

لجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de L'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**UNIVERSITÉ FERHAT ABBAS - SETIF1**

**FACULTÉ DE TECHNOLOGIE**

**THÈSE**

**Présentée au Département d'Electronique**

**Pour l'obtention du diplôme de**

**DOCTORAT**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Télécommunications Option : Réseaux et Télécommunications**

**Par :**

**Saïd MOSBAH**

**THÈME**

**Modélisation et réalisation d'un capteur micro-onde  
à base de métamatériaux**

**Soutenue le ...../12/2022 devant le Jury:**

<b>Mr A. FERHAT HAMIDA</b>	<b>Pr.</b>	<b>Dépt Electronique U. Sétif-1-</b>	<b>Président</b>
<b>Mr C. ZEBIRI</b>	<b>Pr.</b>	<b>Dépt Electronique U. Sétif-1-</b>	<b>Directeur de thèse</b>
<b>Mr N. BOUZIT</b>	<b>Pr.</b>	<b>Dépt Electronique U. Sétif-1-</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr M. LASHAB</b>	<b>Pr.</b>	<b>Dépt Electronique U. Oum El Bouaghi</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr D. KHEDROUCHE</b>	<b>Pr.</b>	<b>Dépt Electronique U. M'sila</b>	<b>Examineur</b>
<b>Mr D. SAYAD</b>	<b>MCA</b>	<b>Dépt Génie Electrique U. Skikda</b>	<b>Invité</b>

# Dédicaces

**C'est avec profonde gratitude et sincères mots**

**Je dédie ce modeste travail à :**

**Mes chers parents que Dieu les récompense.**

**Ma femme qui a sacrifié sa vie pour ma réussite et pour toutes ses  
patiences consenties et endurées envers mes travaux de recherches, que  
Dieu la prête bonheur et longue vie.**

**Mes enfants et petits-enfants, j'espère qu'ils apprendront le  
sens du courage, de la patience, de la persévérance et de la volonté.**

**Mes frères, mes sœurs et belles sœurs et toute ma  
famille.**

**Said**

# Sommaire

<b>Remerciements</b>	II
<b>Résumé</b>	VI
<b>Liste des figures</b>	V
<b>Liste des tableaux</b>	X
<b>Acronymes et abréviations</b>	Xi
<b>Nomenclature</b>	Xii
<b>I Introduction générale</b>	1
<b>Chapitre I : Généralités sur les capteurs</b>	5
I-1 Introduction	6
I-2 Capteurs	6
I-2-1 Types des capteurs sans fil	6
I-2-1-1 Capteurs actifs	7
I-2-1-2 Capteurs passifs	7
I-2-1-3 Capteurs inductifs	7
I-2-1-4 Les capteurs RFID	7
I-2-1-5 Capteurs SAW	9
I-2-2 Inconvénients liés aux capteurs sans fil	9
I-2-3 Capteur micro-onde	10
I-2-3-1 Capteur microonde à résonateur diélectrique	11
I-2-3-2 Dimensionnement	11
I-2-3-3 Influence de $L_S$ sur la $f_{res}$	12
I-2-4 Principe de fonctionnement du résonateur	13
I-2-5 Performances du résonateur	13
I-2-5-1 Facteur de qualité	13
I-2-5-2 Sensibilité	13
I-2-5-3 Linéarité	14
I-2-5-4 Bande passante	14

I-3 Paramètres constitutifs d'un milieu	15
I-4 Dépendance permittivité-fréquence dans un milieu	16
I-5 Antennes	20
I-5-1 Antennes à patch rectangulaire micro ruban	21
I-5-2 Antennes à patch circulaire micro ruban avec slots	22
I-6 Conclusion	23
<b>Références</b>	24
<b>Chapitre II : META-MATERIAUX</b>	26
II-1 Introduction	27
II.2 Historique du métamatériaux	28
II.3 Définition du métamatériaux	29
II.4 Classification des matériaux	31
II.5. But d'utilisation du méta matériau	33
II.6. Types des métamatériaux (MTMs)	33
II.7. Propriétés des métamatériaux	34
II.8. Les caractéristiques des métamatériaux	35
II.9. Caractérisation des métamatériaux	35
II.10. Méta -matériau à permittivité négative	36
II.11. Métamatériaux à perméabilité négative	37
II.12. Métamatériaux à indice de réfraction négatif	38
II.13 Les structure des métamatériaux	38
II.13.1 Métamatériaux à ligne de transmission	38
II.13.2 Métamatériau à résonateurs Spiral (SR)	39
II.13.3. Métamatériaux à résonateurs à anneaux fondus multiple (MSRRS)	40
II.13.4 Métamatériau à résonateurs à anneaux fondus complémentaires (CSRR)	42
II.14 Principe de décalage de fréquence	43
II.15. Modélisations du métamatériaux	45
II.15.1. Milieu effectif	45
II.15.2 Procédure d'homogénéisation	46
II.15.2.1 Perméabilité effectif	46

