

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications

991



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : Sciences et Technologie
Filière : Télécommunications
Spécialité : Systèmes de Télécommunications

**Développement d'un capteur micro-onde appliqué
au domaine médical**

Présenté par :

Selma ABDI

Sous la direction de :

Dr. Larbi BENKHAOUA

Juin 2018

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des sciences et de la Technologie
Département d'Electronique et Télécommunications

18/3810



Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master Académique

Domaine : **Sciences et Technologie**
Filière : **Télécommunications**
Spécialité : **Systemes de Télécommunications**

**Développement d'un capteur micro-onde appliqué
au domaine médical**

Présenté par :

Selma ABDI

Sous la direction de :

Dr. Larbi BENKHAOUA

Juin 2018

REMERCIEMENT

« Le plus grand Merci s'adresse au Bon Dieu, Le Clément qui nous a donné le courage, la force, la volonté, la santé pour surmonter les difficultés, et continuer le trajet de notre recherche et qui nous a guidé dans notre parcours »

Nous tenons à remercier chaleureusement notre aimable et respectueux encadreur **Dr. LARBI BENKHAOUA** qui a consacré son temps pour nous aider, nous encourager et nous guider pour la réalisation de ce travail.

Nous remercions tous nos enseignants pour leur disponibilité et leur loyauté, et tout particulièrement ceux et celles qui ont participé à notre formation durant nos années universitaires.

Nous tenons à remercier également tous nos collègues, toutes nos amies
Ainsi que tous les étudiants du master 2 promotion 2018.

À toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de notre mémoire.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

À mon **père**, dont la voix résonne encore dans mes oreilles pour me réveiller à l'aube et veiller ainsi au bon déroulement de mes études.

À ma chère **mère**, qui a tout sacrifié pour notre Education.

À mes sœurs **ZAHRA, ZYNEB**.

À mes frères **HAMZA, AHMED**, Sans oublier les
petits **HABIBE**.

À mes chères amies **YOUCEF**.

À mes cousines **KAMILA**.

***** SELMA *****

Introduction

Générale

Introduction générale

Au cours des dernières années, une demande croissante pour obtenir la permittivité relative des matériaux a été rapportée. Différentes techniques ont été appliquées à différents domaines tels que la biologie et la chimie. Dans les dernières années. L'une de ces applications émergentes est la détection et la caractérisation en temps réel des liquides. Par exemple, il serait utile d'avoir un outil d'analyse génétique ou de déterminer la composition de différents mélanges, comme l'éthanol et l'eau. De plus, il est également intéressant la détection des solides et leur épaisseur. L'approche proposée effectue ces analyses en temps réel sur la base du décalage de fréquence de résonance des résonateurs électromagnétiques. En particulier, la technologie présentée dans ce travail est inspirée du résonateur à anneau fondu (SRR) planaire. Un SRR est composé de deux anneaux métalliques concentriques avec deux espaces dans des positions opposées. Le SRR a été introduit par Pendry à la fin des années 90. Les structures imprimées basées sur les SRR deviennent une structure intéressante pour les applications de détection en raison de leur faible coût, temps de réponse rapide, haute sensibilité et sélectivité. Plus précisément, ces structures peuvent être utilisées pour mesurer la permittivité complexe des solides et des liquides. Cela peut être fait en reliant la fréquence de résonance des SRR à la partie réelle de la permittivité du matériau testé (MUT). De plus, les SRR sont également utiles pour la détection d'épaisseur de couche mince. Jusqu'à présent, les SRR ont été utilisés dans le terahertz, bandes d'ondes millimétriques et de dix gigahertz pour la détection de couches minces. De nos jours, il existe plusieurs techniques de caractérisation de la permittivité. Ils peuvent être divisés en deux groupes différents : méthodes destructives et non destructives. Tandis qu'avec une méthode non destructive, l'échantillon est toujours disponible avec les caractéristiques initiales après avoir fait la mesure. Une mesure destructive typique est effectuée avec des produits chimiques, lignes de transmission ou cavités résonantes, Par exemple, la méthode de ligne de transmission est considérée comme destructive car une partie du MUT doit être située à l'intérieur de la ligne de transmission, ajustement des dimensions particulières, La même chose se produit avec la méthode de la cavité résonante, où une section de la MUT doit être située à l'intérieur de la cavité. Dans les méthodes non destructives différentes techniques peuvent être trouvées comme par exemple la méthode de sonde coaxiale. Les méthodes non destructives sont plus rapides et moins coûteuses à

mettre en œuvre et à fabriquer. Les capteurs non destructifs basés sur les SRR sont devenus très populaires en raison de leur fabrication à faible coût par rapport à d'autres techniques. De plus, ils présentent un temps de réponse rapide et une sensibilité et une sélectivité élevée. La détection biologique et chimique est l'une des plus grandes applications des capteurs basés sur la SRR, Certains des produits chimiques liquides sont dangereux pour la santé humaine et, par conséquent, leur détection est cruciale, Dans les publications les plus récentes, des techniques microfluidiques ont été ajoutées aux capteurs SRR. L'idée principale est de conduire le liquide à travers des canaux placés à l'intérieur de la partie la plus sensible du SRR afin de détecter une substance d'intérêt. Pour certaines applications, il serait intéressant d'immerger le capteur directement dans des liquides sans utiliser de canaux microfluidiques. Bien que la microfluidique soit une technologie plus complexe que le capteur submersible proposé, la quantité de liquide nécessaire est minuscule. Ceci est un fait important dans les applications avec une quantité réduite d'échantillon liquide, tels que la détection des fluides biologiques. D'autre part, dans les applications industrielles, telles que la mesure d'huiles et de solvants, la quantité d'échantillon est suffisamment importante pour qu'un capteur puisse être directement immergé. Cela réduirait la complexité et le coût de fabrication. De plus, la détection de différents liquides serait plus facile et plus rapide.

Le 1^{er} chapitre est dédié aux métamatériaux, nous allons expliquer la propagation électromagnétique dans un milieu homogène, et la définition d'un milieu doublement négatif (métamatériaux), en suite nous allons présenter les différents types de SSR les plus utilisés.

Le 2^{ème} chapitre sera consacré pour aux Capteurs micro-ondes particulièrement les capteurs à base d'un résonateur métamatériau dans lequel nous allons évoquer ses principes de fonctionnement.

Dans le dernier chapitre, nous présenterons l'étude d'un capteur submersible à base d'un résonateur (SRR) qui fonctionne en dessous de 4 GHz pour caractériser un milieu liquide.

Chapitre I

Les métamatériaux

1.1 Introduction :

Les métamatériaux, également appelés « matériaux main gauche », sont une structuration métal-diélectrique périodique artificielle à une échelle inférieure à la longueur d'onde qui présente des propriétés électromagnétiques non accessibles dans la nature, à savoir une permittivité et une perméabilité négatives. La première théorie concernant leurs propriétés électromagnétiques a été introduite par le chercheur russe Veselago en 1964. en 2000, une première réalisation pratique a été proposée par le chercheur américain D. Smith. Depuis, les métamatériaux n'ont cessé d'attiser l'intérêt des chercheurs, car ils permettent d'envisager de nouvelles applications et optimisations dans le domaine des micro-ondes, notamment au niveau de la miniaturisation des circuits et l'introduction de nouvelles propriétés. Ce premier chapitre dresse un rappel théorique de la propagation électromagnétique dans les métamatériaux. L'origine des propriétés est ainsi définie. Les différentes méthodes d'étude et de synthèse des métamatériaux sont exposées. La méthode basée sur les réseaux de fils et les résonateurs a permis de créer des milieux doublement négatifs en combinant un milieu à permittivité négative avec un milieu à perméabilité négative

1.2 Propagation électromagnétique dans les milieux homogènes :

Pour une onde électromagnétique monochromatique qui se propage dans un milieu homogène, on peut réécrire les équations de Maxwell sous cette forme [1]:

$$\nabla * \mathbf{E} = - \frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} \quad (1.1)$$

et

$$\nabla * \mathbf{B} = - \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \quad (1.2)$$

Avec

$$\mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \text{ et } \mathbf{D} = \epsilon \mathbf{E} \quad (1.3)$$

\mathbf{E} représente le champ électrique, \mathbf{H} le champ magnétique, \mathbf{B} l'induction magnétique et \mathbf{D} l'induction électrique, μ la perméabilité magnétique, ϵ la permittivité électrique avec :

$$\mu = \mu_r \mu_0 \text{ et } \epsilon = \epsilon_r \epsilon_0 \quad (1.4)$$

ϵ_r et μ_r représentent respectivement la permittivité relative et la perméabilité relative du milieu de propagation, ϵ_0 et μ_0 représentent respectivement la permittivité et la perméabilité du vide. Pour une onde plane qui se propage selon la direction Z, un caractère ondulatoire $e^{j\omega t}$ et propagatif $e^{-\gamma z}$ sont associés aux champs électromagnétiques E et H . L'équation de propagation s'écrit alors:

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (1.5)$$

et

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-\gamma z} \quad (1.6)$$

La variation des champs E et H étant liée par les équations de Maxwell, l'onde est représentée fréquemment par un seul de ses champs : en général le champ électrique dans un but de simplification. E_0 représente l'amplitude du champ électrique, ω la pulsation qui est définie par $\omega = 2\pi f$. Avec f la fréquence. Dans les équations (1.5) et (1.6), γ est appelée la constante de propagation, elle est définie par $\gamma = \alpha + j\beta$

avec α l'atténuation, β la constante de phase. Selon la forme de la constante de propagation γ on définit trois cas :

- _ La valeur de γ est purement réelle : $\gamma = \alpha$ l'onde électromagnétique est évanescence, elle décroît exponentiellement lors de sa propagation.
- _ La valeur de γ est purement imaginaire $\gamma = j\beta$ onde électromagnétique est propagative.
- _ La valeur de γ est complexe : $\gamma = \alpha + j\beta$ onde électromagnétique est propagative avec un terme de pertes. Si on considère l'onde qui se propage sans pertes, on peut écrire les équations (1.5)' et (1.6)' :

$$E = E_0 e^{j\omega t} e^{-j\beta z} \quad (1.5)'$$

et

$$H = H_0 e^{j\omega t} e^{-j\beta z} \quad (1.6)'$$

Sachant que dans l'hypothèse d'une propagation TEM $\beta=k$ et à partir des équations (1.1), (1.2) (1.5) et (1.6), on peut réécrire les équations de Maxwell sous la forme suivante:

$$\mathbf{K} \times \mathbf{E} = \omega \mu \mathbf{H} \quad (1.7)$$

$$\mathbf{k} \times \mathbf{H} = -\omega \epsilon \mathbf{E} \quad (1.8)$$

1.3 Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux) :

À partir de l'équation (1.7) et (1.8) nous pouvons déduire qu'avec ϵ et μ simultanément positives, les vecteurs \vec{E} , \vec{H} , \vec{K} forment un trièdre direct ou main droite (Figure 1.1.a). Le flux d'énergie est décrit par le vecteur de Poynting qui s'écrit :

$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.9)$$

Nous pouvons également déduire qu'une autre possibilité satisfait cette équation, c'est le cas où ϵ et μ sont simultanément négatives. Dans ce cas, les vecteurs \vec{E} , \vec{H} , \vec{K} forment un trièdre indirect ou main gauche (Fig 1.1.b). C'est l'hypothèse théorique qui était introduite pour la première fois en 1964 par Veselago [1]. Le chercheur russe a exposé plusieurs propriétés physiques d'un tel matériau qui n'existe pas dans la nature d'où le nom de métamatériau. Ces propriétés seront exposées par la suite.

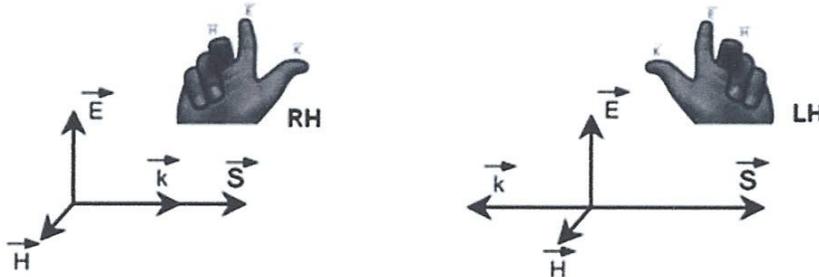


Figure 1.1 : (a) Trièdre direct (matériaux main droite) et (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)

En général, la réponse électromagnétique d'un matériau quelconque face à une onde électromagnétique incidente est déterminée par ses deux paramètres intrinsèques ϵ_r et μ_r . Donc, selon les signes de ϵ_r et μ_r , quatre combinaisons sont possibles.

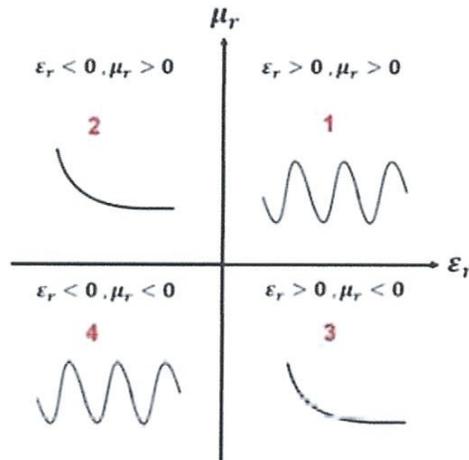


Figure 1.2 : les différents types de matériaux selon ces combinaisons

Les cadrans 1 et 4 sont les zones qui satisfont l'équation de propagation (1.9), l'onde est donc propagatrice. Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r > 0$ (main droite) représente le cas des matériaux classique comme les diélectriques . Le cas ou $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r < 0$ (main gauche) représente le cas des métamatériaux.

