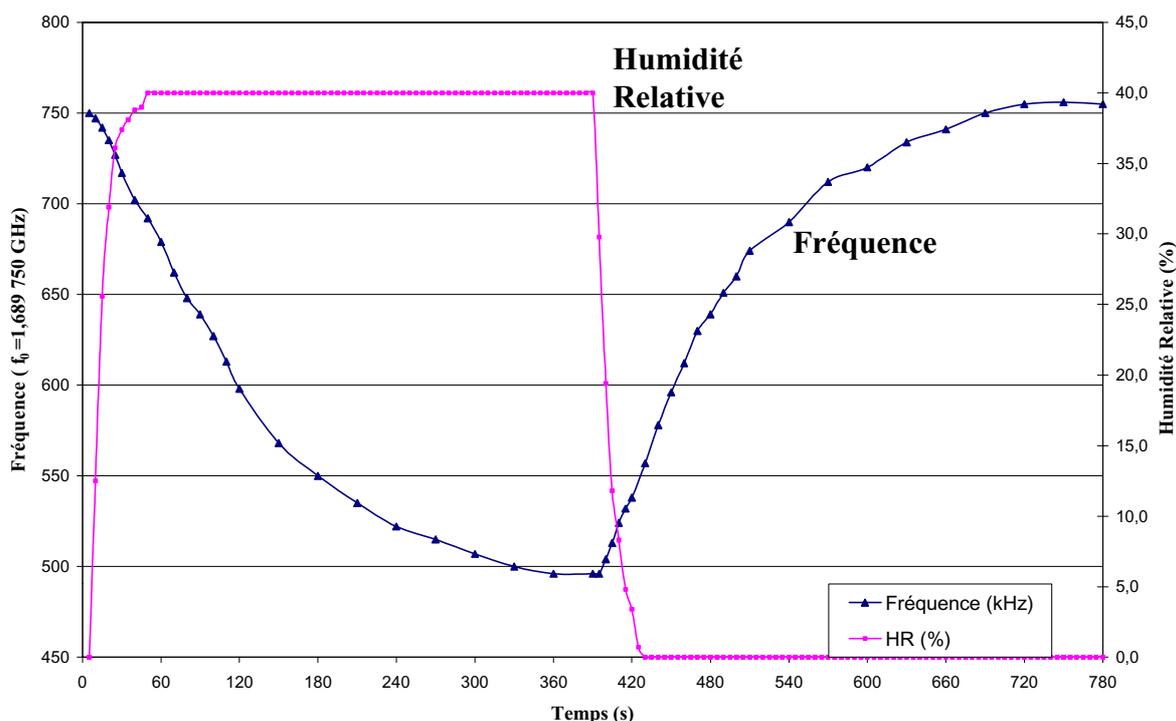


Figure 78 : Réponse à un échelon d'humidité relative de 40%. l'épaisseur du polysiloxane est estimée à  $5\mu\text{m}$ . La référence d'humidité est donnée par le capteur Coreci intégré à la ligne à gaz. Filtre 1, Température ambiante, débit d'air 500cc/min.

#### **IV.2.2.3. Exploitation des résultats : mécanismes de réactions dans le polysiloxane.**

Nous avons vu que la sorption du composé organophosphoré dans la couche sensible de polysiloxane n'est pas détecté par le capteur hyperfréquences : il n'y a donc pas de variation de permittivité ou de perméabilité lors de cette sorption, ou du moins, pas de variation significative. S'il y a interaction entre le composé et la couche sensible, cela n'entraîne pas non plus de variation de la permittivité. Or des détections ont été obtenues par les capteurs à ondes acoustiques [4.14]: l'absorption et l'interaction du gaz et de la couche ont bien lieu, mais sans effet notable de permittivité.

Cependant, la couche de polysiloxane permet la détection d'humidité. Ce phénomène est probablement dû à la forte permittivité relative de l'eau (80 dans le domaine de fréquences considéré) : l'adsorption d'eau dans la couche sensible augmente la permittivité de cette couche, qui se situe sous air sec aux alentours de 3-4 comme la plupart des polymères. L'affinité du polysiloxane pour l'eau permet de penser que des molécules d'eau diffusent effectivement dans la couche, même si c'est en plus petit nombre que des molécules d'organophosphorés. Dès lors, même s'il n'y a pas interaction de type chimique entre le polysiloxane et l'eau, le "mélange" polysiloxane- humidité a une permittivité plus importante que le polysiloxane seul. Cet argument permet aussi d'expliquer l'inertie du capteur en présence de gaz organophosphoré : le gaz a une permittivité relative voisine de 1, comme l'air, et son adsorption dans la couche de polysiloxane ne parvient pas à perturber considérablement la permittivité de l'ensemble, donc ne provoque aucune variation de fréquence.

Il est possible d'évaluer la variation de permittivité relative du polysiloxane au cours de la détection d'humidité par le procédé décrit pour les polyimides. La sensibilité du capteur est de 12kHz /%HR. Le temps de réponse est beaucoup plus long que pour les polyimides (environ trois à quatre fois plus), et le coefficient de diffusion est alors plus faible (de 1 à  $4.10^{-17}$ , soit 100 fois plus petit).

L'emploi de polymère ne conduit donc pas à un détecteur de gaz organophosphoré, mais permet de caractériser un matériau sensible.

### **IV.3. Capteurs en milieu liquide.**

L'idée est d'étendre notre principe de détection des vapeurs aux liquides. Nous avons d'abord envisagé de simplement déposer une quantité restreinte de liquide sur les lignes des filtres. Outre le problème d'un éventuel court-circuit au niveau des connecteurs, la préoccupation principale est la maîtrise de l'épaisseur de la couche. Les études théoriques montrent que l'épaisseur de la couche sensible doit être connue et constante (ou reproductible) pour privilégier la seule variation de permittivité. Si l'épaisseur de liquide est constante, une variation de permittivité d'une couche située sous l'alumine induit une variation de fréquence (cf. Chapitre III).

L'idée est donc de mettre la couche sensible sous l'alumine, du côté opposé aux conducteurs. Deux cellules ont été constituées :

- dans la première, le liquide est entre l'alumine et le support, le plan de masse étant donc reporté sur le support,
- dans la seconde, le liquide est introduit dans une cavité creusée dans le substrat d'alumine en quantité plus restreinte que dans la première.

Après une description concise des cellules de test, nous présentons quelques expériences effectuées en milieu liquide. La première série porte sur des solutions salines, la seconde sur des solutions de pH différents.

#### **IV.3.1. Constitution des cellules de test.**

##### **IV.3.1.1. Première cellule.**

Le liquide est introduit dans la cellule à l'aide de deux seringues par deux orifices pratiqués dans le support en aluminium. Un rebord permet à l'alumine d'être à distance fixe du support, ce qui garantit un volume constant. L'étanchéité de la cellule est assurée par un joint de type silicone (Figure 79).

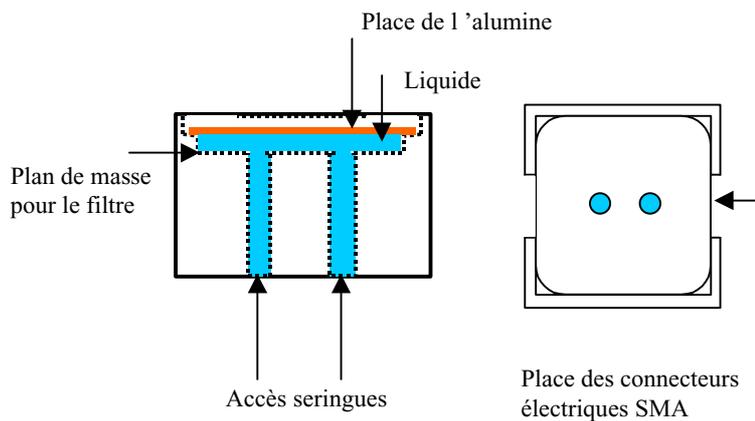


Figure 79 : Vue en coupe et de dessus de la première cellule pour l'étude en milieu liquide.

Le plus grand soin est apporté lors du remplissage de la cellule par le liquide à étudier : une bulle d'air modifierait considérablement la permittivité.

La configuration ainsi obtenue (Figure 80) correspond à l'un des milieux multicouches étudiés au Chapitre III. Le liquide constitue le milieu sensible dont on veut étudier la permittivité.

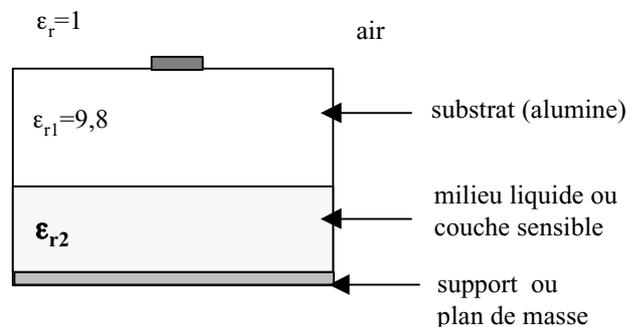


Figure 80 : Schématisation du substrat multicouches dans lequel s'effectue la propagation pour la première cellule en milieu liquide.

Cette cellule est utilisée pour les solutions salines. Quelques difficultés sont rencontrées dans le démontage des filtres, car le joint silicone polymérise et acquiert une bonne résistance mécanique. De plus la présence de ce joint crée des surépaisseurs peu contrôlables. Une autre raison nous pousse à élaborer une deuxième cellule : avec des idées d'applications biologiques, il faut créer un volume plus petit et plus facilement reproductible.

**IV.3.1.2. Cellule à volume de liquide restreint.**

Le capteur est constitué de deux plaques en substrat d'alumine, ayant chacune une épaisseur de  $635\mu\text{m}$ , creusées identiquement et collées en vis à vis de manière à avoir une cavité que nous appellerons "piscine", ainsi que deux accès d'entrée et sortie (Figure 81).

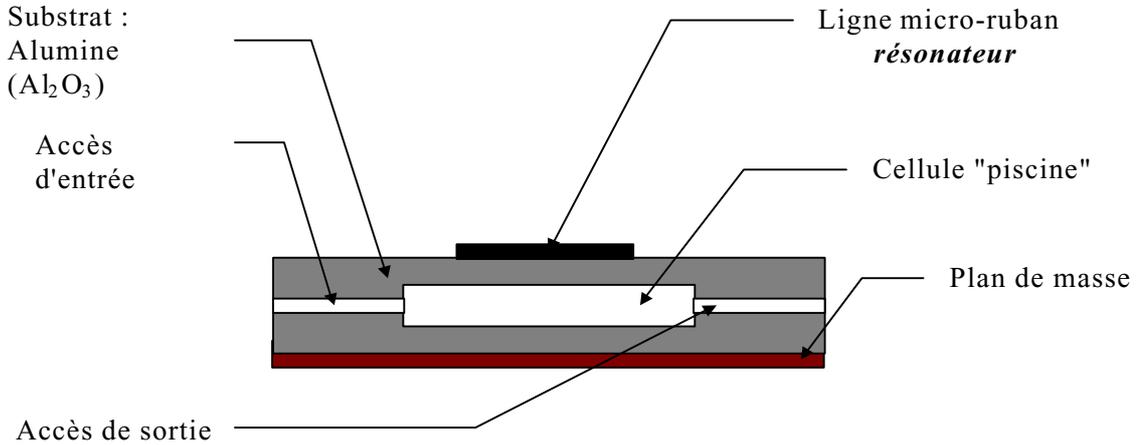


Figure 81 : Vue en coupe du capteur à volume de liquide restreint.

Le substrat d'alumine est creusé de la manière indiquée sur le schéma (Figure 82 et 83):

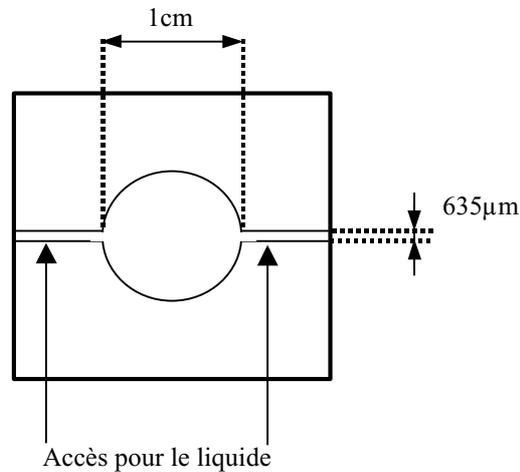


Figure 82 : Vue de dessus du substrat de face interne.

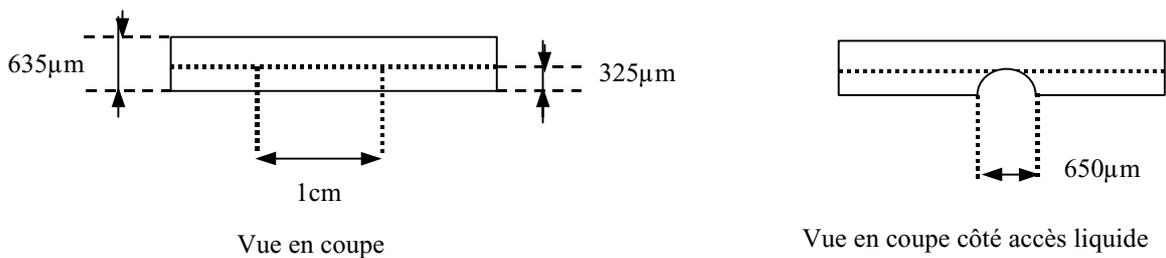


Figure 83 : Vue du substrat de profil.

Cette cavité formée, nous pouvons y introduire un liquide par les accès d'entrée et de sortie grâce à des aiguilles médicales.

Nous voulons réaliser le collage en vis à vis entre deux substrats d'alumine creusés, pour réaliser la structure finale. Pour ne pas avoir de grosses discontinuités de permittivités des matériaux servant de substrat, nous utilisons ici un verre possédant une constante diélectrique proche de l'alumine. Deux verres que nous appellerons PR59 et SA94.3 contenant tous deux de l'alumine sont ainsi utilisés comme colle entre les deux alumines creusées. Leur cuisson peut être réalisée après sérigraphie puisqu'elle se déroule à une température inférieure à celle des encres. Une étude du mode de dépôt, de cuisson et des qualités géométriques de cette couche est menée pour obtenir un collage plan, sans débordement et sans déplacement des deux plaques qui doivent se trouver en parfait vis à vis.

Après réalisation, le substrat est donc constitué de quatre couches, comme le montre la Figure 84. La sensibilité d'une telle structure à la variation de permittivité du liquide introduit dans la cavité a également été étudiée au Chapitre III.

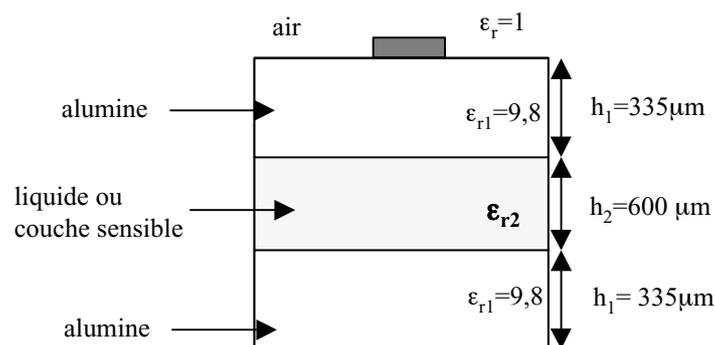


Figure 84 : Schématisation du substrat multicouches pour la cellule en milieu liquide restreint.

### IV.3.2. Test des capteurs en milieu liquide.

#### IV.3.2.1. Etude de solutions salines.

L'idée est d'étudier l'influence de la quantité d'ions dans une solution sur la fréquence de résonance du filtre : nous voulons savoir si notre capteur est sensible à de telles variations en milieu liquide. Nous pourrions déterminer quel paramètre électrique fait changer l'adjonction de sel dans de l'eau.

Trois solutions salines sont préparées en mélangeant 1, 2 et 5 grammes de Chlorure de Sodium dans 100 ml d'eau distillée. Un échantillon de ces solutions (que nous nommons S1, S2 et S5 respectivement pour la suite) est ensuite introduit dans la première cellule pour la détection en milieu liquide. Le capteur ainsi constitué est alors testé électriquement à l'analyseur de réseaux. Nous nous intéressons particulièrement au paramètre de transmission  $s_{21}$ , dont nous observons le module en décibel et la phase.

La phase varie peu lorsqu'on change de solution salines, de même que la fréquence de résonance, située autour de 1,355 GHz. Par contre, les résultats sont très nets pour le module (Figure 85).

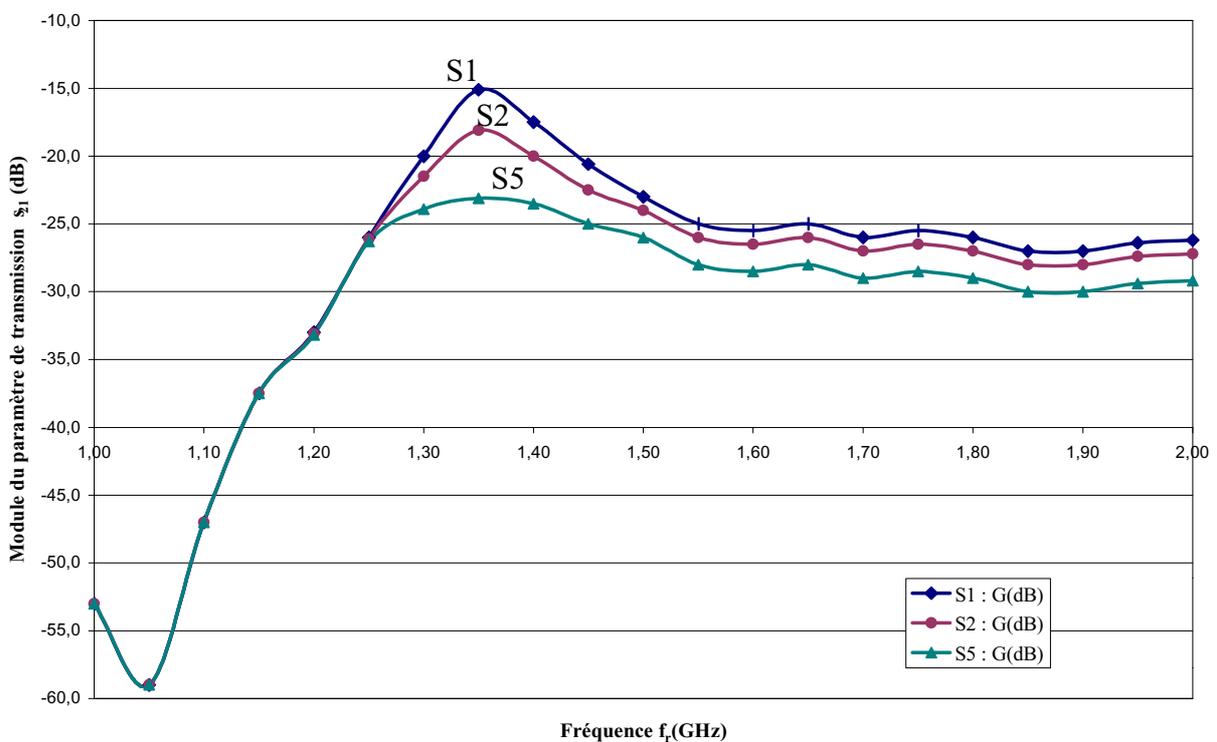


Figure 85 : Evolution du module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en fonction de la fréquence.

Les pertes d'insertion  $|s_{21}|$  à la fréquence de résonance sont dépendantes de la concentration en sel de la solution. La réponse du capteur quand la cavité est remplie d'eau très pure n'apparaît pas sur la courbe mais se situe 5dB en dessus de la solution la moins concentrée, avec un maximum situé lui aussi à 1,355 GHz. Lorsque la concentration augmente, le gain chute de 5dB, 8dB et 12dB respectivement pour les trois solutions par rapport à la référence d'eau très pure.

La concentration en sel influe donc essentiellement sur le module du paramètre de transmission à la fréquence de résonance, ce qui peut s'expliquer tout simplement par l'augmentation de conductivité des solutions. La conductivité du milieu de propagation est un facteur défavorable : le substrat de propagation est d'autant meilleur que sa permittivité est élevée et ses pertes diélectriques faibles. La conductivité de la solution qui se trouve entre le substrat d'alumine et le plan de masse fait globalement augmenter les pertes du milieu de propagation et donc diminuer le gain.

**Conclusion :** avec notre capteur, nous sommes capables de distinguer les différentes concentrations en sel (NaCl) d'une solution. Cependant, la perte de gain est telle que des fortes concentrations ne donnent lieu à aucune réponse exploitable dans une configuration oscillateur, aucune fonction de type passe-bande n'étant alors observée dans la réponse du filtre : il convient donc de se limiter à de faibles concentrations.

#### **IV.3.2.2.** *Etude de solutions de pH différents.*

Un ensemble de mesures est réalisé en injectant trois solutions de pH différents et parfaitement connus (solutions tampons). L'idée est que la présence d'ions dans ces solutions peut avoir une influence sur leurs caractéristiques électromagnétiques, donc sur le substrat multicouches dans lequel s'effectue la propagation.

La structure résonante retenue est un filtre à résonateur en U centré vers 4,6 GHz et sérigraphié sur un substrat double d'alumine creusé qui permet de réaliser la cellule à volume restreint. Les mesures essentielles portent sur le paramètre de transmission, dont on repère la fréquence de résonance, le gain maximum, ainsi que la valeur de la phase à la résonance. Le peu de sélectivité obtenue ne permet pas d'insérer avec succès le capteur dans la chaîne d'oscillation, comme le montre la réponse en fréquence du paramètre de transmission  $s_{21}$  en module et en phase (Figure 86).

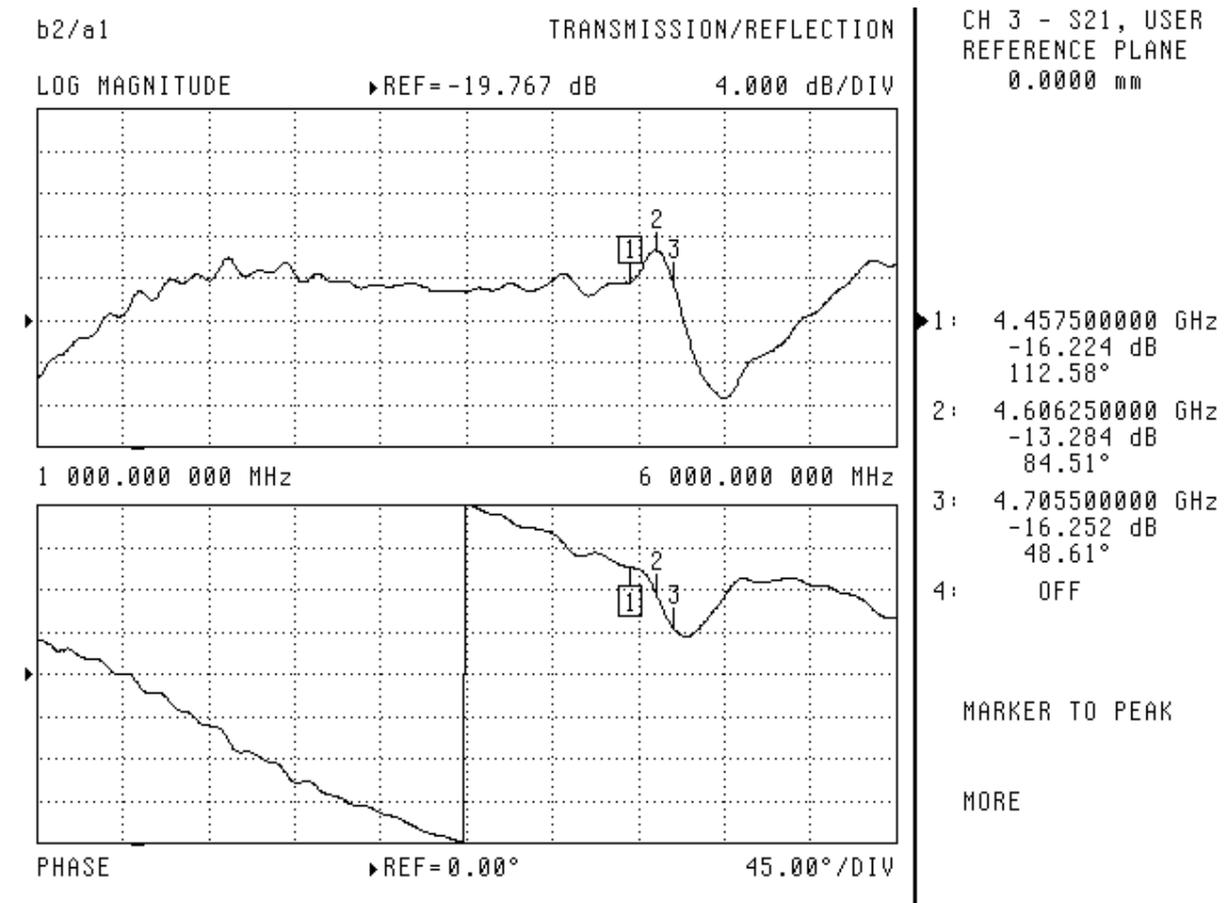


Figure 86 : Réponse en fréquence du filtre à résonateur en U monté en cellule à volume restreint remplie d'une solution de pH = 7. Courbe supérieure, module du paramètre de transmission  $s_{21}$  (en dB) et courbe inférieure, argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  (en  $^{\circ}$ ).

Cependant, les caractéristiques du filtre évoluent comme le montre le tableau récapitulatif (Tableau 12) :

CONTENU PISCINE	$f_{RES}$ (GHz)	$ S_{21} $ (dB)	Arg( $S_{21}$ ) (deg)
Solution de pH = 10	4,615	-13,262	109,63
Solution de pH = 7	4,606	-13,284	84,51
Solution de pH = 4	4,593	-11,985	81,29

Tableau 12 : Fréquence de résonance (GHz), gain (module de  $s_{21}$  en dB) et phase à la résonance (argument de  $s_{21}$  en degrés) pour le filtre à résonateur en U sur le substrat d'alumine creusé et rempli de solutions de pH différents.

La fréquence de résonance diminue lorsque le pH de la solution décroît, la phase à la résonance diminuant aussi. Le pH a donc une influence sur la fréquence de résonance, donc il fait certainement évoluer les caractéristiques électromagnétiques ( $\epsilon$  ou  $\mu$ ) du milieu de propagation.

### **IV.3.3. Conclusion.**

Nous avons abordé des tests en milieu liquide pour montrer la faisabilité tant théorique que pratique de détections grâce aux capteurs hyperfréquences dans de tels milieux. Quelques résultats ont été obtenus avec les solutions salines et les solutions de pH différents. Il nous est ainsi possible de distinguer des milieux de pH différents ou de salinité différentes. Les différences observées sur le paramètre de transmission  $s_{21}$  s'expliquent par la présence de molécules polaires en plus ou moins grande quantité dans les solutions étudiées.

Un des grands problèmes de ces études est la reproductibilité, qui oblige à un nettoyage scrupuleux de la cellule, ainsi qu'un remplissage minutieux. L'autre problème est la présence d'eau, dont la permittivité très importante empêche d'obtenir la sélectivité attendue des filtres. Une détection fine est alors difficile, car il faut observer le paramètre de transmission au lieu de mesurer une fréquence de résonance.

Ces premiers résultats montrent des effets intéressants sur nos structures hyperfréquences mais aussi la difficulté de travailler en milieu liquide. Des travaux complémentaires sont nécessaires pour valider complètement les résultats de simulation. Les points dégagés constituent une perspective intéressante de développement de nos structures micro-ondes.

#### **IV.4. Conclusion sur les résultats expérimentaux.**

Des tests en milieux gazeux et liquides ont été menés pour mettre en évidence l'intérêt des capteurs hyperfréquences pour la détection chimique.

Les capteurs d'humidité, constitués d'un filtre passe-bande muni d'une couche de polyimide, ont permis de démontrer la faisabilité de ces détecteurs fonctionnant sur le principe de variation de permittivité du milieu de propagation. L'étude a conduit à l'évaluation de la variation de permittivité du polyimide en détection grâce à la constitution d'un programme de calcul de la permittivité effective d'une structure multicouche.

Les structures résonantes équipées d'un polysiloxane sensible aux composés organophosphorés ne montrent pas une sensibilité suffisante à ces composés. Le très faible seuil de concentration à détecter n'est pas observable par variation de permittivité, alors que l'effet gravimétrique dû à la sorption des molécules de gaz dans le polysiloxane est suffisant pour être détecté par des capteurs à ondes acoustiques. Cependant, en présence d'humidité, les capteurs hyperfréquences ont montré de la sensibilité, explicable par la très forte permittivité de l'eau et l'affinité du polysiloxane à ce composé.

Ces tests en milieu gazeux ont mis en évidence l'aptitude de nos transducteurs à caractériser l'évolution de la permittivité d'un matériau déposé sur la structure résonante, ce qui ouvre de nouvelles perspectives d'utilisation.

Enfin la détection en milieu liquide a été abordée. Deux cellules de test ont été élaborées. Les capteurs sont à même de distinguer des solutions de pH et de salinités différentes. La forte permittivité de l'eau omniprésente ne permet pas d'aller plus loin dans le domaine des solutions aqueuses. Une étude ultérieure est envisagée pour démontrer l'effet de la variation de permittivité en milieu liquide : des micro-émulsions d'huile et d'eau ont des permittivités comprises entre quelques unités et quelques dizaines et seraient donc adaptées à nos détecteurs.

## **CONCLUSION**



Nous nous sommes intéressés au développement d'un nouveau mode de transduction pour réaliser un détecteur de composés chimiques. Le point de départ de cette étude est la perturbation des propriétés électromagnétiques d'une structure par la présence d'un gaz.

Nous avons d'abord conçu un transducteur électrique à partir d'un résonateur planaire muni d'une membrane sensible, permettant la sorption des composés gazeux. Après une synthèse bibliographique des différentes méthodes de calcul sur les lignes microrubans, une revue des éléments résonants micro ondes a posé les bases structurelles du transducteur hyperfréquence : le résonateur planaire. Ceci nous a conduit à synthétiser et optimiser des filtres passe-bande à bande étroite, compatibles avec un fonctionnement de type oscillateur.

L'agencement du substrat et de la couche sensible a conduit à différents substrats multicouches qui ont alors été analysés pour l'étude des perturbations induites par les modifications de propriétés physico-chimiques de la couche sensible. Un soin particulier a été apporté à l'étude de la variation de permittivité, qui représente le mécanisme de transduction prédominant. Les simulations réalisées dans l'environnement du simulateur hyperfréquences HP-MDS complétées par les résultats d'un programme de calcul de permittivité effective ont montré l'évolution de la fréquence de résonance d'un filtre passe-bande en fonction de la permittivité relative de la couche. Afin d'illustrer les performances de ce mode de transduction, nous avons pu obtenir une sensibilité  $\Delta f(\text{Hz})/\epsilon_r$  de quelques centaines de kilohertz par unité de  $\epsilon_r$  dans le cas d'une structure résonante équipée d'une couche sensible d'épaisseur  $10\mu\text{m}$  posée sur les lignes microrubans.

Pour démontrer les potentialités de nos structures, des tests en milieu gazeux et liquide ont été menés. Pour les composés à l'état de vapeur, nous avons choisi de démontrer la validité de ce principe de détection et la faisabilité d'un capteur d'humidité en utilisant des polyimides comme couche sensible. Les détections ont permis d'évaluer la sensibilité à  $5\text{kHz}/\% \text{Humidité Relative}$  et le temps de réponse à une minute, avec le polymère choisi. La comparaison avec les capteurs capacitifs, couramment employés pour la mesure d'humidité relative, montre que la résolution de nos capteurs est de un pour-cent d'humidité relative alors qu'elle est de 2 à 3% pour les capteurs capacitifs [capteur Humicor® H6100].