Les zones 2 et 3 sont des zones où l'onde ne se propage pas (onde évanescence). Le cas où $\epsilon_r > 0$ et $\mu_r < 0$ représente le cas des ferrites. Le cas où $\epsilon_r < 0$ et $\mu_r > 0$ représente le cas des plasmas

Revenons au cas qui nous intéresse (cadrant 4), comme noté auparavant, les métamatériaux appelés également matériaux main gauche ou encore matériaux doublement négatifs n'existent pas dans la nature

La vitesse de phase est définie par l'équation (1.10) et la vitesse de groupe par l'équation (1.11).

$$V_\psi = \omega / k \quad (1.10)$$

$$V^g = \partial \omega / \partial k \quad (1.11)$$

Le fait que les trois vecteurs \vec{E} , \vec{H} , \vec{K} forment un trièdre indirect implique que la vitesse de phase et la vitesse de groupe de l'onde sont dans des directions opposées:

Milieu main droite :

$$V_{\psi} > 0 (k > 0) \text{ et } V^g > 0 \quad (1.12)$$

Milieu main gauche :

$$V^g < 0 \quad (k < 0) \text{ et } V^g > 0 \quad (1.13)$$

Le fait que ϵ_r et μ_r soit toutes les deux négatives implique que l'indice de réfraction n du milieu est négatif, car:

$$n = -\omega \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (1.14)$$

Cela provoque l'inversion de la loi de Snell-Descartes, car lors du passage d'un milieu main droite à un milieu main gauche, l'onde réfractée sera transmise du même côté de la normale que l'onde incidente (Figure 1.3).

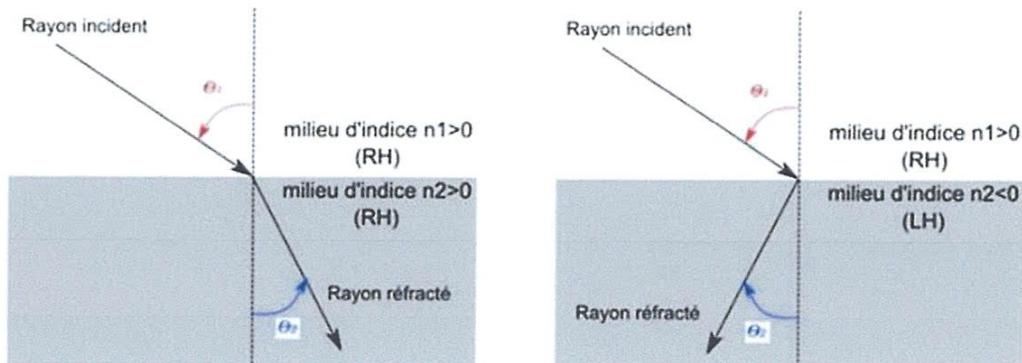


Figure 1.3 : Loi de Snell-Descartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif), (b) vers un milieu main gauche (angle négatif).

Les matériaux main gauche impliquent d'autres changements sur des phénomènes physiques bien connus, comme l'inversion de l'effet Doppler, l'inversion de l'effet Cerenkov et l'inversion de la convergence et de la divergence dans les lentilles concaves et convexes respectivement [2]

1.4 Synthèse des métamatériaux (Milieu à perméabilité négative) :

Le magnétisme artificiel consiste à créer un comportement magnétique sans utiliser de matériaux magnétiques mais juste des conducteurs métalliques classiques. Pendry a proposé en 1999 un circuit appelé résonateur à anneau fondu (SRR) [3]. Il s'agit de deux cercles métalliques ouverts. Ils sont excités par un champ électromagnétique dont le champ magnétique est dirigé selon l'axe des cercles (Figure 1.4)

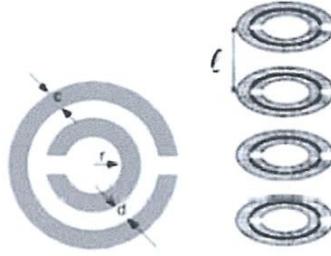


Figure 1.4 : Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative [3]

La dépendance fréquentielle de la perméabilité suit un modèle de Lorentz donné par l'équation (1.15)

$$\mu_{eff}(\omega) = 1 - \frac{\omega^2 \rho_m - \omega^2 m}{\omega(\omega + j\Gamma)\omega^2 m} \quad (1.15)$$

Avec ω_m la fréquence de résonance magnétique, ω_{pm} la fréquence plasma magnétique, Γ les pertes métalliques du SRR. Ces fréquences peuvent s'écrire en fonction des paramètres géométriques des SRR (Figure 1.4) à l'aide des équations

$$\omega_m = \sqrt{\frac{3l c^2}{\pi \ln\left(\frac{2c}{d}\right) r^3}} \quad (1.16)$$

$$\omega_{pm} = \frac{\omega m}{\sqrt{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}}} \quad (1.17)$$

Si les pertes métalliques sont suffisamment faibles, le SRR donne une valeur de perméabilité négative dans la bande de fréquences comprises entre ω_{mp} et ω_m . Un exemple est

présenté dans la Figure (1.5), la perméabilité d'un SRR carré passe par une valeur négative autour de 8.5 GHz, la permittivité quant à elle reste positive.

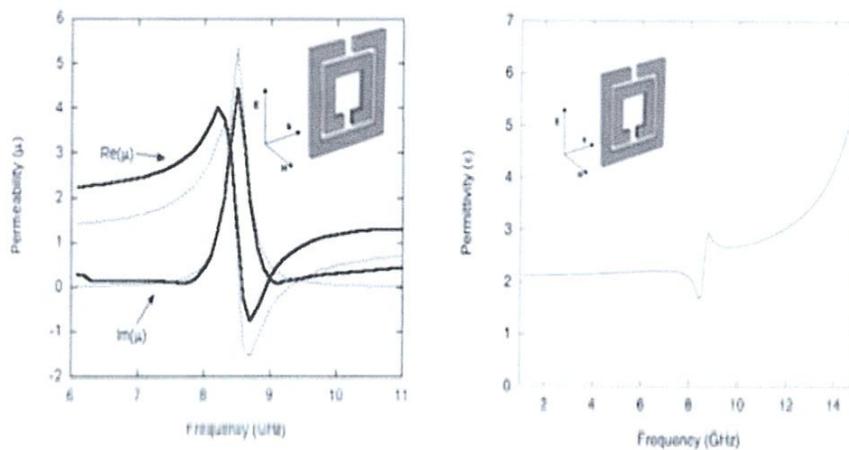


Figure 1.5 : (a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR [4].

1.5 Résonateurs métamatériaux (SRR) :

1.5.1 SRR circulaire :

Le Résonateur en Anneau Fendu (SRR) circulaire introduit par Pendry [5] a été dimensionné dans [8] pour un fonctionnement en bande X [8,2 GHz ; 12,4 GHz]. Le rayon de l'anneau externe est égal à 3 mm, la largeur de la piste en cuivre est de 0,33 mm, la largeur de la coupure des anneaux est de 0,33 mm et l'espacement entre les deux anneaux est de 0,33 mm (figure 1.8). Le substrat utilisé pour la simulation est le RO4003CR de chez ROGERS qui présente une permittivité relative de 3,38, des pertes tangentielles de l'ordre de 0,0027 et une épaisseur de 0,81 mm. Les simulations concernent le calcul des coefficients de réflexion et de transmission d'un réseau de SRRs. les deux paramètres de la matrice S seront utilisés par la suite pour l'extraction de la perméabilité effective, μ_{eff} .

Pour la simulation du réseau de SRRs, des conditions de périodicité sont appliquées sur la cellule unité présentée sur la figure (1.6) Ainsi, des conditions de murs électriques et

magnétiques sont appliquées selon l'axe y et x respectivement et la propagation se fait selon l'axe z.

Le champ magnétique doit être parallèle à l'axe des anneaux afin d'assurer une activité magnétique dans le SRR. Ici, dans un premier temps, nous considérerons un champ électrique selon l'axe y et ensuite nous comparerons ce cas à une autre structure similaire mais avec le champ électrique selon l'axe z. La boîte de rayonnement définie sous HFSS a un volume de $3,63 \times 3,63 \times 3,63 \text{ mm}^3$ et donc la périodicité suivant les trois directions est de $3,63 \text{ mm}$ [6].

La figure (1.7-a) présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance près à $11,55 \text{ GHz}$ avec une transmission de l'ordre de -40 dB . Cette fréquence dépend de la capacité créée par, d'une part, l'espacement entre les deux anneaux et, d'autre part, la coupure dans les deux anneaux.

La figure (1.7-b) illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée à partir du modèle de réflexion-transmission. On peut noter qu'à la résonance ($f_{\text{rés}} = 11,55 \text{ GHz}$), la partie réelle de la perméabilité $\text{Re}(\mu_{\text{eff}})$ du milieu est négative et est égale à $-0,12$. En dessous de $11,55 \text{ GHz}$, cette partie réelle est égale à $1,2$

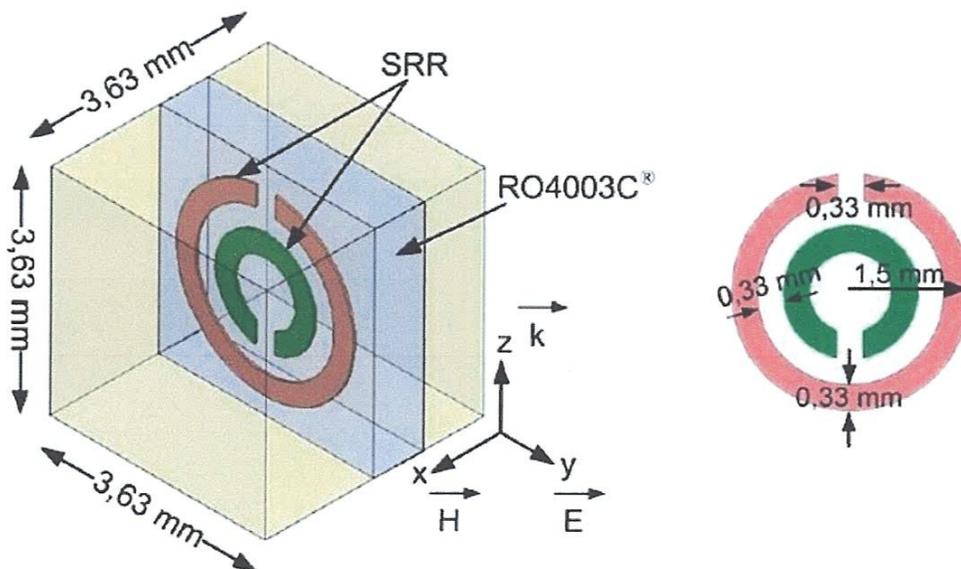


Figure 1.6 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du SRR circulaire

La même structure de la figure (1.7) est maintenant simulée mais avec une polarisation des champs différente. Le champ E est suivant l'axe z et le vecteur d'onde \vec{k} est selon l'axe y . Dans ce cas, la transmission présentée sur la figure (1.8-a) est de l'ordre de -34 dB à la fréquence de 10,925 GHz. La partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -5 figure (1.8-b). En dehors de cette bande, $Re(\mu_{\text{eff}})$ est positive.

Ces deux cas se distinguent par la polarisation du champ E . Dans le premier cas figure (1.6), le champ E est tel que la symétrie de la structure n'est pas respecté. La conséquence est que l'on se retrouve aussi avec une résonance électrique et non pas seulement une résonance magnétique à 11,55 GHz. La résonance magnétique est due à la pénétration du champ à travers les anneaux et qui donc génère un courant circulant sur ceux-ci. La résonance électrique, quant à elle, est due à l'excitation de la coupure des anneaux par le champ E .

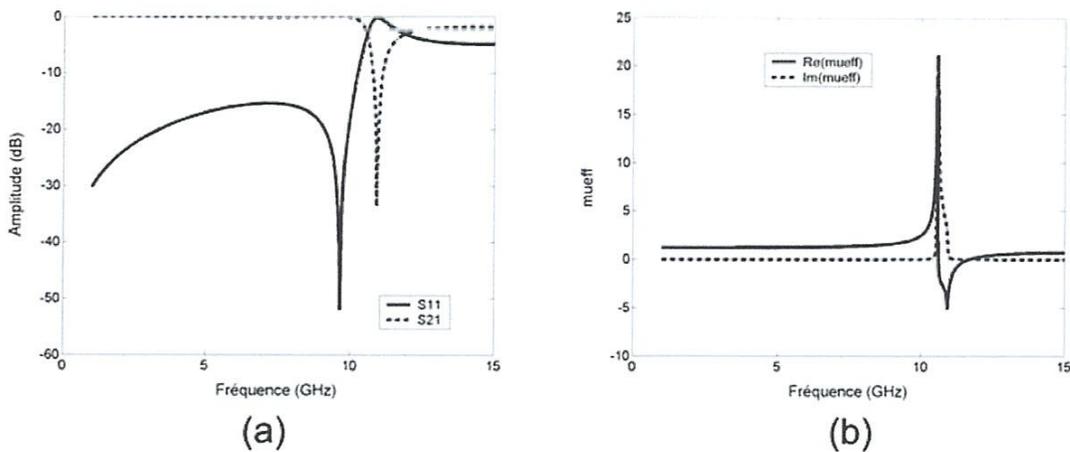


Figure 1.7 : SRR circulaire avec E selon l'axe y : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [6].

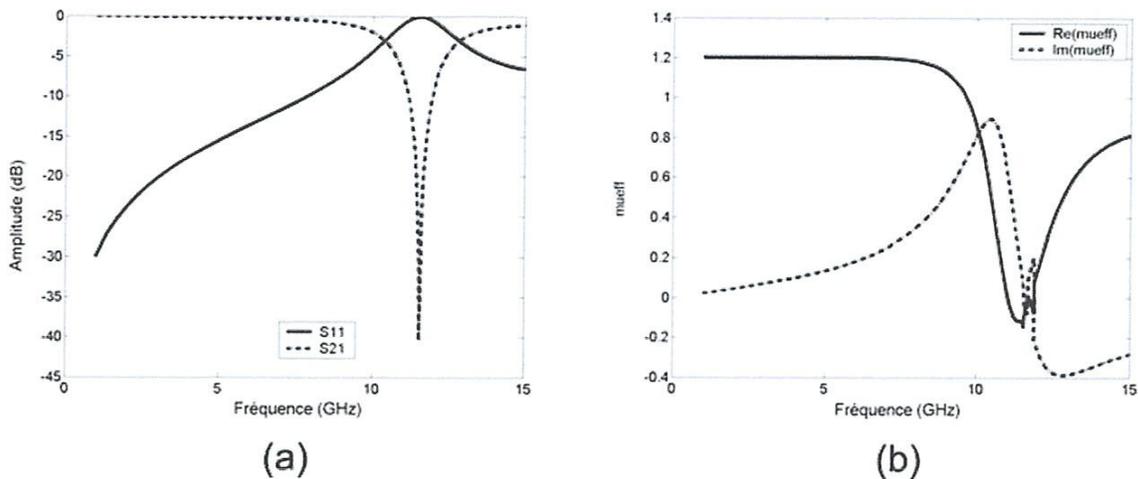


Figure 1.8 : SRR circulaire avec E selon l'axe z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.[6].

Dans le deuxième cas, le champ E est orienté de telle façon qu'il respecte la symétrie de la structure et aussi qu'il n'excite pas la coupure des anneaux. Nous retrouvons donc seulement une résonance magnétique de la structure. Nous notons qu'en cas de double résonance, électrique et magnétique, la fréquence de résonance est légèrement supérieure que dans celui où il n'existe que la résonance magnétique.

1.5.2 BC-SRR circulaire :

Si l'on se réfère aux travaux de Marqués sur la bianisotropie existant sur le SRR [9], le résonateur à activité magnétique appelé Broadside Coupled SRR « BC-SRR » devrait donc éliminer le couplage magnéto-électrique observé dans le cas de la structure de la figure (1.6), où le champ E ne respecte pas la symétrie de la structure.

Afin de comparer les propriétés de ce BC-SRR avec le SRR circulaire classique de Pendry, deux cas sont considérés. Le premier consiste à utiliser des anneaux ayant le même diamètre que l'anneau externe de la figure (1.6) (3 mm) et le deuxième cas associe des anneaux ayant le même diamètre que l'anneau interne de la figure (1.6) (1,68 mm).

La première structure est présentée sur la figure (1.9). Les deux anneaux ont les mêmes dimensions et sont placés chacun sur une face du substrat

La figure (1.10-a) présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance frés à 9,51 GHz avec une transmission de l'ordre de -37 dB. La figure (1.10-b) illustre les variations des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée. On peut noter qu'à la résonance (frés = 9,51 GHz), la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance et prend des valeurs variant de 0 à -5. En dehors de cette bande étroite, $Re(\mu_{eff})$ est positive. La réponse de la perméabilité effective dans le cas du BC-SRR est identique à celle de la figure (1.8-b).

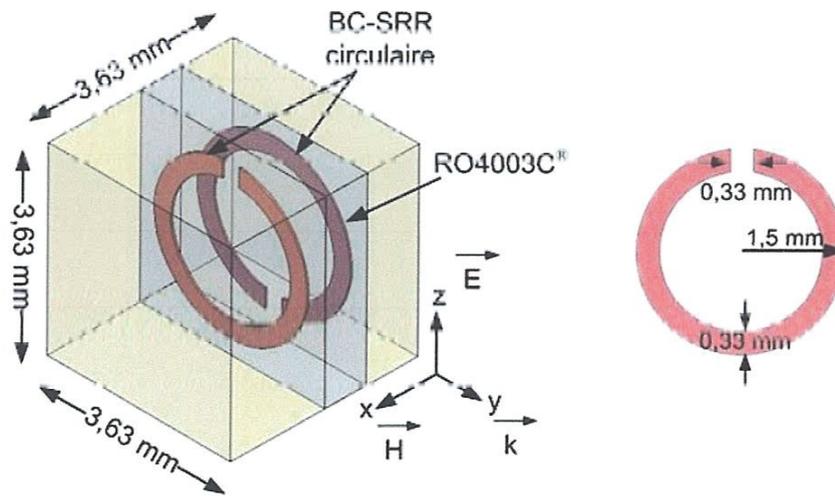


Figure 1.9 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR circulaire.

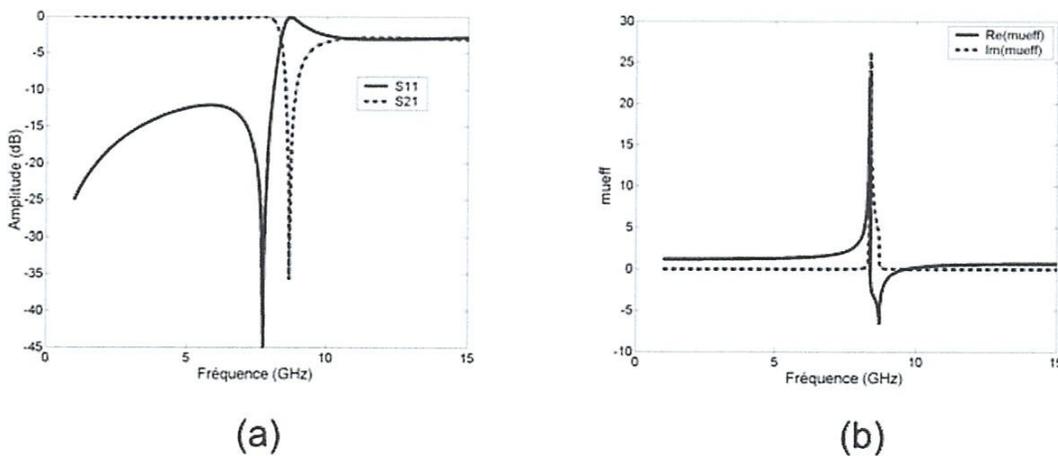


Figure 1.10 : BC-SRR circulaire avec le grand diamètre : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.[6].

1.5.3C-SRR :

Ce type de RAF en forme de « C » a été introduit par O'Brien [7] pour un fonctionnement dans la gamme des TéraHertz (THz). Ici, nous analysons ce résonateur à activité magnétique dans la bande X [8,2 GHz ; 14,4 GHz]. La structure est composée de deux SRRs en « C ».

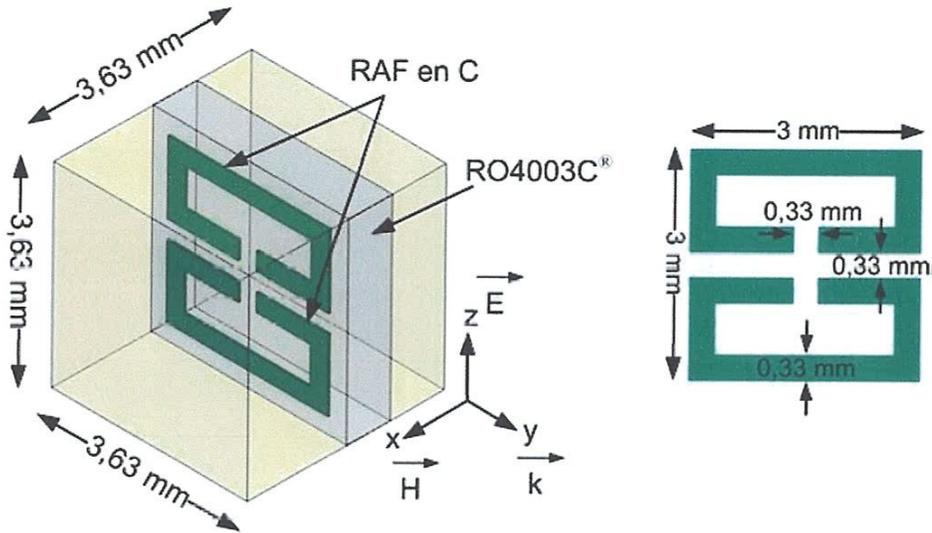


Figure 1.11 : Représentation et dimensions d'une unité de cellule du SRR en forme de « C »

Sur une face du substrat. La représentation de la structure avec les différentes dimensions est donnée sur la figure (1.11). La figure (1.16-a) présente les coefficients de réflexion et de transmission en dB et montre une fréquence de résonance frés à 13,82 GHz avec une transmission de l'ordre de -33 dB.

La figure (1.12-b) présente la variation en fréquence des parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective calculée. On peut noter que la partie réelle de la perméabilité est négative dans une bande étroite de fréquences autour de la résonance (frés = 13,82 GHz) et prend des valeurs variant de 0 à -3,5. En dehors de cette bande étroite, $Re(\mu_{eff})$ est positive.

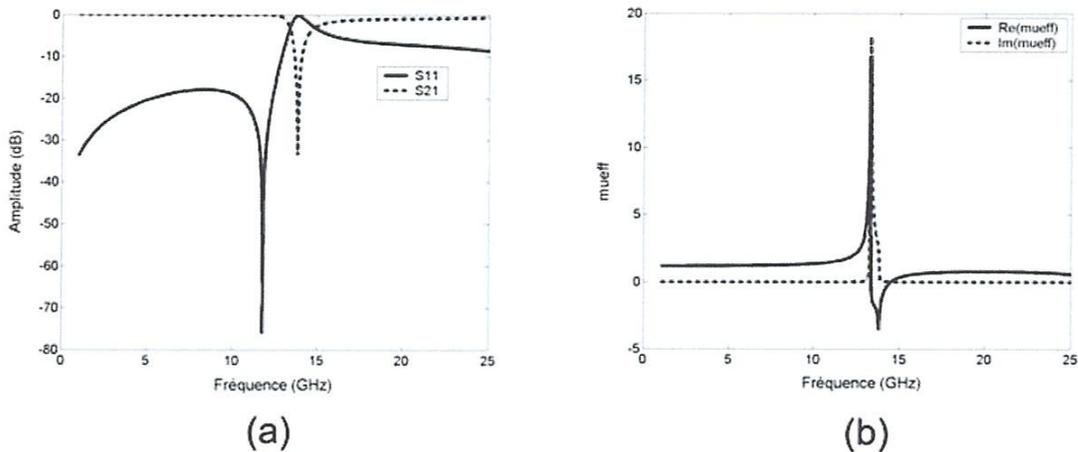


Figure 1.12 : C-SRR (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.

1.6 Spirales :

Les spirales sont des résonateurs bien connus dans les circuits micro-ondes planaires. Leur utilité pour la conception de la perméabilité magnétique négative a été montrée. A titre d'exemple, nous avons montré le résonateur spiral à deux tours (2-SR) représenté sur la figure (1.13). Une analyse quasi-statique de cette configuration conduit au circuit équivalent, et aux distributions de courant et de tension indiquées dans la figure. Cette conception fournit également un fort dipôle magnétique à la résonance, étant ainsi utile pour la conception de métamatériaux. A partir du circuit équivalent de la figure (1.13).

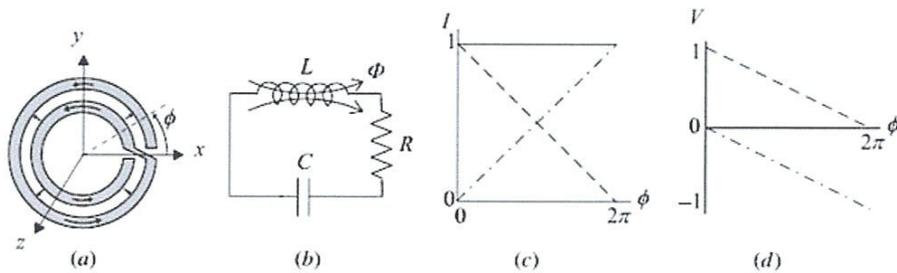


Figure 1.13 : (a) Esquisse d'un résonateur à spirale à deux tours (2-SR). (b) Circuit équivalent (c) Dépendance angulaire du courant le long de la ligne intérieure (ligne pointillée) et bandes extérieures (doublées de pointillés). (d) Tension le long de la ligne intérieure (ligne pointillée) et de la ligne pointillée) bandes. De telles distributions (c et d) impliquent une tension

*constante à travers la fente et un courant tot (la somme des courants sur les deux bandes)
constant avec f trait plein dans (c).*

1.7 Conclusion :

Ce chapitre introductif a permis de rappeler la théorie des métamatériaux en partant des équations de Maxwell. Nous avons pu démontrer théoriquement le sens physique de la propagation des ondes dans un milieu doublement négatif en décrivant quelques propriétés qui en découlent.

Chapitre II

***Capteur micro-onde à base d'un
résonateur métamatériau (SRR)***

II.1 Introduction :

Un capteur micro-ondes est un appareil électronique utilisé pour contrôler les caractéristiques d'un milieu. Aujourd'hui, beaucoup de techniques analytiques détectent l'évènement de reconnaissance moléculaire à l'aide des biocapteurs. Elles peuvent être utilisées pour l'analyse du phénomène de reconnaissance lui-même (savoir si telle molécule interagit avec telle autre) ou pour la mesure de la concentration d'une protéine cible [8]. Actuellement, à cause des propriétés exotiques des métamatériaux, la frontière entre les métamatériaux et le domaine de détection devenue importante pour les développements scientifiques et technologiques. Dans ce chapitre nous allons donner les principes des capteurs micro-onde. Nous présentons aussi les principaux capteurs traditionnels.

II.2.1 Capteur micro-onde à base de guide d'onde :

Le premier dispositif hyperfréquence utilisé pour déterminer la concentration de glucose en solution aqueuse est basé sur une ligne coplanaire [9]. Un canal microfluidique en polymère est assemblé perpendiculairement à la ligne coplanaire.