Nous avons ensuite étudié un polysiloxane afin de préciser ses mécanismes de réaction en présence de polluants. Ce polysiloxane fonctionnalisé a été développé par Thomson-LCR pour la détection de composés organophosphorés. Les structures résonantes équipées de ce polysiloxane ne montrent pas une sensibilité suffisante aux très faibles concentrations étudiées alors que l'effet gravimétrique dû à la sorption du composé dans le polysiloxane est suffisant pour une détection par ondes acoustiques, réalisée par les autres membres du groupe de recherche.

Cependant nos expériences en milieu gazeux avec les transducteurs hyperfréquences font apparaître une aptitude à suivre l'évolution des caractéristiques de permittivité d'une substance déposée. Cette caractérisation est d'autant meilleure que la permittivité à évaluer est proche de celle du substrat d'alumine, car la sensibilité de nos résonateurs ne varie pas linéairement avec la permittivité relative de la couche sensible.

Enfin, nous avons abordé la détection en milieu liquide, pour laquelle des cellules d'essais spécifiques ont été élaborées. Des variations de salinité ou de pH sont détectables par les capteurs. La simulation de ces structures a montré des sensibilités prometteuses, mais difficiles à vérifier avec des solutions aqueuses où la permittivité de l'eau gêne la détection d'autres composés. Il est donc nécessaire de poursuivre des explorations de manière plus exhaustive de nos structures hyperfréquence dans un fonctionnement en milieu liquide.

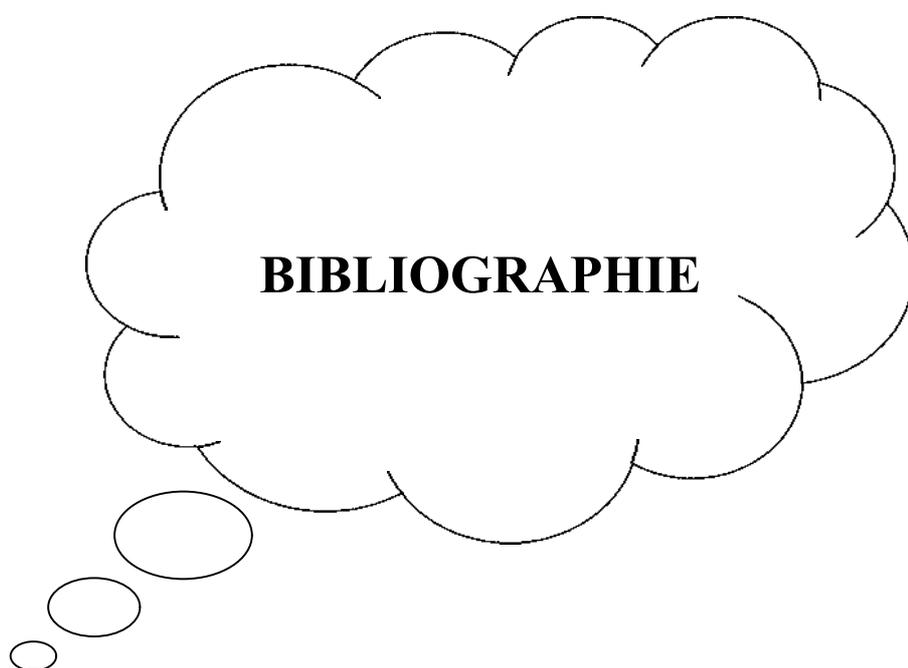
Dans l'optique de réaliser des capteurs faible coût et faible encombrement, les capteurs hyperfréquences peuvent être conçus à des fréquences de travail plus élevées. Nous avons amorcé cette montée en fréquence en concevant des résonateurs à 3 et 6 GHz : le facteur de qualité augmente nettement avec la fréquence de travail, mais serait bien vite limité par la réalisation en couches épaisses, pour lesquelles les pertes deviennent importantes au-delà de 6GHz. Il semble donc intéressant de se tourner vers des technologies couramment utilisées pour les micro- systèmes.

Dans la tendance actuelle portée par les télécommunications, l'intégration poussée vise à regrouper en un même lieu, sur un même substrat, toutes les fonctions nécessaires à un micro-système. Les récentes innovations dans les techniques de micro-usinage permettent aujourd'hui la réalisation de micro et nano structures pour donner naissance à des micro-systèmes ou MEMS ("Micro Electro Mechanical Systems"). Dans ce domaine, la quantité de matière diminuant avec le degré d'intégration, les propriétés électromagnétiques sont

intensivement utilisées pour mouvoir des micro-poutres ou des micro-commutateurs : notre principe de détection basé sur des variations électromagnétiques s'inscrit parfaitement dans ce contexte où la réalisation de structures fonctionnant dans le domaine des hyperfréquences est possible. L'enjeu est de concevoir et fabriquer des têtes de mesure "jetables" en développant des techniques spécifiques et en employant de nouveaux principes de détection.

De plus, par l'étude de polymères en milieu gazeux, et dans une moindre mesure en milieux liquides, nous avons aussi montré que nos capteurs sont à même de montrer l'évolution d'une caractéristique électromagnétique de la matière en temps réel : des applications de suivi de procédés sont donc possibles, d'autant que de nombreuses caractéristiques physiques sont reliées à la permittivité, comme la viscosité des polymères, par exemple. Le domaine de variation de perméabilité est également à explorer : nous avons montré en simulation comment la fréquence de résonance changeait avec la perméabilité du milieu. Pour certaines applications (bio)chimiques, où les quantités de réactifs en jeu doivent être de plus en plus faibles et les dispositifs de test presque nécessairement jetables, la miniaturisation est aussi une étape essentielle. L'intégration et le développement de notre principe de détection par les technologies micro-systèmes sont donc les prochains buts à atteindre.







## BIBLIOGRAPHIE

Le premier numéro entre crochets est relatif au numéro de chapitre et le second à l'ordre d'apparition dans ce chapitre.

### Introduction :

[1] N. Jaffrezic, E. Souteyrand, C.Martelet, S. Cosnier, P. Labre, C. Pijolat, *"Les Capteurs chimiques"*, Edition CMC2, 1999.

[2] Corinne Dejous, *"Capteurs acoustiques à modes de plaque transverses horizontaux. Application à la détection en milieu liquides et gazeux"*, Thèse soutenue le 14 Décembre 1994, discipline : électronique, Université Bordeaux I, n°ordre : 1204.

[3] Irène Esteban, *"Etude et intégration de capteurs acoustiques à modes de plaque transverses horizontaux. Application à la détection de gaz organophosphorés"*, Thèse soutenue le 20 Janvier 1999, discipline : électronique, Université Bordeaux I, n°ordre : 2030.

### Chapitre I :

[1.1] F. GARDIOL, *"Hyperfréquences"*, Traité d'électricité de l'EPFL, Volume XIII, Editions Georgi, 1981.

[1.2] T.C. EDWARDS, *"Conception des circuits micro-ondes"*, Masson, Collection Technologies, 1983.

[1.3] K.C. GUPTA, R. GARG, I.J. BAHL, *"Microstrip lines and slotlines"*, Artech House, 1979.

[1.4] J-L. Amalric, Cours de DEA, *"Résonateurs et Antennes"*, ENSEEIHT, 1991-1992.

[1.5] David W.Kammler, *"Calculation of Characteristic Admittances and Coupling Coefficients for Strip Transmission Lines"*, I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, NO.11, pp. 925-937, November 1968.

[1.6] Harold A. Wheeler, *"Transmission-Line Properties of Parallel Wide Strips by a Conformal-Mapping Approximation"*, I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-12, pp. 280-289, May 1964.

[1.7] Harry E. Green, *"The numerical solution of some important transmission-line problems"*, I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-13, No.5, September 1965.

[1.8] S.V. Judd, I. Whiteley, R. J. Clowes, D. C. Rickard, *"An Analytical Method For Calculating Microstrip Transmission Line Parameters"*, I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, NO.2, pp. 78-87, February 1970.

[1.9] M. Kobayashi, R. Terakado, *"General Form of Green's Function For Multilayer Microstrip Line With Rectangular Side Walls"*, I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-24, pp. 626-628, September 1976.

- [1.10] R. Crampagne, J.-L. Guiraud, "*A Two- or Three-Dimensional Green's Function Which Can be Applied to Hyperfrequency Microelectronic*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, pp. 442-444, May 1977.
- [1.11] R. Crampagne, M. Ahmadpanah, J.-L. Guiraud, "*A Simple Method for Determining the Green's Function for a Large Class of MIC Lines Having Multilayered Dielectric Structures*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-26, NO.2, pp.82-87, February 1978.
- [1.12] Eikichi Yamashita, Raj Mittra, "*Variationnal Method for the Analysis of Microstrip Lines*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, NO.4, pp. 251-256, April 1968.
- [1.13] Eikichi Yamashita, "*Variationnal Method for the Analysis of Microstrip-Like Transmission Lines*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, NO.8, pp. 529-535, August 1968.
- [1.14] Thomas G. Bryant, Jerald A. Weiss, "*Parameters of Microstrip Transmission Lines and of Coupled Pairs of Microstrip Lines*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, NO.12, pp. 1021-1027, December 1968.
- [1.15] J.A. Weiss, "*Dispersion and Field Analysis of a Microstrip Meander Line Slow-Wave Structure*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-22, NO.12, pp. 1194-1201, December 1974.
- [1.16] T. Itoh, "*Spectral Domain Immittance Approach for Dispersion Characteristics of Generalized Printed Transmission Lines*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-28, NO.7, pp.733-736, July 1980.
- [1.17] S.Y. Poh, W. C. Chew, J. A. Kong, "*Approximate Formulas for Line Capacitance and Characteristic Impedance of Microstrip Line*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-29, NO.2, pp.135-142, February 1981.
- [1.18] S.M. Rao, T. K. Sarkar, R. F. Harrington, "*The Electrostatic Field of Conducting Bodies in Multiple Dielectric Media*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-32, NO.11, pp1441-1448 November 1984.
- [1.19] R.E. Diaz, "*The Discrete Variational Conformal Technique for The Calculation of Strip Transmission-Line Parameters*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-34, NO.6, pp. 714-722, June 1986.
- [1.20] A.K. Verma, G. H. Sadr, "*Unified Dispersion for Multilayer Microstrip Line*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-40, NO.7, pp. 1587-1591, July 1992.
- [1.21] J.-F. Kiang, "*Capacitance of Microstrip Lines with Inhomogeneous Substrate*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-44, NO.10, pp. 1703-1709, October 1996.
- [1.22] S. Lin, C. C. Lee, "*A Full Wave Analysis of Microstrips by the Boundary Element Method*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 44, NO.11,pp. 1977-1983, November 1996.
- [1.23] J.-F. Kiang, "*Microstrip Lines on Substrates with Segmented or Continuous Permittivity Profiles*", I.E.E.E Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 45, NO.2,pp. 229-235, February 1997.

[1.24] M. Kirsching, R. H. Jansen, "*Accurate Model for Effective Dielectric Constant of Microstrip with Validity up to Millimeter-Wave Frequency*", Electronics Letters, vol. 18, NO.6, pp. 272-273, 18th March 1982.

[1.25] C. Nguyen, "*Accurate equation for determining resonator length in half-wavelength parallel-coupled bandpass filter*", Electronics Letters, 18<sup>th</sup> March 1993, Vol. 29, No. 6.

[1.26] H.C. Bell, "*L-resonator bandstop filters*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 12, December 1996.

[1.27] J.S. Hong and J.L. Lancaster, "*Compact microwave elliptic function filter using novel microstrip meander open-loop resonators*", Electronics Letters, 14<sup>th</sup> March 1996, Vol. 32, No. 6.

[1.28] J.S. Hong and J.L. Lancaster, "*Couplings of microstrip square open-loop resonators for cross-coupled planar microwave filters*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 44, No. 12, December 1996.

[1.29] J.S. Hong and J.L. Lancaster, "*Theory and experiment of novel microstrip slow-wave open-loop resonators filters*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 45, No. 12, December 1997.

[1.30] M.H. Capstick, "*Simple fast synthesis method for microstrip lowpass filters*", Electronics Letters, 1<sup>st</sup> September 1994, Vol. 30, No. 18.

[1.31] S.B. Cohn, "*Parallel-coupled transmission line resonator filters*", IRE Transactions on Microwave and Techniques, Vol. 6, April 1958, pp. 223-231.

[1.32] P.F. COMBES, "*Ondes métriques et centimétriques*", Dunod Université, 3<sup>ème</sup> édition, 1982.

[1.33] P.F. COMBES, "*Transmission en espace libre et sur les lignes*", Dunod Université, 2<sup>ème</sup> édition, 1988.

[1.34] D.M. POZAR, "*Microwave Engineering*", J.Wiley & Sons Editors, 2<sup>d</sup> ed.

[1.35] Claire Cénac, "*Etude de filtres actifs planaires accordables fonctionnant à 12 GHz*", Thèse soutenue le 9 Mars 1994, discipline : électronique, Université Bordeaux I, n°ordre : 1204.

[1.36] Philippe Meunier, "*Etude de circuits monolithiques simulant une résistance négative intégrables dans des filtres actifs microondes à résonateurs microruban*", Thèse soutenue le 13 Janvier 1995, discipline : électronique, Université Bordeaux I, n°ordre : 1204.

## Chapitre II :

[2.1] HP-85150B Microwave and RF Design Systems, Hewlett Packard, Printed in USA, December 1992.

[2.2] HP-Momentum, User's Guide, Hewlett Packard, Printed in USA, April 1995.

[2.3] R. Badoual, "*Les micro-ondes, Circuits, Microrubans, Filtres*", Tome 1, Dunod Université, 1984.

### Chapitre III :

[3.1] Ferrites : Catalogue Temex Components, vol.1, éd. 2000, "RF & Microwave Components".

### Chapitre IV :

[4.1] Dominique Rebière, "*Capteurs à ondes acoustiques de surface. Application à la détection des gaz*", Thèse soutenue le 23 Septembre 1992, discipline : électronique, Université Bordeaux I, n°ordre : 826.

[4.2] IC-CAP, User's Manual, Hewlett Packard Company, Printed in USA, April 1994.

[4.3] C. Oudet, "*Polymères : structure et propriétés*", Ed. Masson, 1994.

[4.4] B.T. Merriman, J.D. Craig, A.E. Nader, "*New low coefficient of thermal expansion polyimide for inorganic substrates*", pp 155-159.

[4.5] J.M. Adema, M.J. Berry, I Turlik, "*Dielectric materials for use in thin film multichip modules*", Revue Electronic Packaging & Production.

[4.6] D. Shih, S. Nunes, J. Parasczczak, E. Galigan, J. Cataldo, R. Serino, "*In-plane solvent diffusion in a photosensitive polyimide*", Journal of Applied Polymer Science, Vol.46, pp.1291-1299, 1992.

[4.7] D. Boese, H. Lee, D.Y. Yoon, J.D. Swalen, J.F. Rabolt, "*Chain orientation and anisotropies in optical and dielectric properties in thin films of stiff polyimides*", Journal of Polymer Science, Part B : Polymer Physics, Vol. 30, pp.1321-1327, 1992.

[4.8] K. Horie and T. Yamashita, "*Photosensitive polyimides, Fundamentals and Applications*", Ed. Technomic Publishing Co., U.S.A, 1995.

[4.9] H. Shibata, M. Ito, M. Asakursa and K. Wanatabe, "*A digital hygrometer using a polyimide film relative humidity sensor*", IEEE Transactions on Instrumentation and measurement, Vol.45, No.2, April 1996, pp. 564-568.

[4.10] P.R. Story, D.W. Galipeau, R.D. Mileham, "*A study of low-cost sensors for measuring low relative humidity*", Sensors and Actuators B, Vol.24-25, 1995, pp. 681-685.

[4.11] J CRANK, "*The Mathematics of diffusion*", Second édition, Oxford Science Publications, 1990.