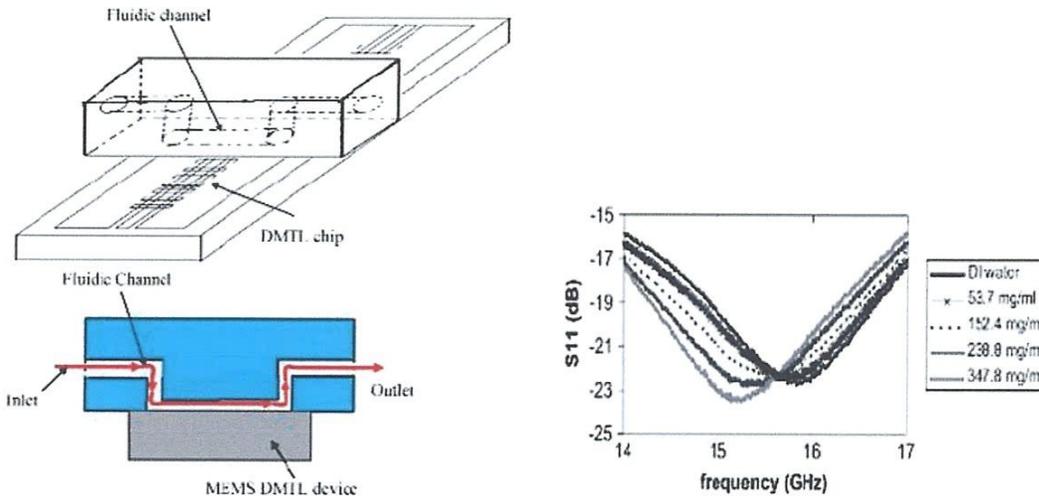


Figure 2.1 : structure d'un Capteur micro-onde à base de guide d'onde.

Le spectre $|S_{11}|(\text{freq})$ pour une telle structure présente trois « résonances » dans la gamme $[0 ; 20]$ GHz. La circulation d'un fluide dans le microcanal altère la fréquence de résonance. C'est ce paramètre qui est utilisé (à la troisième « résonance » à 15.5 GHz) pour estimer la sensibilité du dispositif aux variations de concentrations en glucose des solutions circulant dans le canal microfluidique.

La Figure (2.1-b) montre les spectres $|S_{11}|$ (freq) autour de cette troisième résonance pour différentes concentrations en glucose. La sensibilité du dispositif a été estimée par les auteurs à 1.6 MHz/(g.L-1), mais la résolution, c'est-à-dire la plus petite variation de concentration en glucose détectable, n'a pas été estimée.

II.2.2 Capteur micro-onde à base de cavité résonante :

Il existe plusieurs exemples de cavités métalliques utilisées pour déterminer la concentration en glucose en solution aqueuse. Citons par exemple les travaux de B. Kapilevich et al. [10] qui ont développé une cavité résonante pour laquelle un mode TM_{010} est excité. Les échantillons fluidiques (d'un volume de 3.5mL environ) sont placés dans tube logé au centre de la cavité Figure (2.2 -a). La fréquence centrale de la cavité se situe à environ 1.9 GHz.

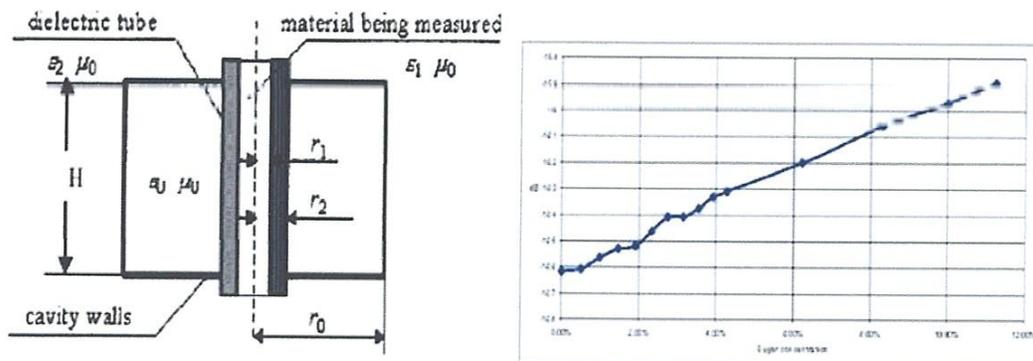


Figure 2.2 : Cavité résonante développée par B. Kapilevich et al. [11] pour l'analyse de solutions biochimiques et de biomolécules en solution comme le glucose. Les échantillons sous test sont placés dans un tube central.

Plusieurs solutions biochimiques et de biomolécules ont été caractérisées sur ce dispositif : solutions de chlorure de sodium ($Na^+ + Cl^-$), de permanganate de potassium ($K^+ + MnO_4^-$), d'éthanol et enfin de glucose. La sensibilité aux variations de la concentration en glucose, déterminée à partir des variations de l'amplitude du paramètre S_{11} à la résonance Figure (2.2 b), a été évaluée à : $\Delta|S_{11}|=0.0065$ dB/(g.L-1).

La même équipe de recherche a proposé une deuxième cavité résonante [12] supportant des modes TM_{010} (résonance à 1.5 GHz) et des modes TE_{111} . Le fluide sous test se trouve à

nouveau logé dans un tube placé sur l'axe de rotation principal de la cavité. Le volume de fluide en interaction avec le champ est cette fois de 0.5 mL.

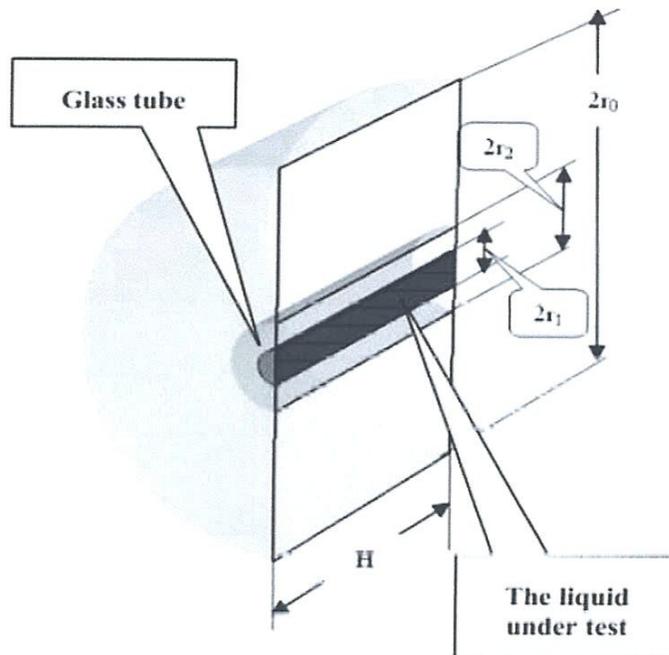


Figure 2.3 : autre exemple de cavité résonante développée par B. Kapilevich et al. [13] pour l'analyse de solutions biochimiques et de biomolécules en solution. A nouveau, le liquide à caractériser est placé dans un tube central.

C'est à nouveau la norme du paramètre S11 à la résonance qui est utilisé comme indicateur des variations de concentration en soluté et cette nouvelle version de cavité résonante développée pour la caractérisation de liquides biologiques montre une sensibilité aux variations de concentration en glucose de 0.015 dB/(g.L-1).

Une solution originale a été proposée par G. Gennarelli et al. [14] sous la forme d'une cavité métallique rectangulaire. Deux coupleurs connectés aux deux ports d'un analyseur de réseau vectoriel permettent d'exciter le mode TE101 dans la cavité rectangulaire. Le liquide sous test est injecté dans un tube placé au centre de la cavité et perturbe la propagation du champ électromagnétique. La Figure (2.4-a) montre un tel dispositif.

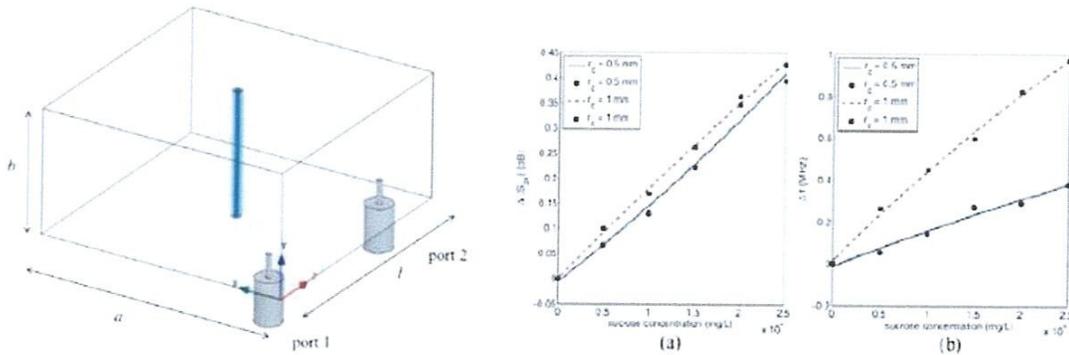


Figure 2.4 : Cavity métallique rectangulaire dans laquelle est excité un mode TE₁₀₁ pour l'analyse de solutions aqueuses de glucose. L'échantillon de solution est introduit dans un tube placé au centre de la cavity.

Le mode TE₁₀₁ utilisé entre en résonance à 1.9 GHz. La détermination de la concentration en glucose est faite par la mesure d'écarts de fréquence de résonance Δf_r et de variation du taux de réjection à la résonance $\Delta |S_{21}|$. Les sensibilités d'un tel capteur ont été estimées à 40 kHz/(g.L⁻¹) et 0.018 dB/(g.L⁻¹).

II.3 Résonateurs diélectriques hyperfréquence :

Les résonateurs diélectriques constituent la deuxième grande famille de structures hyperfréquences résonantes utilisées pour la caractérisation diélectrique et l'analyse, en règle générale, de liquides. Tout comme les cavités résonantes présentées au paragraphe précédent, les résonateurs diélectriques sont caractérisés par des valeurs de facteur de qualité très élevées (de quelques centaines à quelques milliers), rendant la détermination de la fréquence de résonance bien plus précise que dans le cas de résonateurs implémentés dans des guides miniatures (dont les facteurs de qualité valent de quelques unités à quelques dizaines).

La Figure (2.5) montre un exemple de résonateur diélectrique pour lequel les modes sont excités par couplage magnétique à l'aide d'un guide diélectrique.

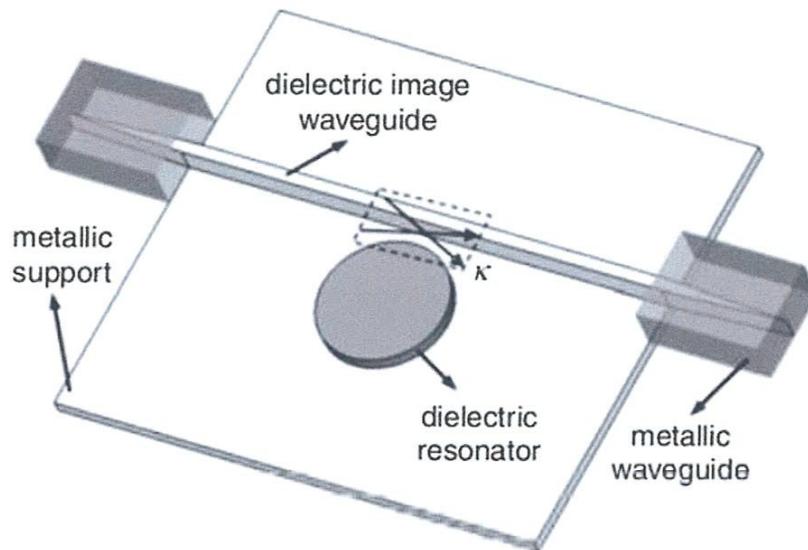


Figure 2.5 : Résonateur diélectrique pour lequel les modes de galerie sont excités par couplage magnétique à l'aide d'un guide d'onde diélectrique. Les modes de galerie sont des modes d'ordre supérieur se propageant circulairement dans les résonateurs diélectriques et pouvant être exploités pour l'analyse hyperfréquence de liquides.[15]

De nombreuses méthodes ont été explorées pour réaliser le couplage fluide/champ électromagnétique avec des résonateurs diélectriques. un champ électromagnétique évanescent en surface du résonateur. La solution la plus simple techniquement pour réaliser le couplage fluide/champ électromagnétique reste donc de déposer une goutte de liquide sous test sur la face supérieure du résonateur. Cette proposition a été utilisée par [16]. Bien que simple techniquement, cette possibilité souffre d'inconvénients de taille :

- Le manque de reproductibilité dans le positionnement de l'échantillon fluide sur le résonateur.
- La présence de phénomènes d'évaporation (dans le cas de solutions aqueuses).

Ces deux éléments constituent une source d'erreur significative pour la caractérisation de liquides à l'aide de résonateurs diélectriques.

II.4 CAPTEUR À BASE DE RÉSONATEUR ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

II.4.1 Capteur imprimé à base de résonateur fendu

Dans cette partie deux SRRs rectangulaires sont utilisées comme capteur micro-onde, les résultats obtenus sont des exemples de compréhension pour le travail qu'on doit le faire avec la même architecture, mais avec autres dimensions et résultats pour qu'on puisse faire la comparaison . La figure 2.6 montre la vue de dessus du capteur proposé dans [17] ce capteur est implémenté dans la technologie microruban, où cette technologie est basée sur une couche de métallisation sur un substrat diélectrique mis à la terre conduisant à des circuits micro-ondes monocouches imprimés [18]. Le capteur proposé est composé d'une ligne de transmission chargée par deux SRR rectangulaires. Les extrémités de la ligne sont soudées à deux connecteurs SMA, agissant comme des ports du capteur, les auteurs ont utilisé un substrat diélectrique commercial (Rogers AD1000), avec une constante diélectrique relative de $\epsilon_r' = 10,6 \pm 0,35$ perte tangente $\tan \delta = 0.0023$, épaisseur du substrat $h = 1,27$ mm, et une épaisseur de métallisation de $17 \mu\text{m}$ La largeur de la ligne microruban est de $Wl = 1,19$ mm (conçue pour tourner une impédance caractéristique de 50Ω) la distance entre les anneaux et entre les anneaux et la ligne microruban est $d = g = 0,8$ mm et la largeur de la métallisation des anneaux est de $c = 0,8$ mm. La longueur de l'anneau extérieure est $l = 12$ mm et la largeur est $w = 6$ mm. La Figure (2.6) montre un exemple de simulation pour avoir une idée du fonctionnement de ce capteur, avec le logiciel ADS (Advanced Design System), et les coefficients de réflexion et de transmission sont présentés dans Fig (2.7).

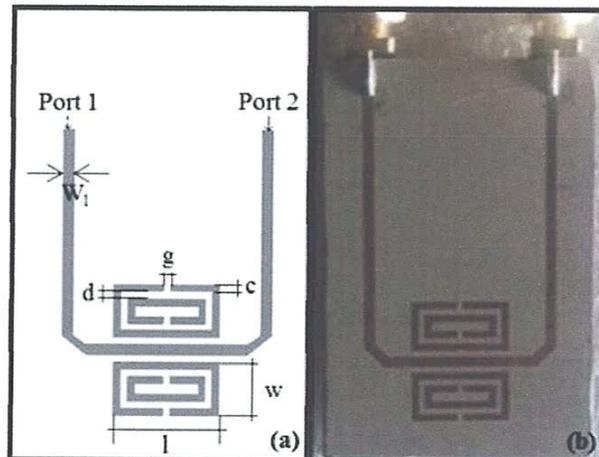


Figure 2.6 : (a) Schéma du capteur et (b) prototype fabriqué.[19]

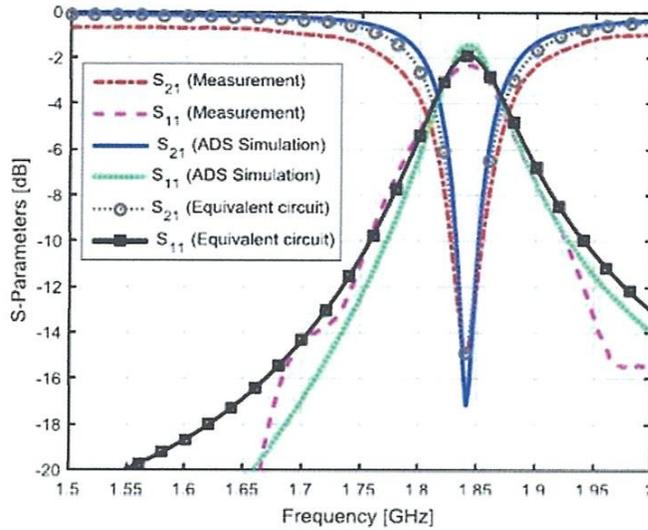


Figure 2.7 : Simulation électromagnétique (ADS) et simulation du circuit équivalent[19] .

On peut voir que la fréquence de résonance est égale à 1,84 GHz dans tous les cas obtenu une bonne correspondance entre la simulation et les résultats expérimentaux. Les dimensions du capteur ont été choisies afin d'obtenir une fréquence de résonance dans la bande des basses gigahertz, car l'objectif du travail est la caractérisation des matériaux dans une bande en dessous de 2 GHz. Le capteur peut être facilement mis à l'échelle et, par conséquent, redessiné afin de fonctionner dans une autre région de fréquence.

II.4.2 Principe de détection

Les SRR introduisent un pic dans le coefficient de transmission entre les ports de la ligne microruban. Ainsi, le principe de fonctionnement du capteur SRR repose sur le décalage de la fréquence de résonance produite lorsqu'un matériau est situé sur les deux résonateurs (SRRs). Tout d'abord, un mode de propagation quasi-TEM est supposé du fait que les lignes de champ électrique dans une ligne microruban ne sont pas complètement confinées entre la bande conductrice et le plan de masse. Dans la technologie de ligne microruban, la longueur d'onde guidée est donnée par :

$$\lambda_g = \frac{c_0}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

Où c_0 est la vitesse de la lumière dans le vide ϵ_{eff} est la permittivité effective qui prend en compte le fait que les lignes de champ électrique ne sont pas entièrement contenues entre le conducteur de bande et le plan de masse. Dans le cas de la structure à base de SRR ($c/h \leq 1$), la permittivité effective pour le capteur non couvert est donnée par :

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[\left(1 + 12 \left(\frac{h}{c} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left(1 - \left(\frac{c}{h} \right) \right)^2 \right) \right] \quad (2.2)$$

Par conséquent, si un matériau est situé sur la structure les champs interagissent avec le matériau et les caractéristiques de la ligne changent [20], [21]. Une augmentation de l'épaisseur du matériau situé sur la structure augmente également la permittivité effective ϵ_{eff} . On peut déduire du circuit LC équivalent que la fréquence de résonance (f_0) d'un SRR peut être obtenue :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L.C}} \quad (2.3)$$

Où L et C sont l'inductance et la capacité du SRR, respectivement.

De plus, on peut voir que la capacité et l'inductance de SRR [17] suivent les équations :

$$C = \frac{\sqrt{\epsilon_{eff}} P_{int}}{C_0 Z_0} \quad (2.4)$$

$$L = \frac{2.Z_0 \sqrt{\epsilon_{eff}} P_{ext}}{C_0} \quad (2.5)$$

Où Z_0 est l'impédance caractéristique correspondant à une ligne coplanaire formée entre l'anneau intérieur et extérieur du SRR [22], P_{int} est le périmètre défini par l'écart entre les anneaux, et P_{ext} est le périmètre défini par l'anneau externe. On peut voir que la capacité augmente avec l'augmentation de la permittivité effective.

Ainsi, une augmentation de la permittivité effective produit une diminution de la fréquence de résonance des SRRs.

La figure (2.9) montre le circuit équivalent du capteur proposé, où C_{SRR} et L_{SRR} prennent en compte la capacité et l'inductance des deux SRR. Ces valeurs sont obtenues à partir de (2.4)

et (2.5), comme on a expliqué précédemment. R_{LOSS} considère les pertes de la métallisation, du substrat des SRR et les pertes diélectriques lorsqu'un échantillon est placé sur le capteur. ϵ_r'' : Ce terme est utilisé pour caractériser la partie imaginaire de la permittivité relative de l'échantillon et il est calculé à partir du coefficient de transmission du circuit comme :

$$R_{LOSS} = \frac{Z_0(1-10^{-\frac{|S_{11}|}{20}})}{10^{-\frac{|S_{11}|}{20}}} \cdot \frac{2}{2.95} \quad (2.6)$$

Les lignes du modèle équivalent représentent la ligne microruban du capteur, chacun d'entre eux avec la moitié de la longueur totale de la ligne de capteur. Les autres paramètres des lignes (largeur du substrat et de la ligne, Wl) sont les mêmes que ceux expliqués précédemment, les valeurs du modèle équivalent pour le capteur non chargé sont : $C_{SRR} = 25,86$ pF, $L_{SRR} = 0,30$ nH et $R_{loss} = 442 \Omega$ la figure (2.8) montre un bon accord entre les résultats du modèle équivalent et les paramètres S mesurés et de simulation par ADS.

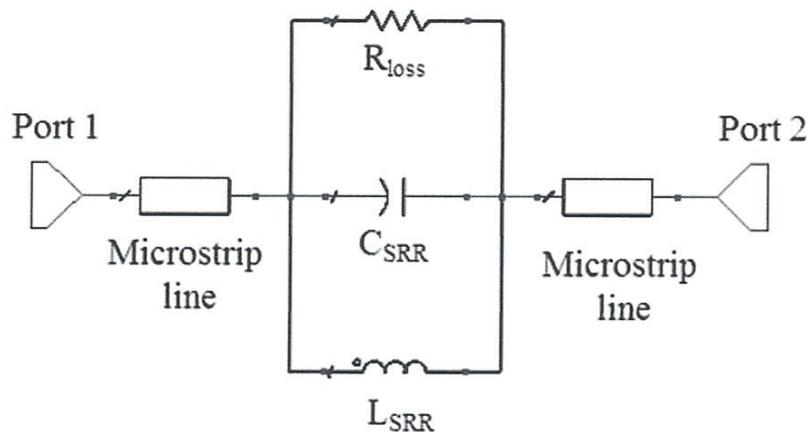


Figure 2.8 : modèle de circuit équivalent du capteur proposé.[19]

Sur la figure (2.9), la théorie précédemment exposée est démontrée par des exemples de simulations, le capteur présenté dans la figure (2.6) a été simulé dans deux situations différentes : le capteur à vide et le capteur couvert par un matériau de 3 mm d'épaisseur. Le matériau a une permittivité $\epsilon_{r2}' = 5$. Sur la figure (2.9), les coefficients de transmission et de réflexion pour les deux situations sont montrés. On peut voir que la fréquence de transmission passe de 1,85 GHz à 1,63 GHz lorsque le capteur est couvert par le matériau, Ce

décalage de fréquence permet la détection et la caractérisation du matériau déposé sur le capteur, où le capteur permet l'estimation de la partie réelle de la permittivité relative, par conséquent, la fréquence de résonance des SRR dépend du matériau recouvrant le capteur, qui peut être utilisé à des fins de détection.

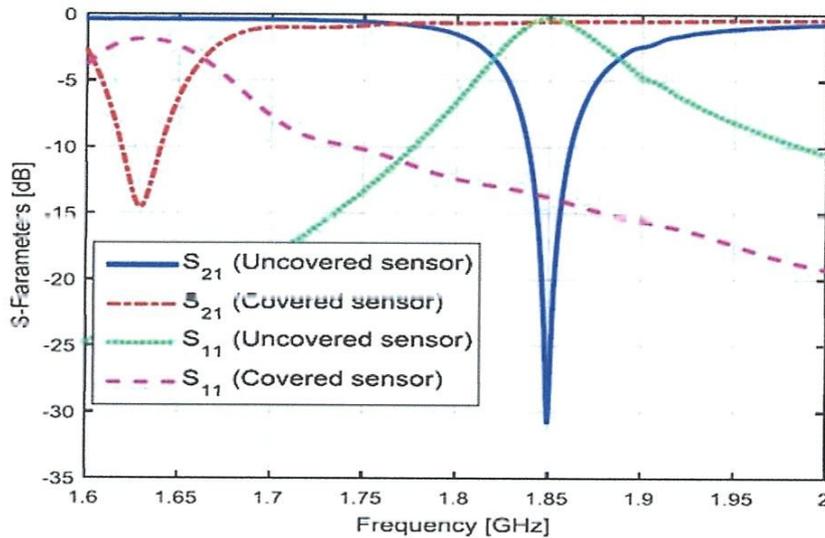


Figure 2.9 : Paramètres S simulés cas de capteur non couverts et couverts.[19]

II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons expliqué comment faire la caractérisation d'un milieu quelconque par un capteur microonde à base des SRRs. Nous avons montré aussi les avantages de ce dernier et son principe de fonctionnement. Où le changement de la permittivité d'un milieu inconnu introduit un changement dans la fréquence de résonance du capteur.

Dans le chapitre suivant nous allons essayer de simuler le capteur précédent on utilisant le logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator).

Chapitre III

***Résultats de Simulation et
réalisation***

III.1 Introduction :

Comme nous avons vu dans le chapitre précédent, Récemment les résonateurs à anneau fendu (SRR) ont été largement utilisés dans le domaine de la détection en raison de leur sensibilité élevée pour faire la différence entre deux milieu proche, leur faible coût, facteur de qualité élevé, et faible taille électrique. Ces capteurs à bande étroite sont conçus pour traduire les changements de la permittivité relative ϵ_r de l'échantillon à des changements de la fréquence de résonance qui est un paramètre quantifiable.

Dans ce chapitre nous avons simulé le capteur à base d'un résonateur (SRR) proposé par Galindo-Romera et al dans [19] et présenté dans le deuxième chapitre avec quelques changements. Où cette nouvelle version du capteur microfluidique fonctionne en dessous de 4 GHz pour caractériser un milieu liquide, ce capteur est utilisable dans le domaine médicale, d'autre part, le major avantage de ce type de capteur est sa taille miniature.

III.2 Critères pour avoir un excellent capteur:

Pour avoir un excellent capteur, Melik et al [23] déterminent les quatre critères suivants:

- 1) Premièrement, le capteur doit fonctionner dans une plage de fréquence subgigahertz beaucoup plus basse pour éviter l'absorption de l'échantillon et du substrat. Cela entraîne un défi majeur, car l'espace réduit tend à augmenter la fréquence de fonctionnement de l'appareil. Ceci augmente malheureusement l'absorption des milieux, en particulier dans les tissus biologiques. Par conséquent, il est nécessaire de diminuer la taille physique du capteur tout en diminuant autant que possible sa fréquence de fonctionnement.
- 2) Deuxièmement, le capteur du résonateur doit avoir une résonance profonde et un facteur Q élevé pour suivre correctement le décalage de fréquence, afin de réduire les erreurs dans les mesures.
- 3) Le troisième critère est la linéarité de la détection.
- 4) Le quatrième critère est la sensibilité du capteur c.à.d. des grands changements dans la fréquence de résonance par-rapport des petits changements dans la permittivité du milieu biologique et fluidique.

- 5) Nous pouvons également ajouter la petite zone de détection comme cinquième critère important pour les applications microfluidiques et de biodétection, car telles applications nécessitent une quantité d'échantillon très petite.

III.3 Logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator):

HFSS est un logiciel de simulation électromagnétique qui simule des structures complexes en trois dimensions en proposant des visualisations claires des résultats en 2D et en 3D. HFSS est utilisé essentiellement pour les expérimentations et les études de systèmes fonctionnant en hautes fréquences, il est exploité notamment pour calculer les paramètres S, les fréquences de résonances ainsi que les champs électromagnétiques. En utilisant les équations de Maxwell, le HFSS divise les structures géométriques complexes en des formes géométriques plus simples, précisément des tétraèdres sur lesquels le calcul mathématique sera plus faisable. Ce logiciel utilise la méthode des éléments finis. Il a des avantages, des inconvénients [24] qui résident dans les points suivants :

- 1) Complexité de travail et de création des structures ayant des larges détails de conception.
- 2) La nécessité d'avoir maîtrisé l'utilisation du logiciel, avant d'aborder le projet, parce qu'on est obligé de se servir des opérations booléennes parfois, pour dessiner des surfaces ou formes n'ayant pas une forme géométrique bien définie. En plus on doit faire attention aux frontières (Bouderies), il ne faut pas avoir des conflits entre une surface de radiation par exemple et une surface conductrice.
- 3) La simulation pourra prendre une durée de plusieurs heures jusqu'aux plusieurs jours parfois, surtout si le projet à simuler est d'un volume relativement grand, et présente beaucoup de détails.