[4.12] D.D. Denton, D.R. Day, D.F. Priore and D. Senturia, "*Moisture diffusion in polyimide films in integrated circuits*", Journal of Electronic Materials, Vol;14, No.2, 1985, pp. 119-136.

[4.13] D. Rebière, J. Pistré, M. Hoummay, D. Hauden, R. Planade, "*Surface Acoustic Wave detection of organophosphorous compounds with fluoropolyol coatings*", Sensors and Actuators B, Vol. 43, 1997, pp.34-39.

[4.14] C. Zimmermann, D. Rebière, C. Déjous, J. Pistré, E. Chastaing, "*Evaluation of Love waves chemical sensors to detect organophosphorus compounds*", Frequency Control Symposium Proceedings, June 2000.

[4.15] C. Demathieu, M.M. Chehimi, J.F. Lipskier, "*Inverse gas chromatographic characterization of functionalized polysiloxanes. Relevance to sensors technology*", Sens.& Act. B, Vol. 62, 2000, pp.1-7.

# **ANNEXES**



**TABLE DES ANNEXES**

<b>Numéro d'annexe</b>	<b>Contenu</b>	<b>Page</b>
<b>1</b>	Simulateurs HP-MDS et HP-Momentum : arborescence et principales commandes	155
<b>2</b>	Réponse en fréquence des filtres à résonateur en U à 1,5 GHz	161
<b>3</b>	Réponses en fréquence des filtres en U à 3 et 6 GHz (LD 1, LD 2, LD 3, LD 9, LD 10)	167
<b>4</b>	Tableau des cotes des filtres à boucles (Filtre à grande boucles, LD 13, LD 16, filtres à petites boucles) Réponse en fréquence des filtres LD 13 et LD 16.	173
<b>5</b>	Organigramme du programme de calcul de la permittivité effective.	179
<b>6</b>	Réponses en fréquence des filtres sérigraphiés. Tableau récapitulatif.	183
<b>7</b>	Caractéristiques électriques des éléments de la chaîne d'oscillation	191
<b>8</b>	Capteurs d'humidité : sensibilités.	195



## **ANNEXE 1**

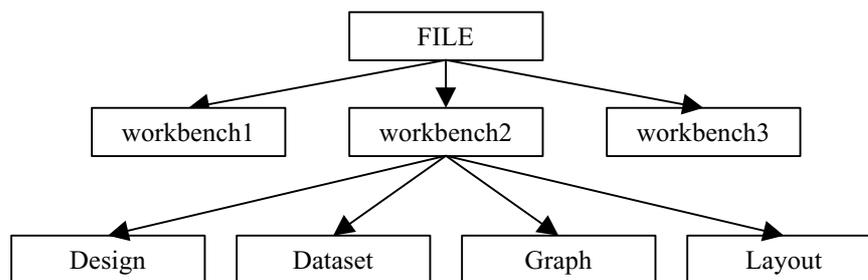


**ANNEXE 1 : LES SIMULATEURS HEWLETT-PACKARD  
MICROWAVE AND DESIGN SYSTEM M.D.S  
ET HP-MOMENTUM :  
ARBORESCENCE ET PRINCIPALES COMMANDES.**

**ENVIRONNEMENT HP-MDS**

**ARBORESCENCE**

Le simulateur MDS permet de créer des répertoires ("File") où sont implantés des plans de travail ("workbench") contenant tous les fichiers nécessaires à la simulation : fichier du dessin symbolique ("design"), fichier de données ("dataset"), fichier de représentation graphique ("graph") et enfin fichier du dessin réel ("layout"). L'arborescence est donc la suivante :



*: Dessin de l'arborescence MDS.*

**PRINCIPALES COMMANDES**

Le dessin des lignes de transmission est créé à partir de bibliothèques accessibles par deux menus (une barre d'outil à l'écran et un menu sur la touche droite de la souris). Les principales commandes utilisées pour le dessin des filtres sont :

1- Lignes de transmission :

Elles se trouvent dans le menu : Insert=>MDS Component=>Microstrip

Lignes de transmission simple : =>Microstrip line

lignes couplées asymétriques : =>asymmetric coupled line

circuit ouvert : =>open stub

interruption dans une ligne : =>microstrip mix=>gap

coudes chanfreinés : =>microstrip bend=>optimum chamfered

## 2- Autres composants :

Générateur : =>Insert / MDS sources / S paramportimport  
Fils : => Insert / wire  
Mise à la masse : =>Insert / GND  
Equation : =>Insert equation

## 3- Substrat :

Insert / MDS Component / Microstrip / Substrate

Il faut préciser :

- T l'épaisseur de dépôt de la ligne microruban : T=12 $\mu$ m par défaut, 8 $\mu$ m pour le laboratoire.
- Cond la conductivité du ruban : Cond = 1.0E306 par défaut, 41E6 pour l'encre or utilisée.
- H la hauteur du substrat : H=635 $\mu$ m pour l'alumine utilisée.

## 4- Simulation.

Il faut désigner quelle est la variable pour la simulation, donner les bornes de variation et le pas :

Insert / MDS Control / stimulus / start stop / linear step

Puis dire quels paramètres de sortie on attend de la simulation :

Insert / MDS Control / analysis / S parameter.

Pour donner un nom au fichier de données :

Insert / MNS / Dataset name.

## 5- Analyse des résultats :

Il faut créer un fichier de présentation : Presentation / Nom du fichier de données.

Puis pour insérer un graphique : Plot / Insert / plot / Rectangular / lin vs. lin,

et enfin une courbe sur le graphique : Insert trace on plot / trace / select data.

Quelques commandes utiles pour les graphiques :

- faire apparaître un index : Insert / Marker on trace
- changer l'échelle : Perform / Autoscale ou Manual scale.

N.B. : La documentation HP-MDS est très volumineuse (une quinzaine de livres) donc peu maniable; l'aide en ligne est donc bien utile et le logiciel facile d'accès.

## **ENVIRONNEMENT MOMENTUM**

### **PRINCIPALES COMMANDES**

A partir du dessin réel des lignes ("layout"), on a accès au menu de Momentum. C'est une partie du logiciel MDS, qui fait une analyse pleine onde des tensions et courants dans des structures où le substrat peut comporter plusieurs couches. En suivant le menu principal, on franchit toutes les étapes de réalisation d'une simulation :

"SETUP" : définition du substrat couche par couche ainsi que du type de lignes déposé dessus.

"GEOMETRY" : possibilité de créer un dessin des lignes de transmission (c'est un dessin géométrique, donc à base de rectangles, carrés...). Ou modification du dessin créé directement à partir du dessin symbolique de MDS ("Momentum / Create Layout").

"PORT" : ajout des accès (entrées et sorties) du circuit.

"MESH" : première étape de simulation. Les boîtes de dialogue successives conduisent à la création du maillage, aux nœuds duquel le logiciel effectuera le calcul des moments. L'utilisateur peut modifier le maillage, en particulier en choisissant le nombre de cellules par longueur d'onde (sur les longueurs de ligne) et sur la largeur des lignes. L'option "optimum mesh" donne d'excellents résultats. Il est important de juger de la validité du maillage avant de continuer : leur nombre conditionne le succès du calcul suivant.

"SIMULATE" : Début du calcul : les fréquences de début et fin de simulation ainsi que le pas sont à préciser. Donner aussi le nom du fichier de données pour les résultats. En cours de simulation, une touche "Show progress" permet de savoir l'état d'avancement du calcul.

"PRESENTATION" : système de présentation automatique de Momentum, très efficace.

"VISUALIZE" : Un "gadget" de ce simulateur permet de visualiser les courants sur les lignes de transmission : c'est joli, mais inexploitable !

N.B. : La documentation HP-Momentum "Getting Started", de référence 85184-90027, est bien faite et concise; elle donne les précisions nécessaires à la prise en main délicate de ce logiciel.

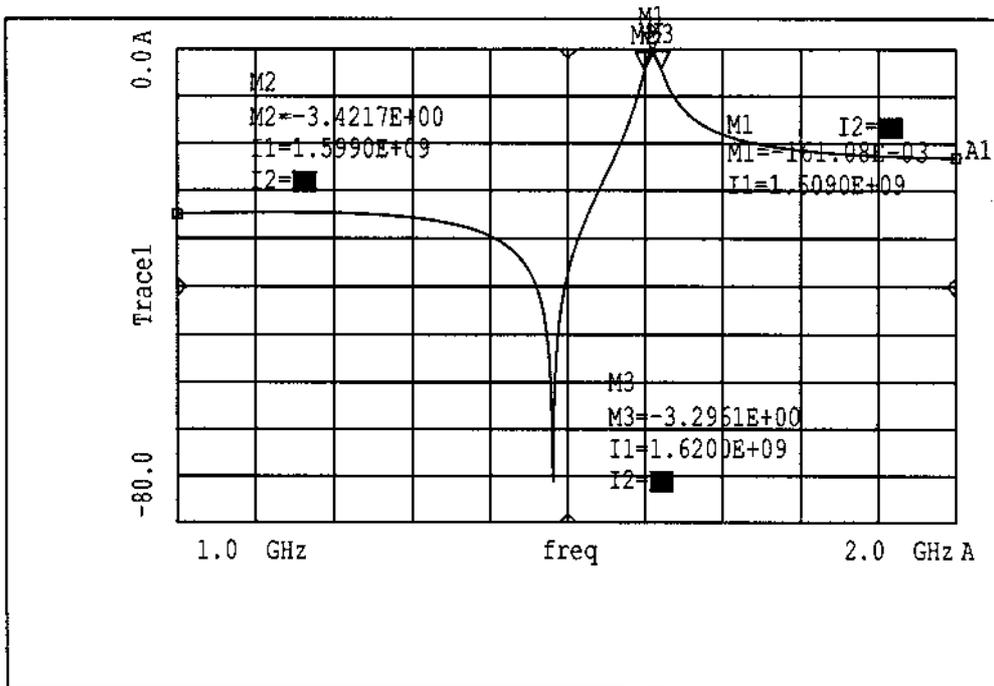


## **ANNEXE 2**

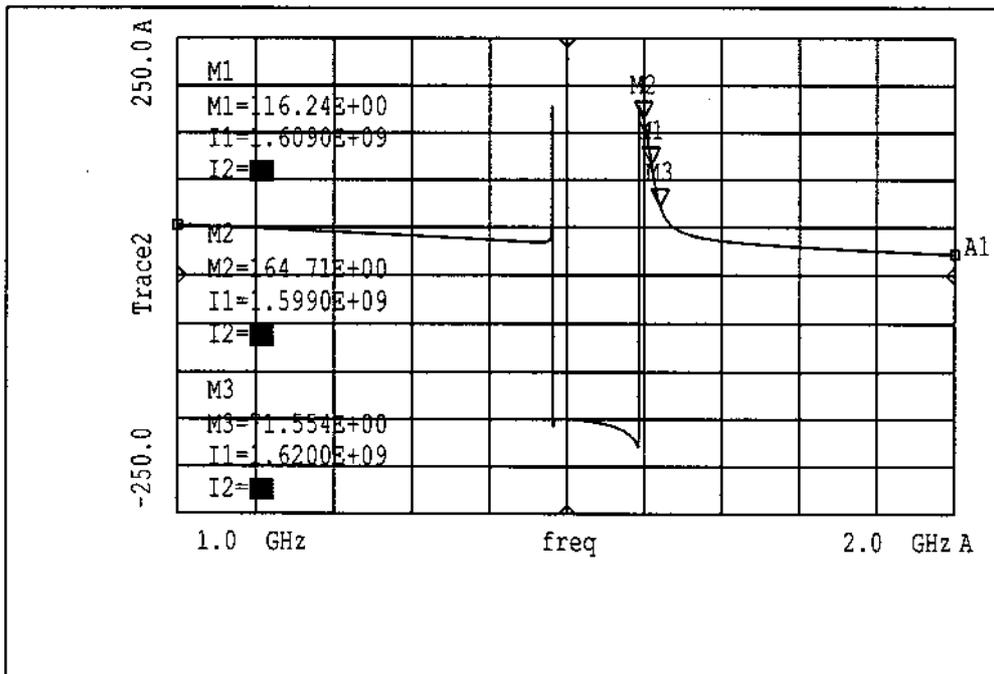




ANNEXE 2 : Gain et phase pour le filtre 1, résonateur en circuit ouvert :

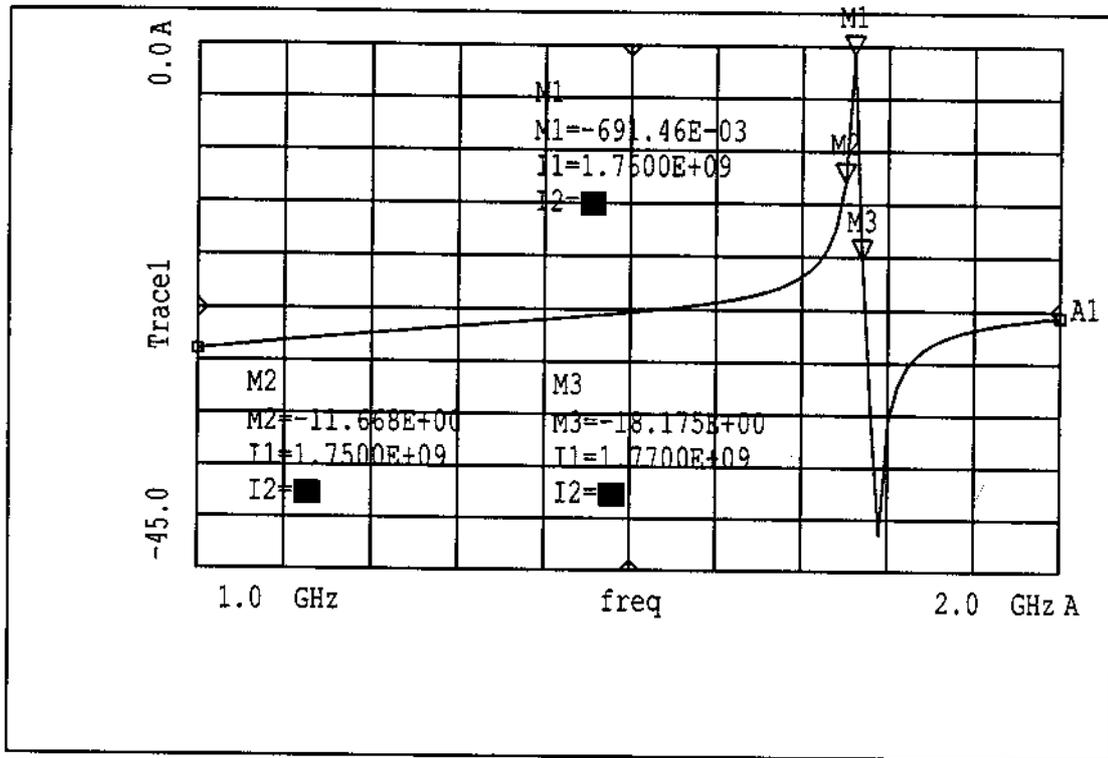


Trace1=dB(filtrelb..S[2,1])

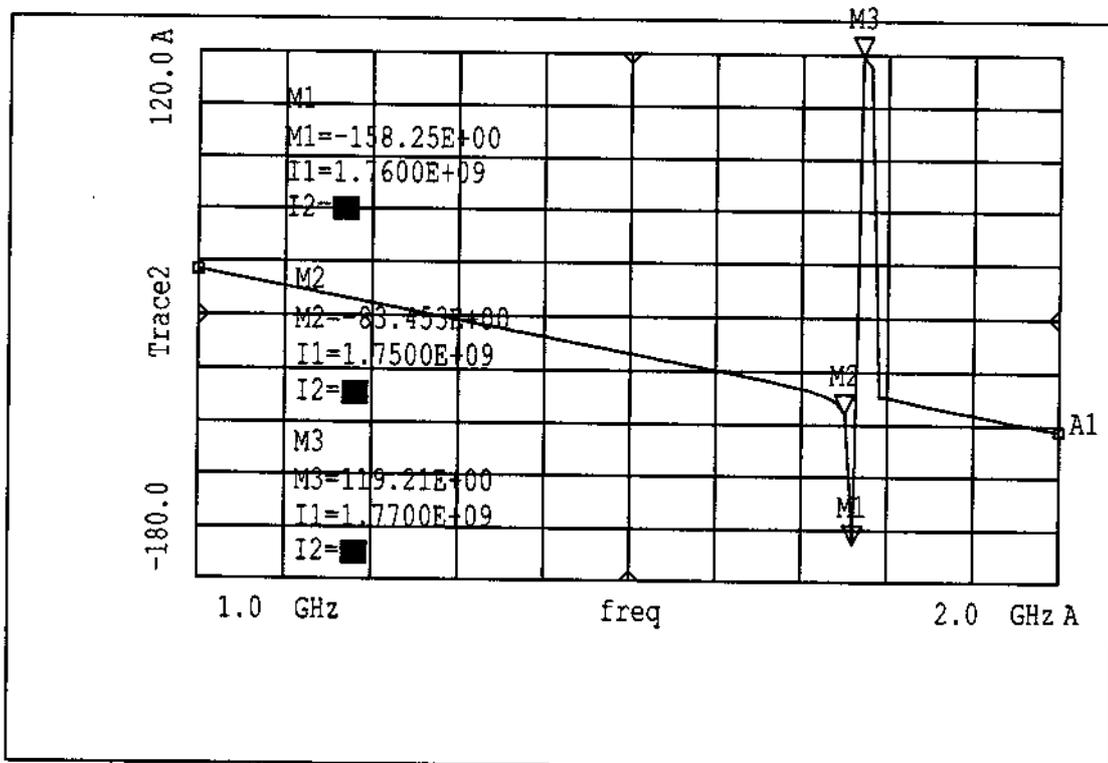


Trace2=phase(filtrelb..S[2,1])

ANNEXE 2 : Gain et phase pour le filtre 3, résonateur en court-circuit :

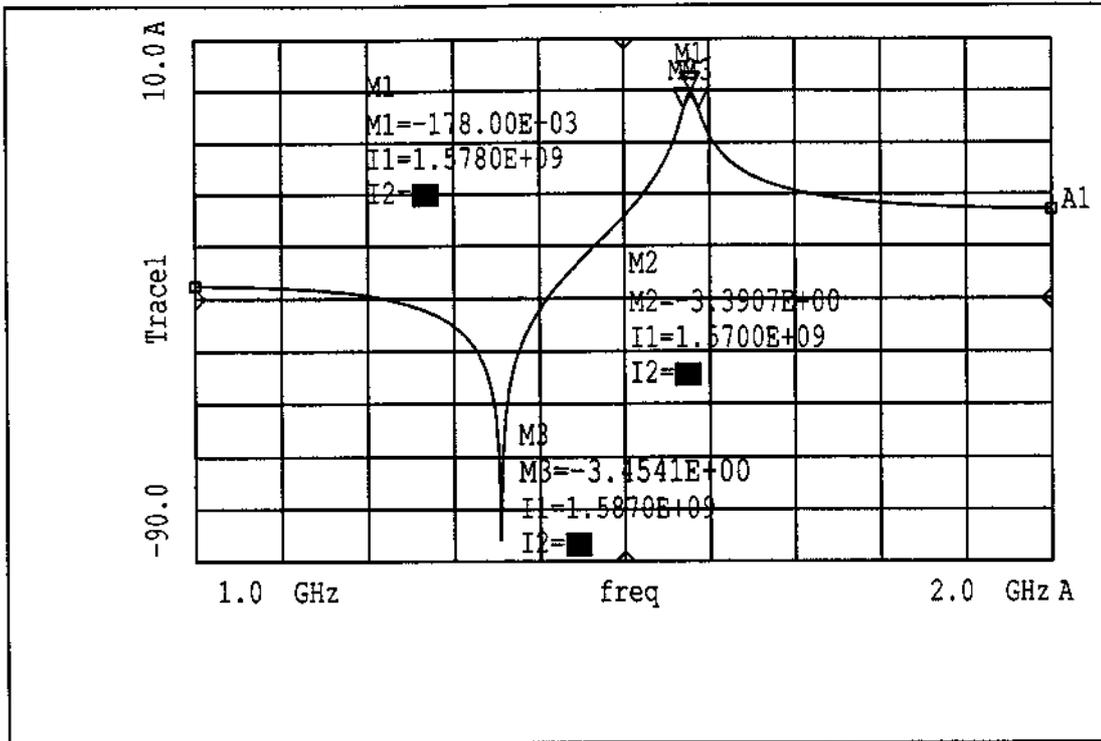


Tracel=dB(filtre3b..S[2,1])

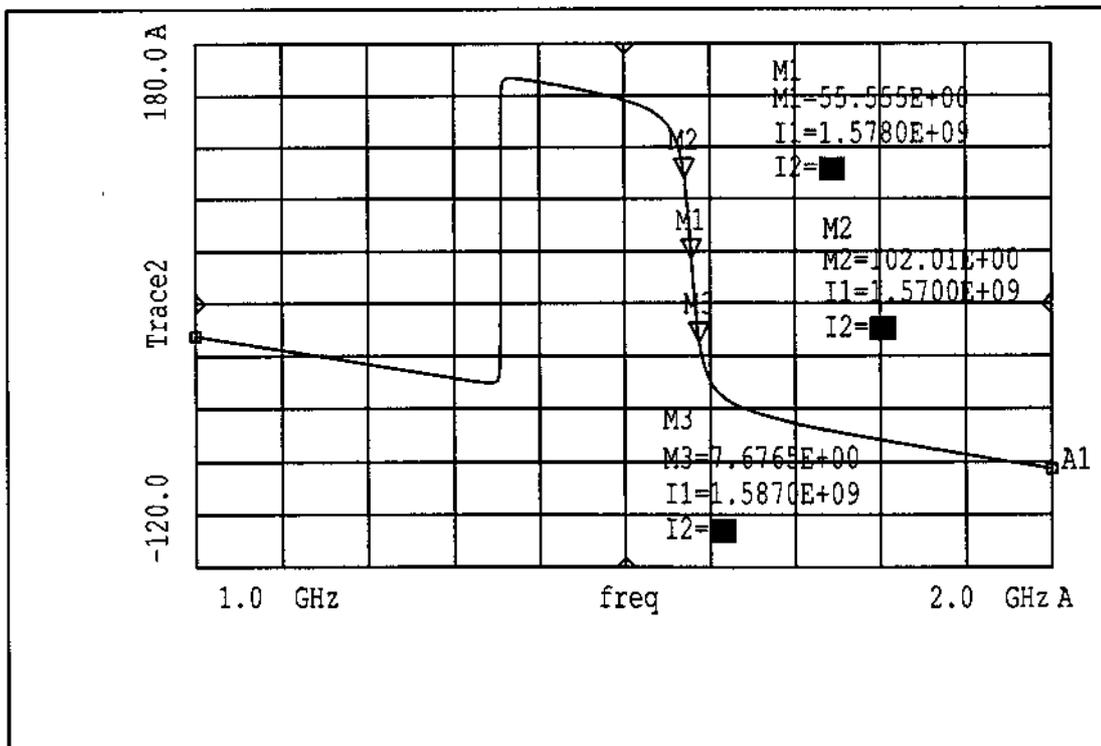


Trace2=phase(filtre3b..S[2,1])

ANNEXE 2 : Gain et phase pour le filtre 4, résonateur en circuit ouvert :



Trace1=dB(filtre4..S[2,1])



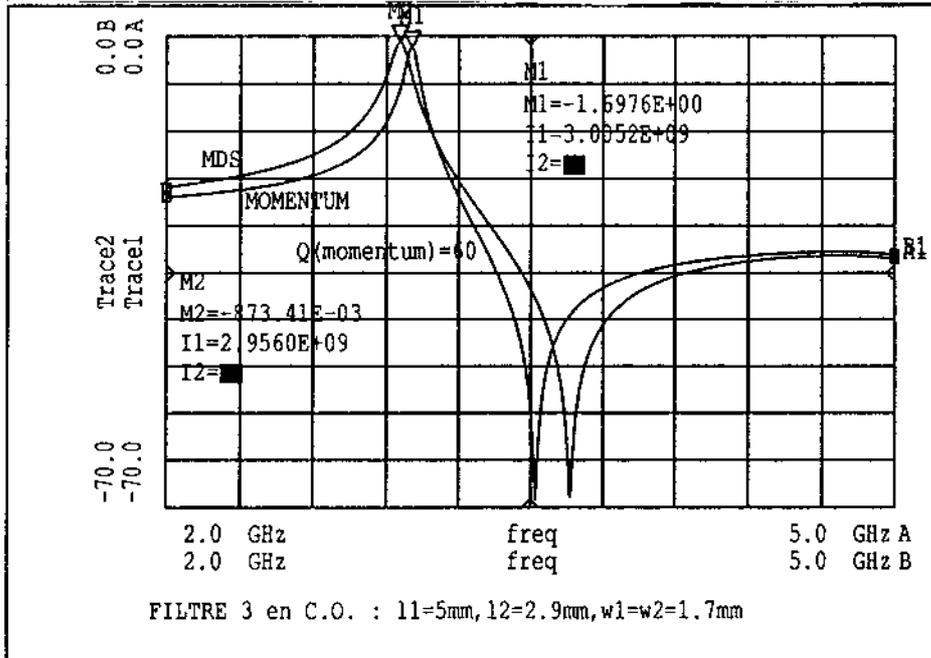
Trace2=phase(filtre4..S[2,1])

## **ANNEXE 3**



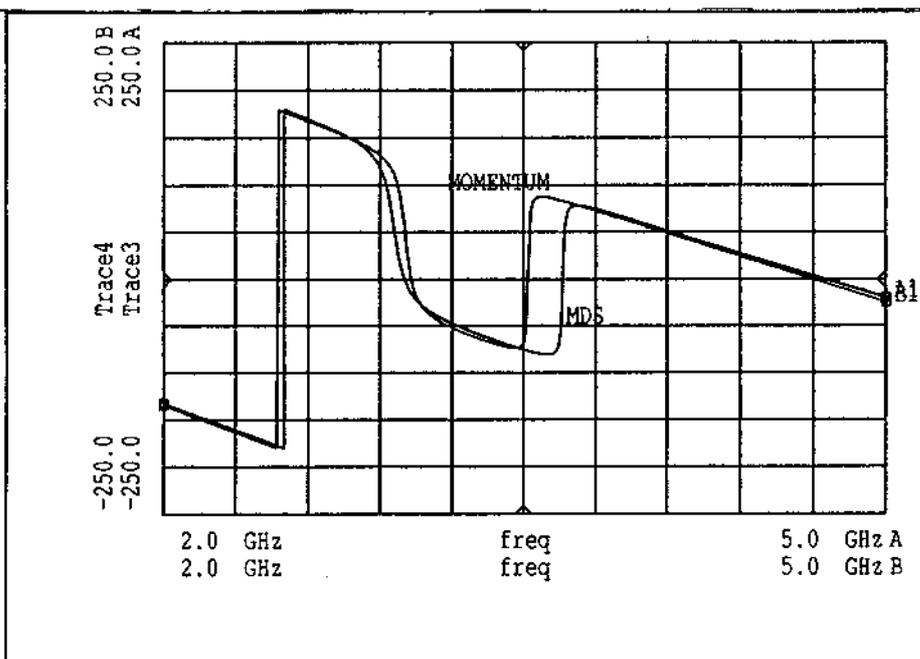
## ANNEXE 3 : REPONSE EN FREQUENCE DES FILTRES A RESONATEUR EN U A 3 et 6 GHz

ANNEXE 3 : Gain et phase pour le filtre LD1 :



Trace1=dB(u3b\_co\_6..S{2,1})

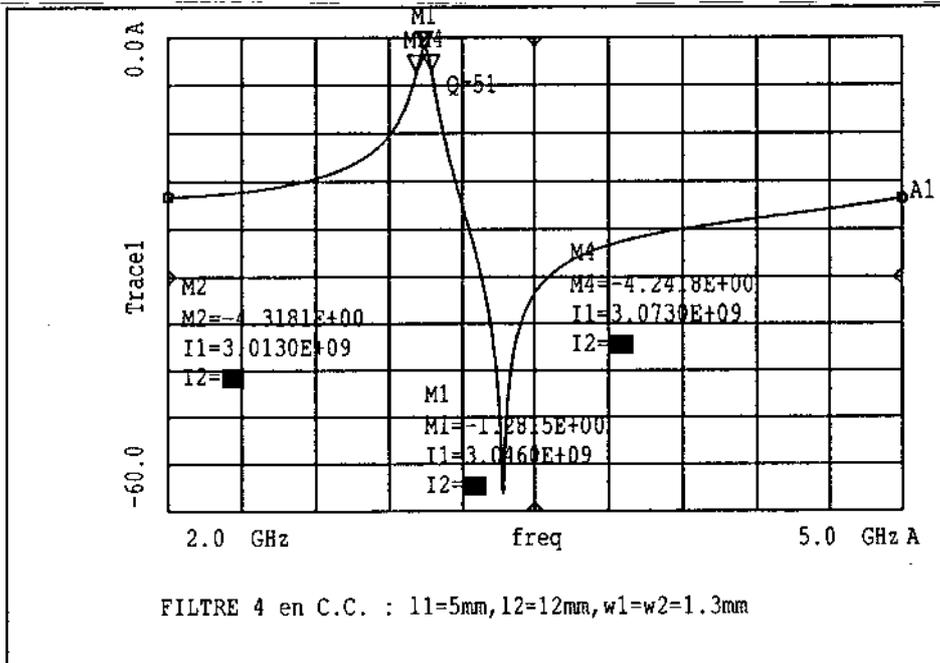
Trace2=dB(u3b\_co\_mom2\_AFS..S{2,1})



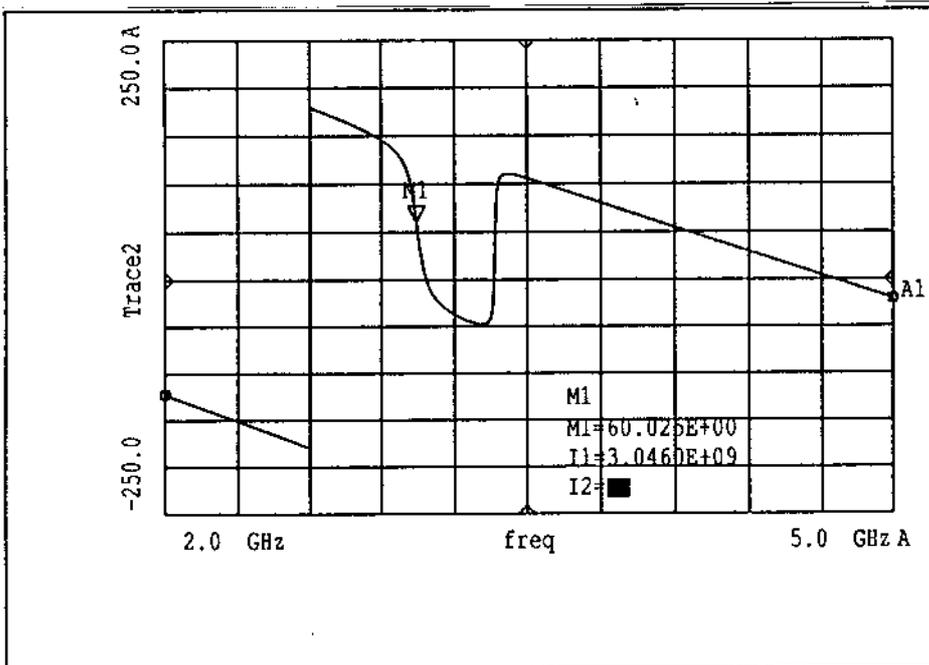
Trace3=phase(u3b\_co\_6..S{2,1})

Trace4=phase(u3b\_co\_mom2\_AFS..S{2,1})

ANNEXE 3 : Gain et phase pour le filtre LD3 :