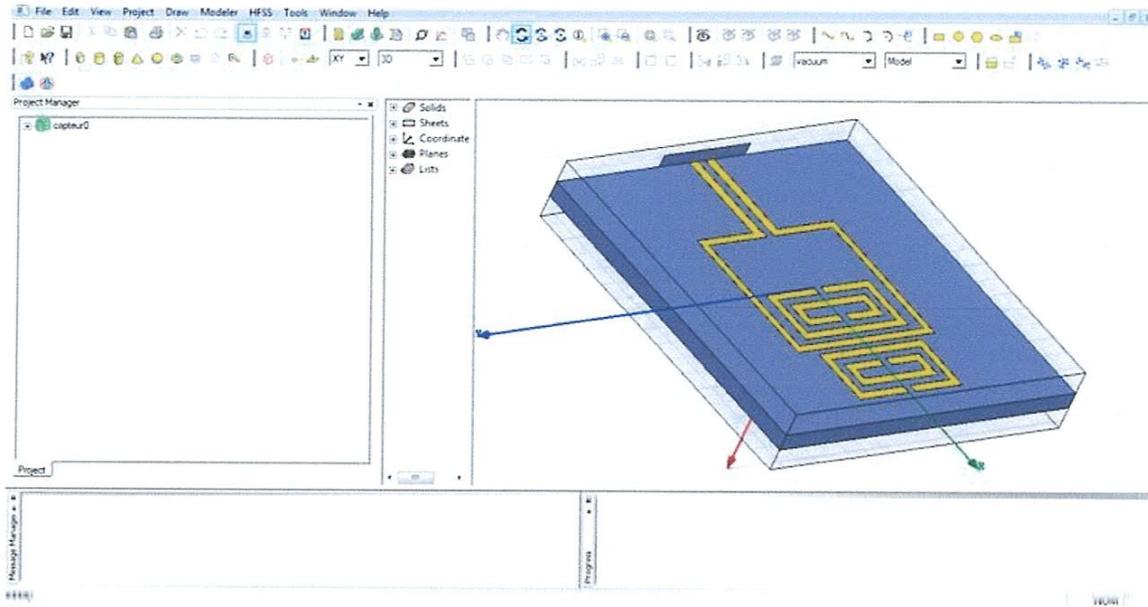


Figure 3.1 : interface du simulateur HFSS.

III.4 Description de capteur:

L'élément de base de ce capteur est composé d'une ligne de transmission chargée de deux SRR rectangulaires avec une constante diélectrique relative de $\epsilon_r = 4.4$ et une perte de $\tan\delta=0.02$ la figure et le tableau suivant nous montre les détails et les dimensions.

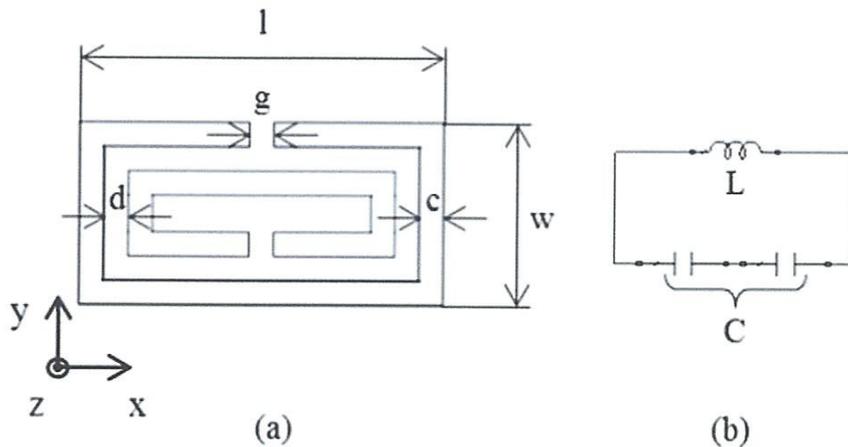


Figure 3.2 : (a) Les dimensions du SRR rectangulaire (b) circuit équivalent.

Paramètres	Valeurs (mm)
h : épaisseur du substrat	1.57
w_t La largeur de la ligne microruban	1
d	0.8
g	0.8
c	0.8
l	12
W : la longueur microruban	6
épaisseur de métallisation	0.017

Tableau 3.1 : les dimensions du SRRs rectangulaires.

III.5 Simulation:

III.5.1 capteur à vide (Absence de milieu liquide):

Après avoir mis les données dans le simulateur HFSS nous obtenons :

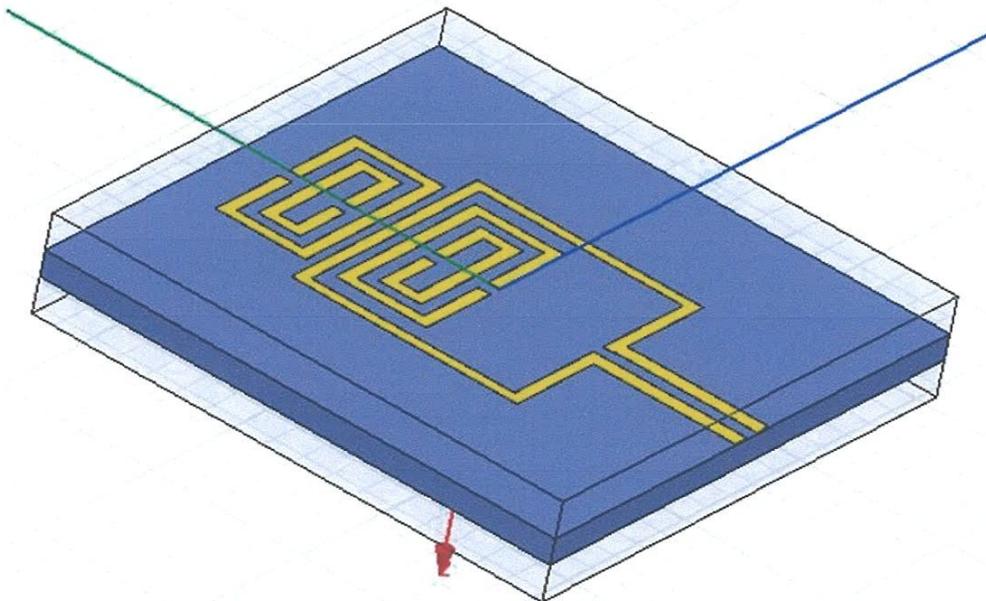


Figure 3.3 : structure du capteur SRR dans HFSS vue 3D.

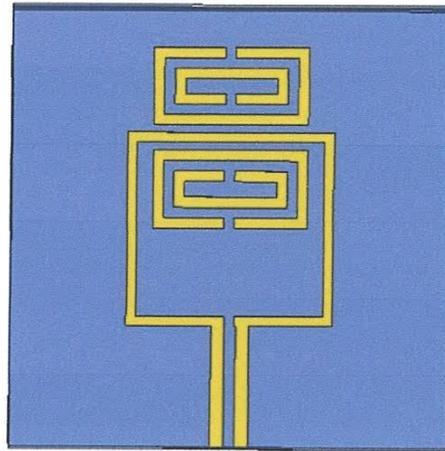


Figure 3.4 : structure du capteur SRR dans HFSS vue2D.

Dans ce travail, les SRR rectangulaires imprimés sont utilisés. La forme de ces dernières est représentée sur les figures (3.3) et (3.4). La performance de un SRR rectangulaire est la même que celle d'un résonateur SRR circulaire. La structure est composée de deux anneaux métalliques concentriques avec deux espaces dans des positions opposées. Un champ magnétique, perpendiculaire à la surface de l'anneau, appliqué sur la structure induira le courant à travers les anneaux, Ces courants vont d'un anneau à l'autre en raison de la capacité répartie formé entre eux. Le SRR peut être modélisé comme une structure LC résonnante figures (3.2) [25], où L modélise le comportement inductif introduit par les bandes conductrices, tandis que C modélise la capacité répartie entre les anneaux.

Après avoir exécuté la simulation à vide (absence de milieu liquide sur les résonateurs) :

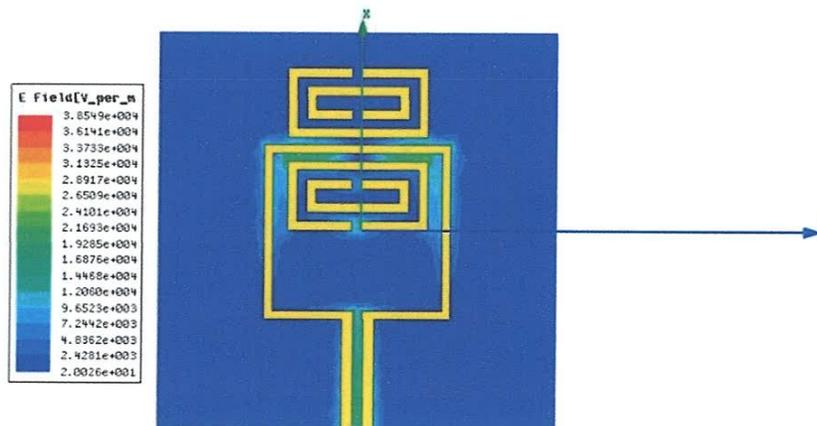


Figure 3.5 : Répartition du champ électrique

La figure (3.5) montre la distribution du champ électrique au voisinage des cellules SRR. On voit que l'amplitude de champ le plus fort est située dans les angles des SRR, de sorte que ces zones deviennent très sensibles aux changements de l'environnement diélectrique. C'est pour cela la caractérisation des milieux se fait dans ces zones (zones de détection).

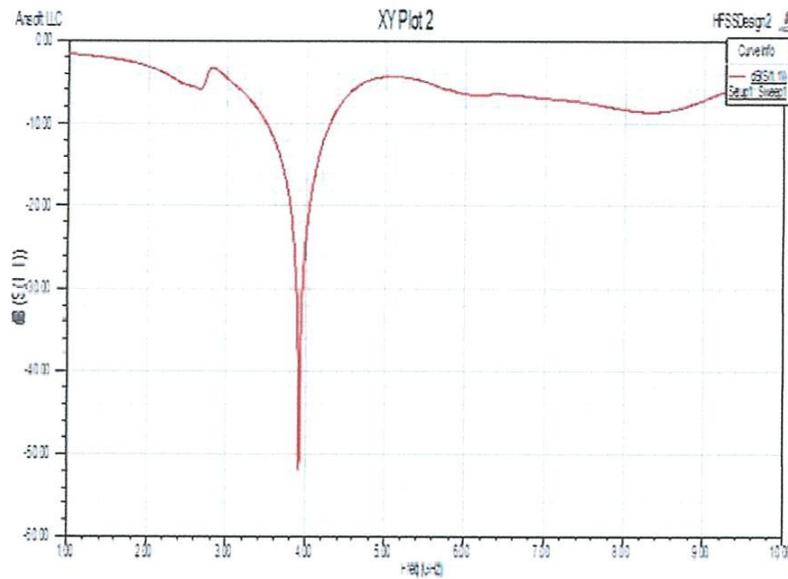


Figure 3.6 : La fréquence de résonance à vide.

Par la figure (3.6) nous pouvons voir que à vide la fréquence de résonance est autour de 3.9 GHz. Dans la section suivante, nous allons simuler la réponse de notre capteur pour quatre milieux(liquides) : le méthanol, l'éthanol, l'eau, et l'huile

III.5.2 capteur charger (présence de milieu liquide):

a- le méthanol :

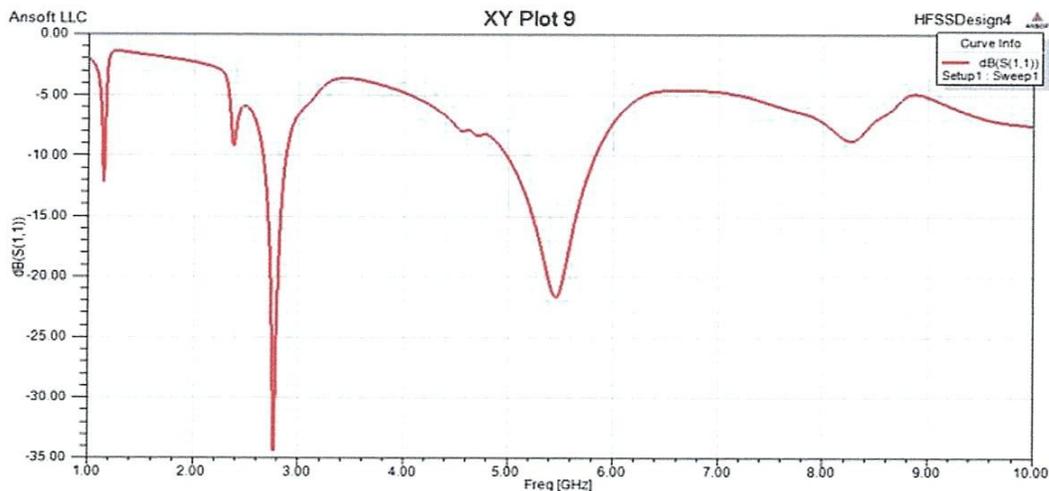


Figure 3.7 : la réponse du capteur dans le méthanol.

pour le cas de méthanol où la permittivité relative $\epsilon_r = 34$ la fréquence de résonance est de 2.8 GHZ.

b- l'éthanol :

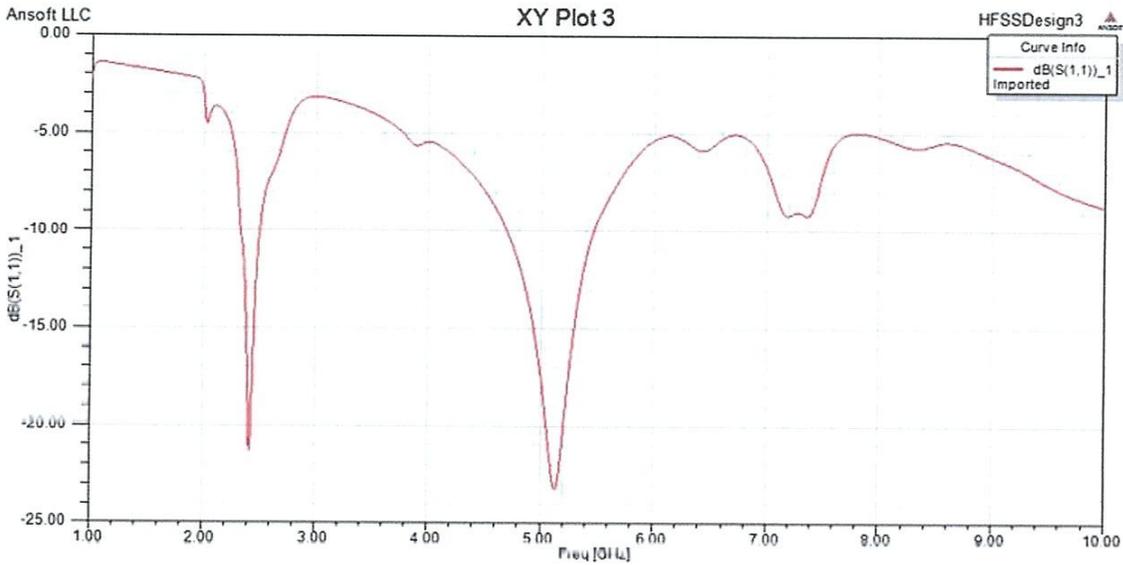


Figure 3.8 : la réponse du capteur dans l'éthanol.