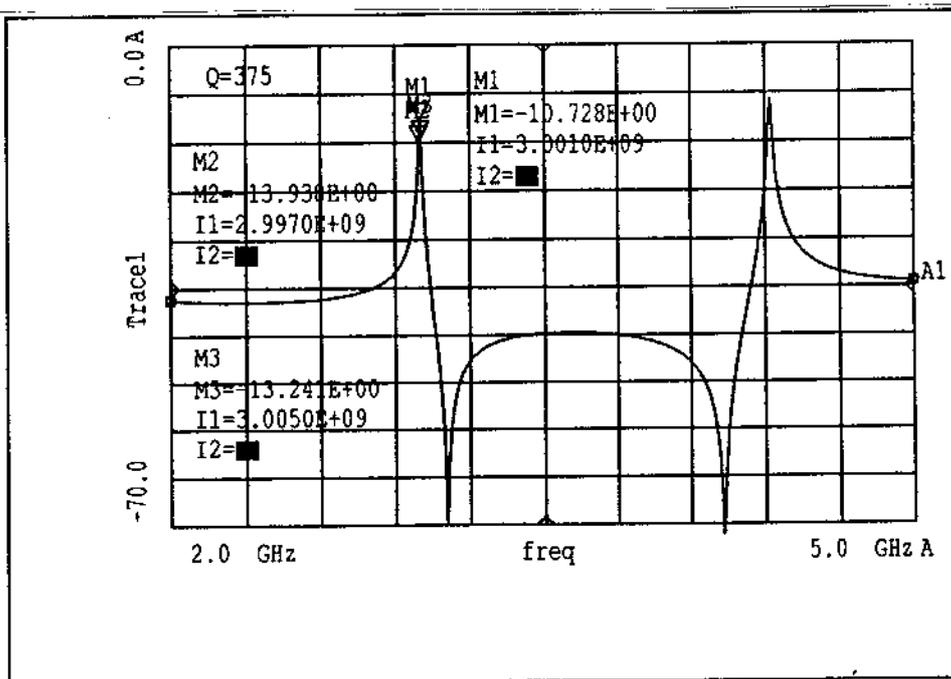


Trace1=dB(u4\_cc\_2..S[2,1])

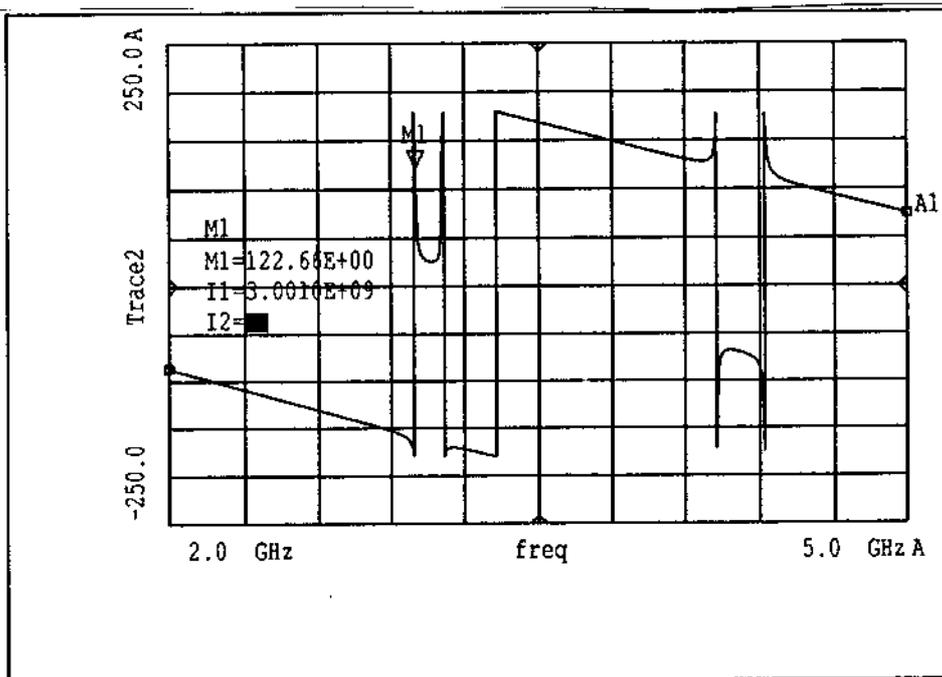


Trace2=phase(u4\_cc\_2..S[2,1])

ANNEXE 3 : Gain et phase pour le filtre LD9 :

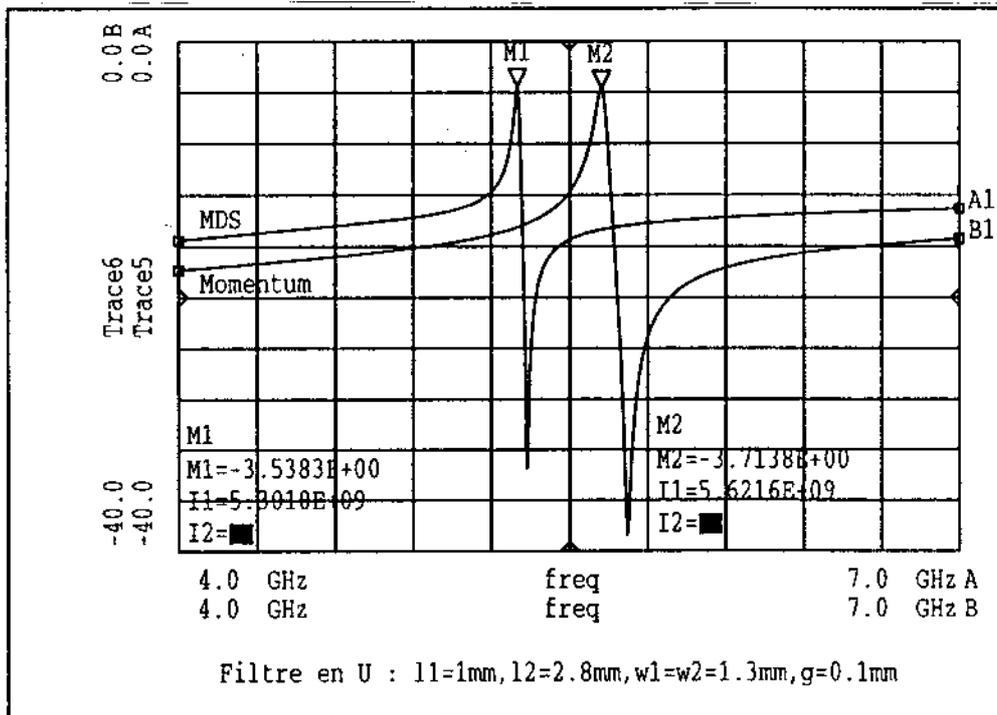


Trace1=dB(u4\_cc\_5..S[2,1])



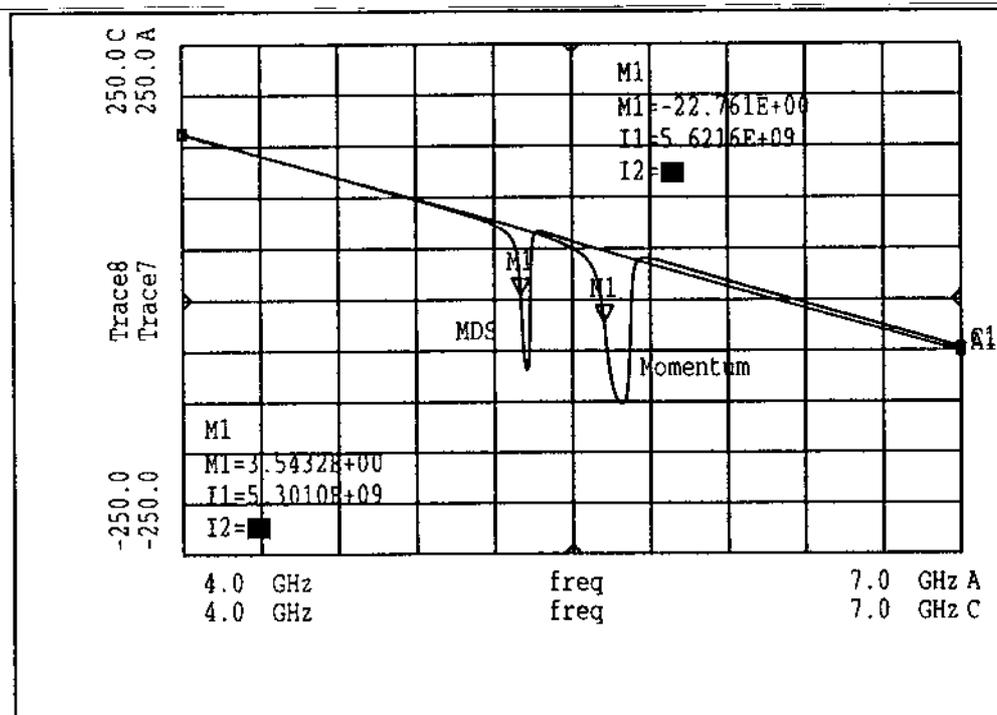
Trace2=phase(u4\_cc\_5..S[2,1])

ANNEXE 3 : Gain et phase pour le filtre LD10 :



Trace5=dB(u3\_co\_6GHz\_3..S{2,1})

Trace6=dB(u3\_co\_6GHz\_mom1\_AFS..S{2,1})



Trace7=phase(u3\_co\_6GHz\_3..S{2,1})

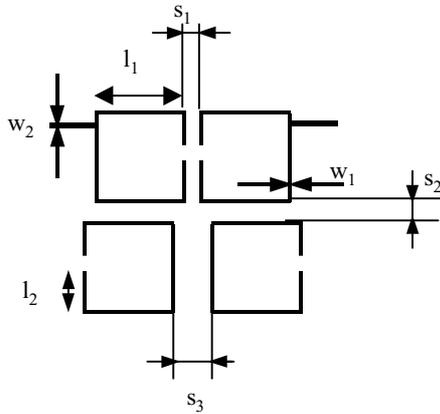
Trace8=phase(u3\_co\_6GHz\_mom1\_AFS..S{2,1})

## **ANNEXE 4**

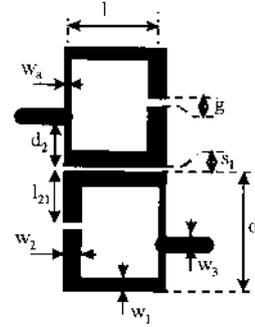


## ANNEXE 4 : COTES ET REPONSE EN FREQUENCE DES FILTRES BOUCLES

Filtres à grandes boucles :



Filtres à boucles chargées :



1-Cotes des filtres boucles :

Nom du filtre / Caractéristiques	Boucle	LD13	LD16	Boucles chargées	LD17
$f_R$ (GHz)	1,665	3,254	5,649	$f_R$ (GHz)	2,986
$l_1$ (mm)	8,24	3,3	1,8	$l$ (mm)	2
$s_1$ (mm)	2	0,7	0,3	$d$ (mm)	3,4
$s_2$ (mm)	0,9	0,1	0,1	$l_{21}$ (mm)	1,3
$s_3$ (mm)	4,5	4,5	2,2	$d_2$ (mm)	1,6
$w_1$ (mm)	0,5	1	0,5	$s$ (mm)	0,2
$w_2$ (mm)	0,65	0,635	0,635	$g$ (mm)	0,1
$G_{max}$ (dB)	-6,4	-6,2	-7,5	$w_a$ (mm)	0,2
$\Delta f$ (MHz)	35	37	32	$w_1$ (mm)	1,1
Q	48	88	175	$w_2$ (mm)	1,4
				$G_{max}$ (dB)	-8,4
				$\Delta f$ (MHz)	11
				Q	265

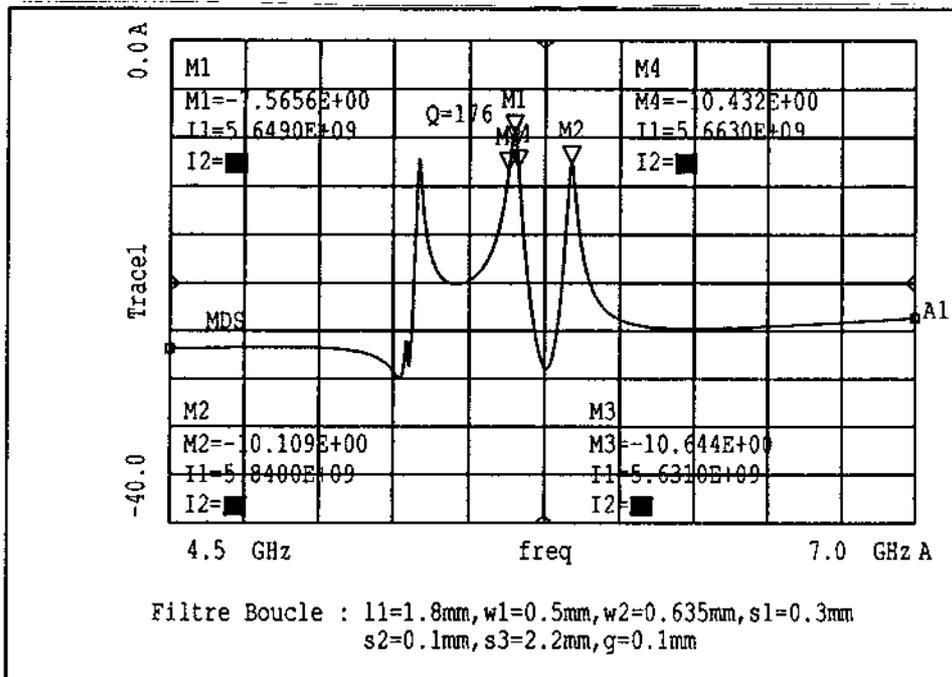
2- Gain et phase du paramètre de transmission pour les filtres référencés LD13 et LD16 au Chapitre II.

**FILTRE LD 13 :** Gain et phase pour le filtre LD13

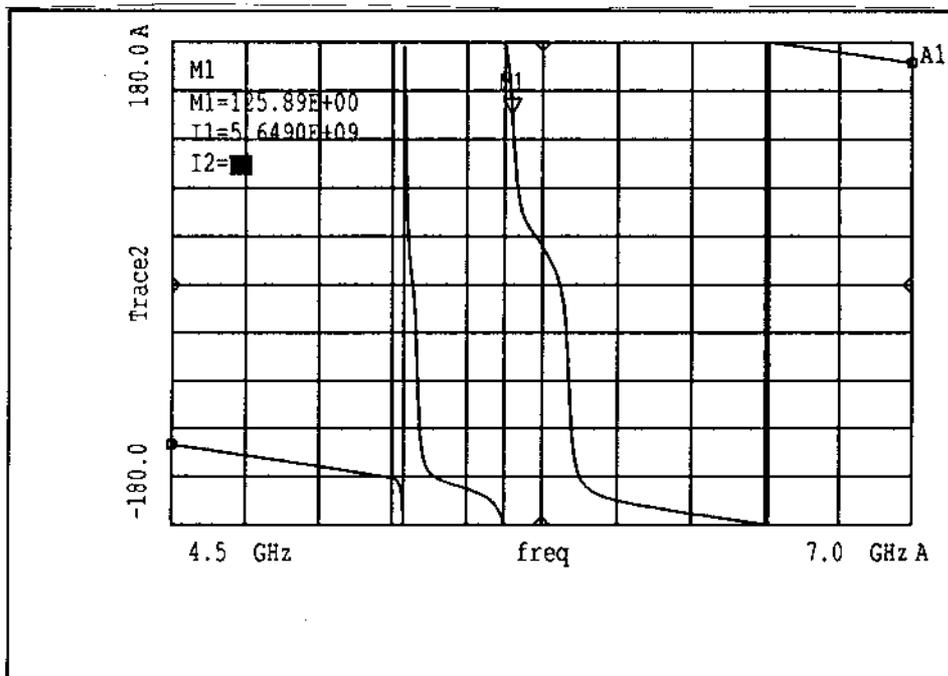
**FILTRE LD 16 :** Gain et phase pour le filtre LD16



ANNEXE 4 : Gain et phase pour le filtre LD16 :



Trace1=dB(loop1..S(2,1))



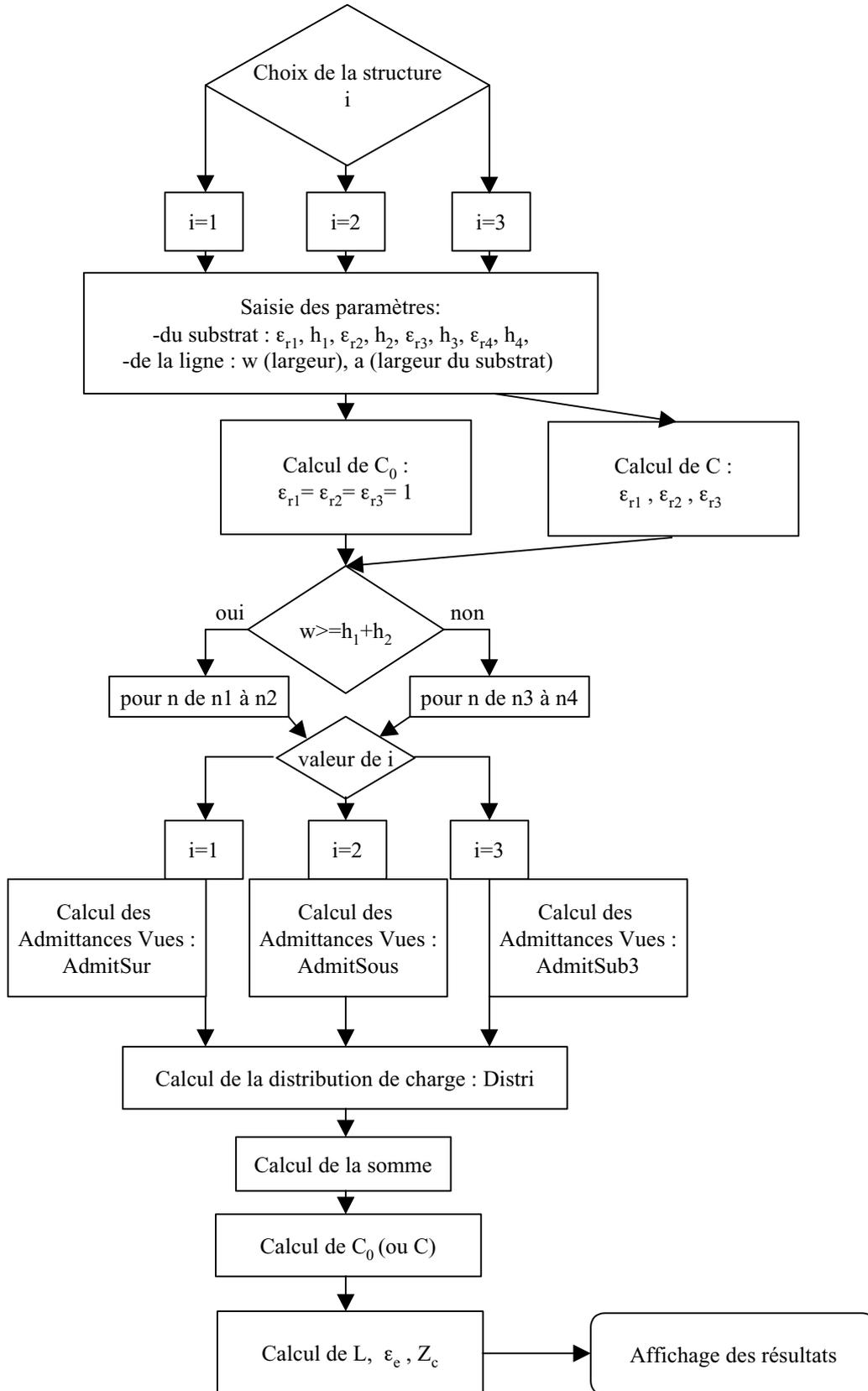
Trace2=phase(loop1..S(2,1))



## **ANNEXE 5**



## ANNEXE 5 : ORGANIGRAMME DU PROGRAMME DE CALCUL DE LA PERMITTIVITE EFFECTIVE.





## **ANNEXE 6**



## ANNEXE 6 : REPOSE EN FREQUENCE DES FILTRES REALISES

Tableau récapitulatif des performances des filtres étudiés puis réalisés.

Type de filtre Référence	Filtres à résonateur en U					
	Filtre1	Filtre1cc	Filtre3	Filtre3cc	Filtre4	Filtre4cc
<b>f<sub>résonance</sub> (GHz)</b>	1,620	1,620	1,780	1,640	1,660	1,610
<b>Gain théorique</b>	-1	-1,5	-1	-1,5	-1,5	-1
<b>Gain mesuré (dB)</b>	-12,6	-10,5	-17	-11	-18	-8
<b>Coefficient de qualité</b>						
<b>Q théorique</b>	105	120	88	40	130	92
<b>Q pratique</b>	30	50	35	23	66	53
<b>Variation de phase :</b>						
$\frac{ \Delta\varphi }{\Delta f}$ (10 <sup>-6</sup> s)	5	3	1,2	2	3,7	3,1

Type de filtre Référence	Filtres à résonateur en U				Filtres à boucles		
	LD1	LD3	LD4	LD10	Boucle	LD13	LD17
<b>f<sub>résonance</sub> (GHz)</b>	3	3,157	3,205	5,882	1,685	3,653	2,899
<b>Gain théorique (dB)</b>	-1,7	-1,3	-5	-3,5	-6,4	-6,2	-8,4
<b>Gain mesuré</b>	-3,5	-7,1	-19	-8,2	-16,8	-18,2	-13
<b>Coefficient de qualité</b>							
<b>Q théorique</b>	60	51	83	48	110	88	265
<b>Q pratique</b>	40	43	80	50	45	84	50
<b>Variation de phase</b>							
$\frac{ \Delta\varphi }{\Delta f}$ (10 <sup>-6</sup> s)	13			1,2	6,3	4,3	1,6

Gain et phase du paramètre de transmission pour les filtres étudiés au Chapitre II.

**FILTRE U3, résonateur en court-circuit**

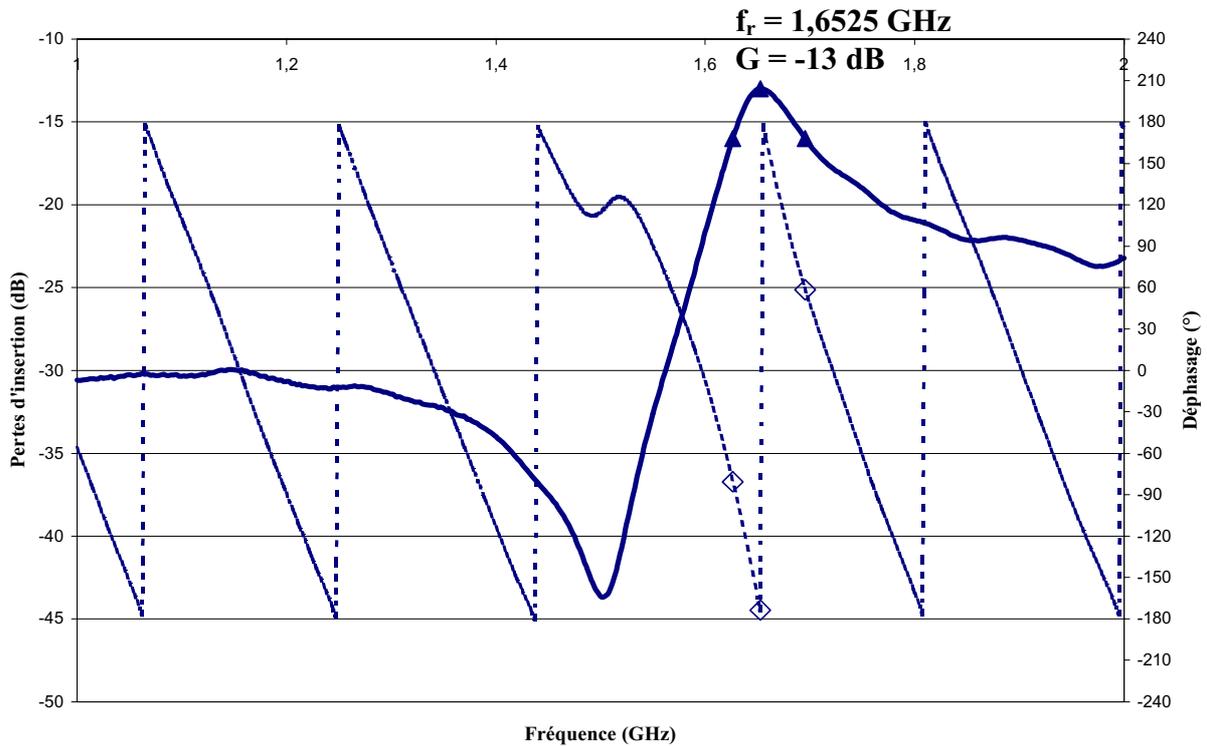
**FILTRE LD10**

**BOUCLE**

**FILTRE LD13**

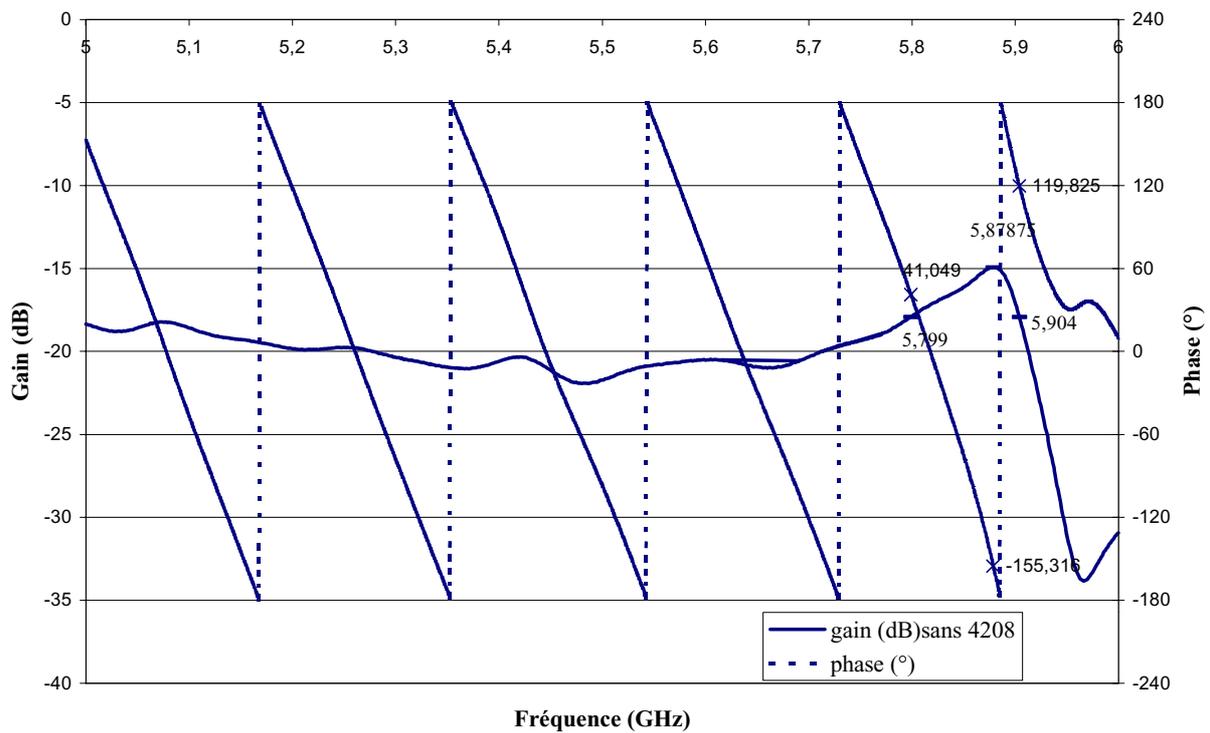
**FILTRE LD17**

**ANNEXE 6 : Filtre U3, résonateur en court-circuit :**



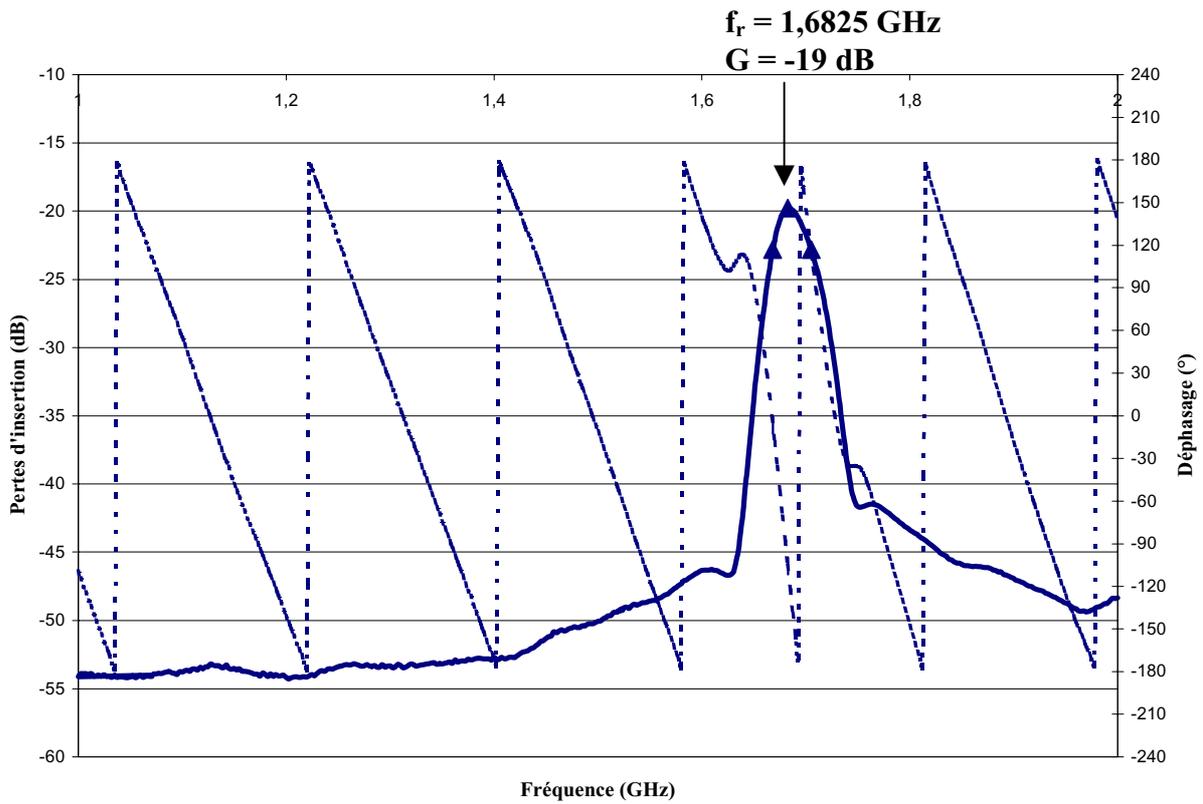
Evolution des pertes d'insertion (module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en dB) et du déphasage (argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  en degrés) en fonction de la fréquence. La bande passante vaut  $\Delta f = 1,6954 - 1,6262 \text{ GHz} = 69 \text{ MHz}$ . La différence de phase entre ces deux fréquences vaut  $\Delta\varphi = 58 - (-80) = 138^\circ$ .

ANNEXE 6 : **FILTRE LD10**



Evolution des pertes d'insertion (module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en dB) et du déphasage (argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  en degrés) en fonction de la fréquence. La bande passante vaut  $\Delta f = 1,6954 - 1,6262 \text{ GHz} = 69 \text{ MHz}$ . La différence de phase entre ces deux fréquences vaut  $\Delta\varphi = 58 - (-80) = 138^\circ$ .