Dans le cas d'éthanol où la permittivité relative $\epsilon_r = 26$ la fréquence de résonance est : 3 GHZ.

c- L'eau :

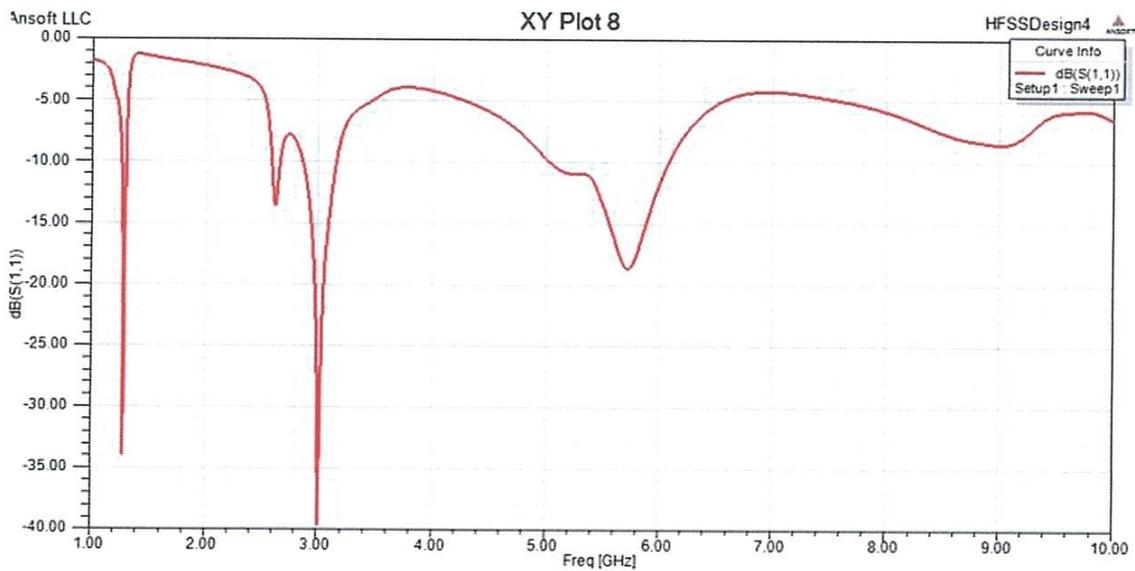


Figure 3.9 : la réponse de capteur dans l'eau

Pour l'eau qui a une permittivité relative $\epsilon_r = 81$ la fréquence de résonance est : 1.3 GHz.

d- l'Huile :

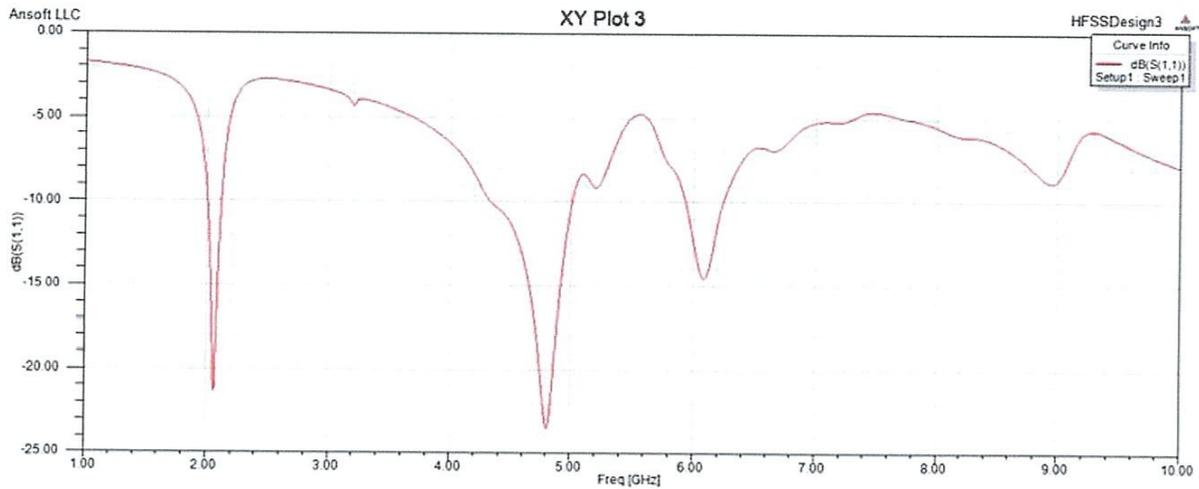


Figure 3.10 : la réponse de capteur dans l'huile.

Pour l'huile qui a une permittivité relative $\epsilon_r = 50$ la fréquence de résonance est de 2.1GHz .

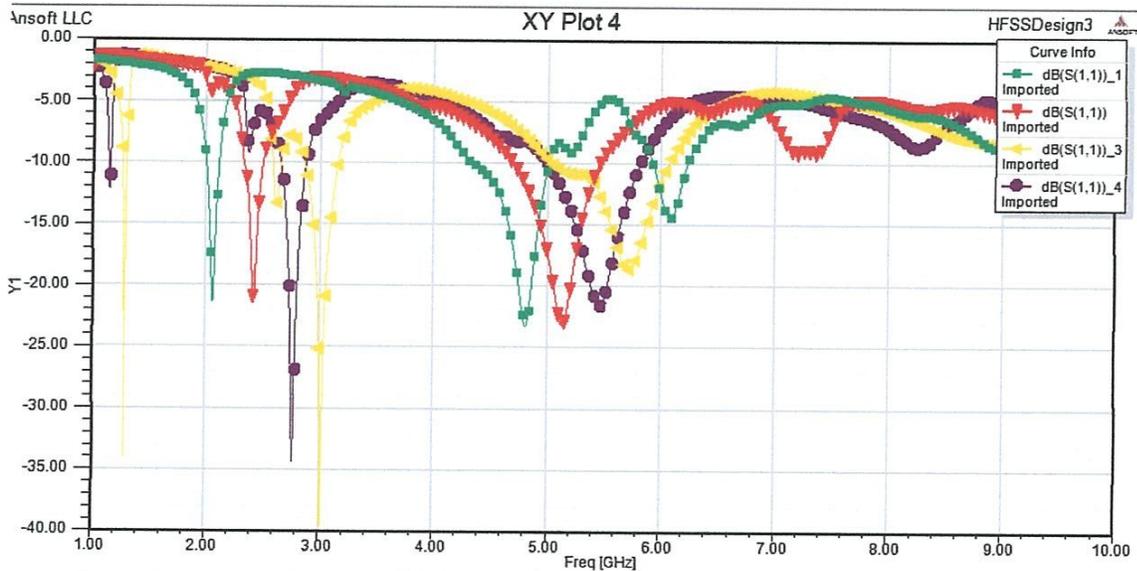


Figure 3.11 : la réponse de capteur pour les 5 cas.

Après le chargement du capteur par les matériaux bien connus ayant différentes permittivités relatives dans la gamme de fréquences en dessous de 4 GHz, on remarque qu'il y a un changement au niveau de la fréquence de résonance due aux changements de la

permittivité relative de c'est milieu, ce phénomène nous amène à la figure (3.11) et d'après notre connaissance la capacité des SRR dépend de la permittivité relative c'est pour cette raison nous voyons le décalage de la fréquence de résonance.

III.6 Réalisation:

III.6.1 Réalisation de capteur:

La réalisation de la structure est faite dans notre laboratoire des circuits imprimés du département d'électronique et télécommunication (Université 08 mai 1945). Pour cela en va-vous présenter l'outil de réalisation, c'est une machine ProtoMat S103 alimenté avec un logiciel qui s'appelle Circuit Pro.

➤ Description du matériel :

Le graveur de circuits imprimés LPKF ProtoMat S103 pour le prototypage de circuits imprimés et la production de petites quantités, est configuré spécifiquement pour les exigences des applications RF et micro-ondes. Le limiteur de profondeur pneumatique sans contact permet en outre le traitement des substrats tendres et flexibles dotés de surfaces fragiles.



Figure 3.12 : la machine Protomat S103.

Le logiciel LDKF Circuit Pro permettant la conversion des données de topologie dans les circuits imprimés : il récupère les données des logiciels de conception, les édite pour la production, les décompose en étapes de procès, et guide les utilisateurs, étape par étape, dans le processus de fabrication. Ce logiciel capable d'importer tous les formats d'échange de données, offre un grand éventail d'options d'édition et permet de contrôler *la machine Protomat S103*.

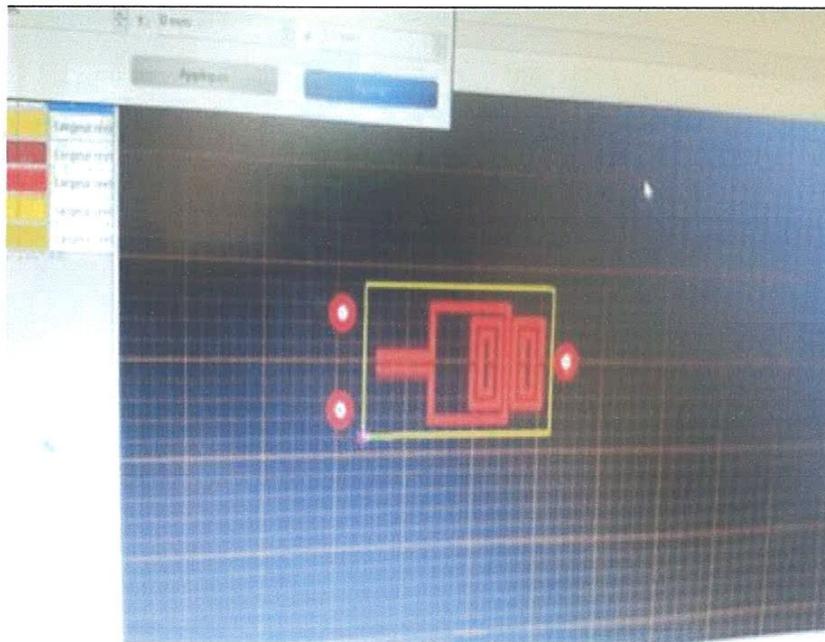


Figure 3.13 : l'interface du logiciel LDKF Circuit Pro.

III.6.2 réalisation expérimentale:

Afin de démontrer les performances de l'architecture proposée pour la caractérisation des matériaux liquides et d'illustrer la relation entre la fréquence de résonance f_{res} et la permittivité relative ϵ_r du liquide sous test, le capteur a été fabriqué en utilisant *la machine Protomat S103*. Le substrat utilisé est le FR4, avec un ϵ_r constant diélectrique de 4,3mm épaisseur de 1,56 mm, la figure (3.14) nous montre le capteur fabriqué.

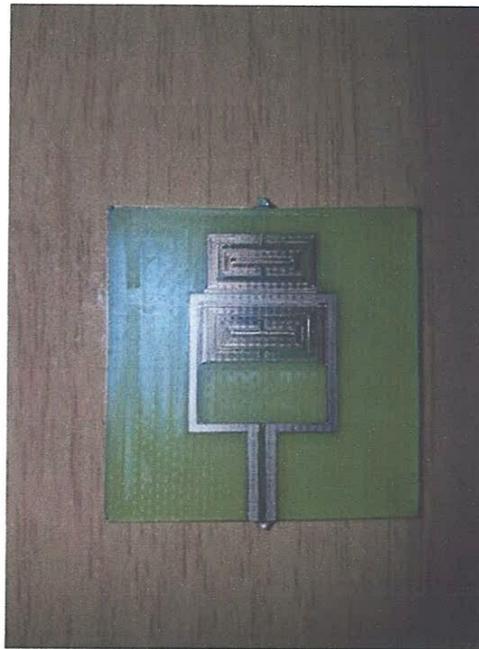


Figure 3.14 : capteur microonde à base d'un résonateur

Due a la présence de quelque problèmes techniques au niveau de la machine de gravure
Nous n'avons pas pu faire la validation expérimental de nos résultats de simulation.

la figure (3.15) nous donne une idée sur le travail à faire.