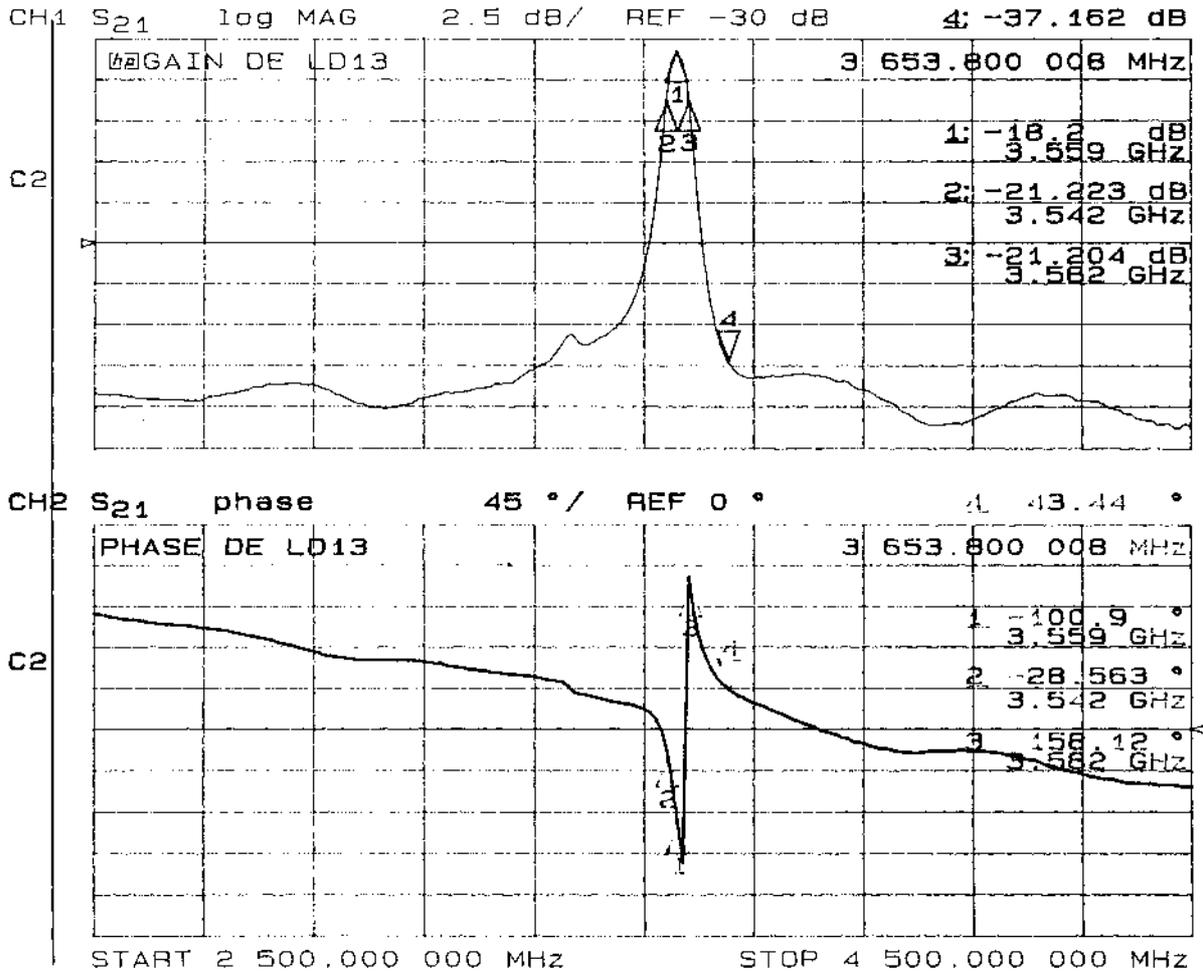
ANNEXE 6 : **FILTRE BOUCLE :**



Evolution des pertes d'insertion (module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en dB) et du déphasage (argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  en degrés) en fonction de la fréquence. La bande passante vaut  $\Delta f = 1,7051 - 1,6862 \text{ GHz} = 19 \text{ MHz}$ . La différence de phase entre ces deux fréquences vaut  $\Delta\varphi = 115 - (-6) = 121^\circ$ .

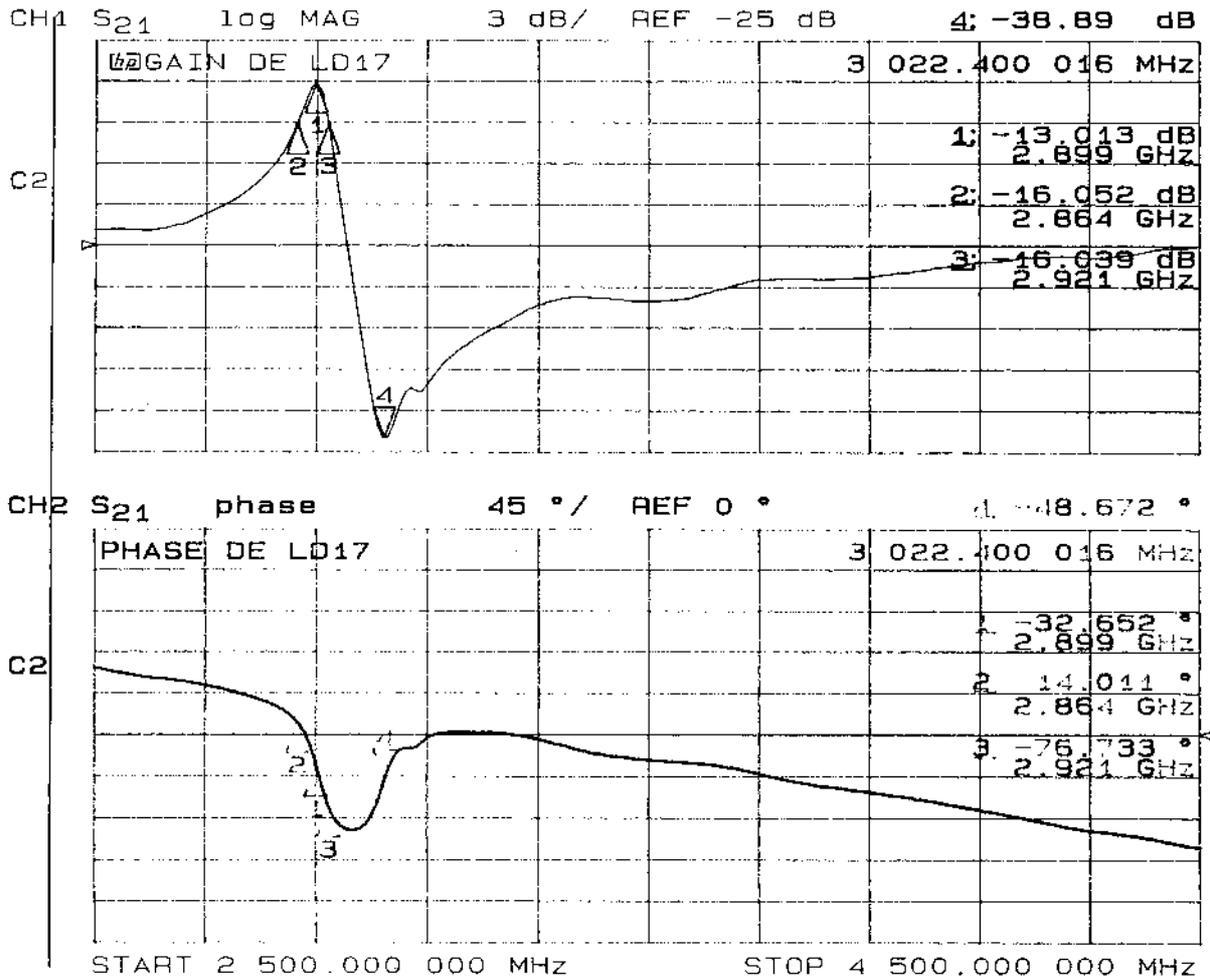
ANNEXE 6 : **FILTRE LD13**

Evolution des pertes d'insertion (module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en dB) et du déphasage (argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  en degrés) en fonction de la fréquence. La bande passante vaut  $\Delta f = 3,582-3,542$  GHz = 40 MHz. La différence de phase entre ces deux fréquences vaut  $\Delta\varphi = 58-(-28) = 86^\circ$ .



ANNEXE 6 : **FILTRE LD17**

Evolution des pertes d'insertion (module du paramètre de transmission  $s_{21}$  en dB) et du déphasage (argument du paramètre de transmission  $s_{21}$  en degrés) en fonction de la fréquence. La bande passante vaut  $\Delta f = 2,921 - 2,864 \text{ GHz} = 57 \text{ MHz}$ . La différence de phase entre ces deux fréquences vaut  $\Delta\varphi = 14 - (-76) = 90^\circ$ .



## **ANNEXE 7**



**ANNEXE 7 :****CARACTERISTIQUES ELECTRIQUES DES ELEMENTS  
DE LA CHAÎNE D'OSCILLATION****Tableau récapitulatif des caractéristiques de la chaîne à 1,5 GHz.**

<b>Caractéristiques Element</b>	<b>Bande de fréquence</b>	<b>Référence</b>	<b>Gain</b>	<b>Phase</b>
<b>Amplificateur</b>	1-2 GHz	QLW a4011	22 dB	linéairement variable
<b>Déphaseur</b>	1-2 GHz	ARRA 3418-90	-1 dB	réglable
<b>Coupleur</b>	1-2 GHz	Mini-Circuits ZFDC-20-5	-20dB(voie couplée) -1,7dB(voie directe)	linéaire autour de $-90^\circ$
<b>Atténuateur</b>	1-2 GHz	ARRA 3-6414-10	réglable de -0,5dB à -25dB	linéaire

**Tableau récapitulatif des caractéristiques de la chaîne à 3 et 6 GHz.**

<b>Caractéristiques Element</b>	<b>Bande de fréquence</b>	<b>Référence</b>	<b>Gain</b>	<b>Phase</b>
<b>Amplificateur</b>	2-8 GHz	QLW 05063024-01	24 dB	linéairement variable
<b>Déphaseur</b>	1-18 GHz	ARRA 9428 A	-1,5 dB	réglable
<b>Atténuateur</b>	1-12 GHz	ARRA D3- 4844-10	réglable de -0,5dB à -10dB	linéaire
<b>Coupleur</b>	2-4 GHz	ARRA 4194-20	-20dB(voie couplée)	quasi nul
	4-8 GHz	ARRA 4194-20	-1,2dB(voie directe)	



## **ANNEXE 8**



## **ANNEXE 8 : CAPTEURS D'HUMIDITE : SENSIBILITES**

**Tableau des sensibilités en sorption et désorption pour les capteurs d'humidité :**

<b>Filtre</b>	<b>Polyimide</b>	<b>Sensibilité (ppm/%HR)</b>	
		<b>sorption</b>	<b>désorption</b>
<b>Boucle</b>	Ultradel™ 4208	3,5	2,7
<b>Filtre 3</b>	Ultradel™ 4208	1,8	3,9
<b>Filtre 1</b>	Ultradel™ 4208	2,4	2,5
<b>Filtre 4</b>	Ultradel™ 4208	1,3	2,6
<b>Filtre LD17</b>	Ultradel™ 7501	2	3,1



## LISTE DES TRAVAUX ET PUBLICATIONS

- **Publications dans des revues avec comité de lecture :**

[1] C. Bernou, D. Rebière, J.Pistré  
"Microwave sensors : a new sensing principle. Application to humidity detection."  
Sensors and Actuators B, vol.68, n.1-3, (August 2000), p.88-93.

- **Conférences avec actes :**

[2] C. Bernou, D. Rebière, J.Pistré  
"New chemical sensors using microwave resonators."  
Proc. Eurosensors XIII, La Hague - Pays-Bas, 12-15 September 1999, 17A2, p.321-322.

[3] C. Bernou, D. Rebière, J.Pistré  
"Theory, design and experimental results of a chemical sensor at ultrahigh frequencies."  
Proc. 5th Conference on Sensors and Microsystems, Lecce-Italie, 12-16 Feb 2000. Sensors and Microsystems (ISBN 981-02-4487-8), World Scientific, Singapore, 2000, p.145-149.

[4] C. Bernou, D. Rebière, J.Pistré  
"Development of a microwave resonator as innovative humidity sensor."  
Proc. 8th International Meeting on Chemical Sensors, Bâle-CH, 3-5 July 2000, P76, p.323.

[5] C. Bernou, D. Rebière, J. Pistré, E. Chastaing  
"Microwave resonators as humidity sensor using polysiloxane coatings."  
Proc. Eurosensors XIV, Copenhagen - Denmark, 27-30 August 2000, p.233-234.

[6] C. Bernou, D. Rebière, J. Pistré  
"Résonateurs planaires hyperfréquences. Application à la détection d'humidité."  
Proc. Colloque Interdisciplinaire en Instrumentation (C2I), Paris-France, 31 Janv.-1<sup>er</sup> Fév. 2001, Vol.2, p.179-186.

- **Communications dans des congrès à diffusion restreinte.**

[7] C. Bernou, D. Rebière, J. Pistré, E. Chastaing  
"Les résonateurs planaires micro-ondes : une solution originale à la détection de composés gazeux."  
Journées Scientifiques Franco-Tunisiennes, Monastir - Tunisie, 25-27 octobre 2000.



---

## Utilisation de structures résonantes en bande S pour la réalisation de capteurs.

### Application à la détection en milieux liquide et gazeux.

---

**Résumé :** Nous présentons ici un nouveau principe de capteurs chimiques, basé sur la perturbation des ondes électromagnétiques par les modifications des propriétés physiques d'une couche sensible servant d'interface entre les espèces chimiques à détecter et une structure résonante micro onde.

Après une synthèse bibliographique des méthodes de calcul en hyperfréquences, nous avons élaboré des filtres passe-bande à bande étroite, à partir de résonateurs planaires demi-onde. Puis nous avons étudié les perturbations induites par une variation de permittivité sur la propagation dans une structure multicouche. La sensibilité à la variation de permittivité a ainsi été évaluée.

Les structures résonantes ont été ensuite réalisées grâce à la technologie des couches épaisses au Laboratoire IXL puis équipées de interfaces chimiques polymères. Les capteurs ainsi constitués sont placés en réaction sur un amplificateur afin de former un oscillateur dont la fréquence d'accord est susceptible de varier lors de l'introduction de polluants. Des polyimides utilisés en couches sensibles à l'humidité ont permis de démontrer la faisabilité de ce principe de détection. Des essais ont également été menés avec un polysiloxane développé par Thomson-LCR pour la détection de composés organophosphorés. Enfin des cellules de tests ont été spécifiquement élaborées pour la détection en milieu liquide.

**Mots clefs :** Résonateur hyperfréquence                      Lignes microrubans                      Couche sensible  
Permittivité                      Capteur d'humidité                      Diffusion

---

## Use of resonant structures in S-band for sensors realisation.

### Application to detection in gas and liquid media.

---

**Abstract :** We are presenting here a new chemical sensors principle based on the propagation disturbance of electromagnetic waves caused by the physical properties modifications of a sensitive coating serving as a chemical interface between the chemical species to be detected and a microwave resonant structure.

After a bibliographical synthesis of ultra-high frequencies calculation methods, we developed narrow band pass filters, based on half-wavelength planar resonators. Then the perturbations due to a dielectric constant variation in a multi-layered structure were studied. Thereby the permittivity sensitivity was evaluated.

The resonant structures were then realised thanks to the thick film technology at the IXL-Laboratory and equipped with chemical interface polymers. These sensors serve as feedback in an oscillator chain the frequency of which may vary in the presence of pollutants. Polyimides sensitive to humidity and used as sensitive layers enabled us to demonstrate the feasibility of this detection principle. Tests were also carried out with a polysiloxane developed by Thomson-LCR in order to detect organophosphorus compounds. Finally test stands were specifically developed for the detection in liquid media.

**Key words :** Microwave resonator                      Microstrip lines                      Sensitive coating  
Dielectric constant                      Humidity sensor                      Diffusion

---

**Discipline :** Electronique

Laboratoire IXL (CNRS UMR 5818) – Université Bordeaux 1 – ENSEIRB  
351, Cours de la Libération – 33405 Talence