Figure 3.15 : Capteur immergé dans l'huile d'olive[19].

La figure (3.15) nous montre le capteur micro-fluidique présenté dans[19]immergé dans un liquide (l'Huile).

III.7 Conclusion :

Pour répondre aux besoins de la détection des matériaux liquides avec une sensibilité élevée, un petit volume d'échantillon, un temps de test court, et une taille physique compacte, nous avons présenté l'étude d'un Capteur microonde, passif, robuste et efficace. Son principe de fonctionnement est basé sur la mesure du décalage de la fréquence de résonance en fonction de la permittivité relative ϵ_r des milieux fluidiques. Les résultats présentés dans ce travail révèlent la sensibilité élevée du capteur étudié. Ce avantage fait de ce capteur un excellent candidat pour des plateformes entièrement intégrées dédiée à la détection biologique, fluide ou chimique.

Conclusion

Générale

Conclusion générale

Un capteur basé sur un résonateur métamatériaux (SRR) pour la caractérisation diélectrique des solides et des liquides a été étudié, le principe de fonctionnement de ce capteur est basé sur le décalage de la fréquence de résonance des SRRs introduit dans le coefficient de transmission, lorsqu'un solide est placé sur la structure ou lorsqu'il est immergé dans les différents liquides, Ceci est utilisé pour obtenir la permittivité des liquides. Des simulations ont été effectuées, obtenant une bonne sensibilité. Il est important de noter que cette technique de détection est non destructive. Ainsi, ce capteur complètement passif est peu coûteux et peu complexe a été présenté et validé, De plus, le capteur présente une réponse en temps réel, ce qui fait de lui un bon candidat pour les applications biologiques et industrielles. Ces caractéristiques rendent le capteur proposé très compétitif avec les technologies existantes, où les résultats prouvent que ce capteur est mieux que des capteurs basé sur les méthodes destructives. Les résultats présentés dans ce travail révèlent la haute sensibilité, et la taille extrêmement faible du capteur aux intervalles de fréquences indiqués. Tous ces avantages font de ce capteur un excellent candidat pour une plateforme entièrement intégrée dédiée à la détection biologique ou chimique.

Références

- [1] V. G. Veselago, "The Electrodynamics of Substances with Simultaneously Negative Values of Epsilon and Mu," *Soviet Physics Uspekhi*, vol. 10, no. 4, pp. 509–514, 1968
- [2] Badreddine Mohamed OUAGAGUE, "Etude Théorique et Expérimentale des Métamatériaux et des Techniques d'Agilité (MEMS, BST) pour la Conception des Circuits RF Miniatures et Reconfigurable", Université Toulouse III - Paul Sabatier 2014
- [3] J. Pendry, A. Holden, D. Robbins, and W. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, 1999
- [4] D. R. Smith and S. Schultz, "Determination of effective permittivity and permeability of metamaterials from reflection and transmission coefficients," *Physical Review B*, vol. 65, no. 19, pp. 1–5, Apr. 2002.
- [5] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 47, no. 11, pp. 2075–2084, November 1999.
- [6] Shah Nawaz Burokur, " Mise en oeuvre de métamatériaux en vue d'applications aux circuits microondes et aux antennes" UNIVERSITE DE NANTES, 2005.
- [7] S. O'Brien and J. B. Pendry, "Magnetic activity in infrared frequencies in structured metallic photonic crystals", *Journal of Physics : Condensed Matter*, vol. 14, no. 25, pp. 6383–6394, July 2002.
- [8] R. Marqués, F. Medina, and R. Raffi-El-Idrissi, "Role of bianisotropy in negative permeability and left-handed meta materials", *Physical Review B*, vol. 65, no. 14, pp. 144440, April 2002.
- [9] L. Li et D. Uttamchandani "A micro wave dielectric biosensor based on suspended distributed MEMS transmission lines" *IEEE Sensors Journal*, vol. 9, n°12, décembre 2009
- [10] B. Kapilevich et B. Litvak "Microwave sensor for accurate measurements of water solution concentrations" *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007
- [11] B. Kapilevich et B. Litvak "Microwave sensor for accurate measurements of water solution concentrations" *Asia-Pacific Microwave Conference*, 2007
- [12] B. Kapilevich, A. Yahalom, B. Litvak et D. Mihaeli "Microwave diagnostics of some bio-medical solutions using cylindrical resonator" *Eurocon*, 2009
- [13] B. Kapilevich, A. Yahalom, B. Litvak et D. Mihaeli "Microwave diagnostics of some bio-medical solutions using cylindrical resonator" *Eurocon*, 2009

[14] G. Gennarelli, S. Romeo, M. Rosaria Scarfiet F. Soldovieri "A microwave resonant sensor for concentration measurements of liquid solutions" IEEE Sensors Journal, vol.13, n°5, mai 2013

[15] K. Lee, A. Babajanyan, C. Kim, S. Kim et B. Friedman "Glucose aqueous solution sensing by a near-field microwave micro probe" Sensors And Actuators, vol. 148, n°1, pp.28-32, 2008

[16] Site internet : https://en.wikipedia.org/wiki/Split-ring_resonator

[17] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials With Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008

[18] K. C. Gupta, R. Garg, I. Bahl, and P. Bhartia, *Microstrip Lines and Slotlines*, 2nd ed. Boston, MA, USA: Artech House, 1996

[19] Gabriel Galindo-Romera, "Submersible Printed Split-Ring Resonator-Based Sensor for Thin-Film Detection and Permittivity Characterization" Carlos III University of Madrid, Madrid, Spain 2016

[20] I. J. Bahl and S. S. Stuchly, "Analysis of a microstrip covered with a lossy dielectric," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. MTT-28, no. 2, pp. 104–109, Feb. 1980.

[21] J. Svacina, "Analysis of multilayer microstrip lines by a conformal Mapping method," IEEE Trans. Microw. Theory Techn., vol. 40, no. 4, pp. 769–772, Apr. 1992.

[22] I. Bahl and P. Bhartia, *Microwave Solid State Circuit Design*. New York, NY, USA: Wiley, 1988.

[23] R. Meliket al., "Nested metamaterials for wire less strain sensing," *IEEE J. Sel. Topics Quantum Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 450–458, Mar./Apr. 2010.

[24] F. Farehhanen, M. A. Bire "Antenne MIMO miniature" université 8 mai 1945 Guelma 2017

[25] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials With Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2008.

[26] L. Benkhaoua, M. T. Benhabiles, S. Mouissat, and M. L. Riabi, "Miniaturized Quasi-Lumped Resonator for Dielectric Characterization of Liquid Mixtures." *Sensors Journal*, IEEE (2015). bonne réussite

Table de Figure :

Chapitre I : Les métamatériaux

N° de figure	Titre	Page
Figure 1.1	<i>(a) Trièdre direct (matériaux main droite) et (b) trièdre indirect (matériaux main gauche)</i>	07
Figure 1.2	<i>les différents types de matériaux selon ces combinaisons</i>	08
Figure 1.3	<i>Loi de Snell-Decartes lors du passage d'une onde d'un milieu main droite (a) vers un milieu main droite (angle positif), (b) vers un milieu main gauche (angle négatif).</i>	09
Figure 1.4	<i>Les SRR proposés par Pendry pour avoir un milieu à perméabilité négative .</i>	10
Figure 1.5	<i>(a) Exemple de la perméabilité d'un réseau de SRRs, la perméabilité (partie réelle) devient négative à environ 8.5 GHz. (b) La permittivité (partie réelle) reste toujours positive. Le champ magnétique est orienté selon l'axe du SRR .</i>	11
Figure 1.6	<i>Représentation et dimensions d'une unité de cellule du SRR circulaire</i>	12
Figure 1.7	<i>SRR circulaire avec E selon l'axe y : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective [6].</i>	13
Figure 1.8	<i>SRR circulaire avec E selon l'axe z : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.</i>	14
Figure 1.9	<i>Représentation et dimensions d'une unité de cellule du BC-SRR circulaire.</i>	15
Figure 1.10	<i>BC-SRR circulaire avec le grand diamètre : (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.</i>	15
Figure 1.11	<i>Représentation et dimensions d'une unité de cellule du SRR en forme de « C »</i>	16
Figure 1.12	<i>C-SRR (a) Réflexion et transmission en dB. (b) Parties réelle et imaginaire de la perméabilité effective.</i>	17
Figure 1.13	<i>(a) Esquisse d'un résonateur à spirale à deux tours (2-SR). (b) Circuit équivalent</i>	17

	<p>(c) Dépendance angulaire du courant le long de la ligne intérieure (ligne pointillée) et bandes extérieures (doublées de pointillés). d) Tension le long de la ligne intérieure (ligne pointillée) et de la ligne pointillée bandes. De telles distributions (c et d) impliquent une tension constante à travers la fente et un courant tot (la somme des courants sur les deux bandes) constant avec f trait plein dans (c).</p>	
--	---	--

Chapitre II : Capteur micro-onde à base d'un résonateur métamatériau (SRR)

N° de figure	Titre	Page
Figure 2.1	structure d'un Capteur micro-onde à base de guide d'onde.	20
Figure 2.2	Cavité résonante développée par B. Kapilevich et al. pour l'analyse de solutions biochimiques et de biomolécules en solution comme le glucose. Les échantillons sous test sont placés dans un tube central.	21
Figure 2.3	autre exemple de cavité résonante développée par B. Kapilevich et al. [13] pour l'analyse de solutions biochimiques et de biomolécules en solution. A nouveau, le liquide à caractériser est placé dans un tube central.	22
Figure 2.4	Cavité métallique rectangulaire dans laquelle est excité un mode TE ₁₀₁ pour l'analyse de solutions aqueuses de glucose. L'échantillon de solution est introduit dans un tube placé au centre de la cavité.	23
Figure 2.5	Résonateur diélectrique pour lequel les modes de galerie sont excités par couplage magnétique à l'aide d'un guide d'onde diélectrique. Les modes de galerie sont des modes d'ordre supérieur se propageant circulairement dans les résonateurs diélectriques et pouvant être exploités pour l'analyse hyperfréquence de liquides.	24
Figure 2.6	(a) Schéma du capteur et (b) prototype fabriqué.	25

Figure 2.7	Simulation électromagnétique (ADS) et simulation du circuit équivalent.	26
Figure 2.8	<i>modèle de circuit équivalent du capteur proposé.</i>	28
Figure 2.9	<i>Paramètres S simulés cas de capteur non couverts et couverts.</i>	29

Chapitre III : Résultats de Simulation et réalisation

N° de figure	Titre	Page
Figure 3.1	<i>interface du simulateur HFSS</i>	33
Figure 3.2	<i>(a) Les dimensions du SRR rectangulaire (b) circuit équivalent.</i>	33
Figure 3.3	<i>structure du capteur SRR dans HFSS vue 3D.</i>	34
Figure 3.4	<i>structure du capteur SRR dans HFSS vue 2D.</i>	35
Figure 3.5	<i>Répartition du champ électrique</i>	35
Figure 3.6	<i>La fréquence de résonance à vide.</i>	36
Figure 3.7	<i>la réponse du capteur dans le méthanol.</i>	36
Figure 3.8	<i>la réponse du capteur dans l'éthanol.</i>	37
Figure 3.9	<i>la réponse de capteur dans l'eau</i>	37
Figure 3.10	<i>la réponse de capteur dans l'huile.</i>	38
Figure 3.11	<i>la réponse de capteur pour les 5 cas.</i>	38
Figure 3.12	<i>la machine Protomat S103.</i>	39
Figure 3.13	<i>l'interface du logiciel LPKF Circuit Pro.</i>	40
Figure 3.14	<i>capteur microonde à base d'un résonateur</i>	41
Figure 3.15	<i>Capteur immergé dans l'huile d'olive[19].</i>	42

Liste des tab tableau

Tableau 3.1 : les dimensions du SRRs rectangulaires34

Sommaire :

Remerciement

Didicas

Introduction Générale 02

Chapitre I : Les métamatériaux

1.1 Introduction 03

1.2 Propagation électromagnétique dans les milieux homogènes 03

1.3 Cas d'un milieu doublement négatif (métamatériaux) 07

1.4 Synthèse des métamatériaux (Milieu à perméabilité négative) 10

1.5 Résonateurs métamatériaux (SRR) 11

1.5.1 SRR circulaire 11

1.5.2 BC-SRR circulaire 14

1.5.3C-SRR 16

1.6 Spirales 17

1.7 Conclusion 18

Chapitre II : Capteur micro-onde à base d'un résonateur métamatériau (SRR)

II.1 Introduction 20

II.2.1Capteur micro-onde à base de guide d'onde 20

II.2.2 Capteur micro-onde à base de cavité résonante 21

II.3 Résonateurs diélectriques hyperfréquence 23

II.4 CAPTEUR À BASE DE RÉSONATEUR ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT 25

II.4.1Capteur imprimé à base de résonateur fendu..... 25

II.4.2 Principe de détection 26

II.5 Conclusion 29

Chapitre III : Résultats de Simulation et réalisation

III.1 Introduction 31

III.2 Critères pour avoir un excellent capteur 31

III.3Logiciel HFSS (High Frequency Structure Simulator) 32

<i>III.4 Description de capteur</i>	33
<i>III.5 Simulation</i>	34
<i>III.5.1 capteur à vide (Absence de milieu liquide)</i>	34
<i>III.5.2 capteur charger (présence de milieu liquide)</i>	36
<i>a- le méthanol</i>	36
<i>b- l'éthanol</i>	37
<i>c- L'eau</i>	37
<i>d- l'Huile</i>	38
<i>III.6 Réalisation</i>	39
<i>III.6.1 Réalisation de capteur</i>	39
➤ <i>Description du matériel</i>	39
<i>III.6.2 réalisation expérimentale</i>	41
<i>Conclusion</i>	42
<i>Conclusion Générale</i>	44
<i>Reference</i>	46
<i>Table de Figure</i>	I
<i>Liste des tab tableau</i>	IV
<i>Sommaire</i>	V
<i>Rusumé</i>	53