II.15.2.2 Permittivité effectif	49
II.16 Conclusion	50
<b>Références</b>	50
<b>Chapitre III : Modélisation d'un capteur planaire micro-onde</b>	53
III-1 Introduction	54
III-2 La conception géométrique du capteur	55
III-3 Structure du capteur proposé	55
III-4 Simulation et discussion des résultats	56
III.4.1. Optimisation du capteur	56
III.4.1.1. Effet de la position de tube	56
III.4.1.2 Effet du rayon de tube	59
III.5. Circuit équivalent	66
III.5.1. Introduction	66
III.5.2 Résultats de simulation ADS et HFSS	68
III.6. Extraction de la permittivité complexe	70
IV.7 Conclusion	73
<b>Références</b>	73
<b>Chapitre IV : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.</b>	77
IV-1 Introduction	78
IV.2 Structure du capteur et étapes de conception	80
IV.3. Simulation et discussion des résultats expérimentaux	82
IV.3.1. Structure planaire	82
IV.3.2. Structure Pliée	86
IV.3.2.1. Effet du rayon du cylindre R	86
IV.3.2.2. Effet du rayon du tube à essai r	88
IV.3.2.2.1 Rayon du tube $r=0.75\text{mm}$	88
IV.3.2.2.2 Rayon de tube $r=1.5\text{mm}$	89
IV.3.2.2.3 Rayon de tube $r=2.5\text{mm}$	90
IV.3.2.2.4 Rayon de tube $r=3.75\text{mm}$	91

IV.3.2.2.5 Rayon de tube $r=5\text{mm}$	92
IV.3.3 Extraction de la permittivité complexe	94
IV.4. Conclusion	96
<b>Références</b>	97
<b>Conclusion générale</b>	103
<b>Annexe</b>	105

# Remerciements

En premier lieu, je remercie Allah soubhanahou wataala qui m'a donné la volonté, pour terminer ce travail dans des meilleures conditions.

Je tiens à remercier chaleureusement et très sincèrement avec mes profonde gratitude mon directeur de thèse le Professeur ZEBIRI Chemseddine de m'avoir proposé un sujet de thèse aussi passionnant et de m'avoir guidé et encouragé tout le long de mes recherches doctorales, et pour sa disponibilité et sa grande compréhension. Sa créativité et ses qualités humaines se sont avérées essentielles à l'accomplissement de ce travail.

Il me fait également plaisir de remercier :

Le professeur Abdelhak Ferhat Hamida, département d'Electronique université Ferhat Abbas Setif 1, président de jury.

Le professeur Nacerddine Bouzit, département d'Electronique université Ferhat Abbas Setif 1, examinateur.

Le professeur Mohamed Lashab, département d'Electronique université Oum El Bouaghi, examinateur.

Le professeur Djamel Khedrouche, département d'Electronique université M'sila, examinateur.

Le Docteur maitre de conférences Djamel Sayad, département Génie Electrique université Skikda, invité.

Je tiens ainsi à remercier tous les enseignants de notre département d'électronique qui ont contribué à ma formation, en exception le professeur Abdelouahab Hassam qui m'a accompagné durant le parcours du PFE master.

Un grand Merci à tous mes amis et mes collègues de l'Université de Sétif. Merci à toute personne ayant contribué de près ou de loin à la concrétisation de ce travail.

Merci à tous.

# Liste des figures

## Chapitre I : Généralités sur les capteurs

<b>Figure I.1</b> Schéma synoptique d'un capteur	6
<b>Figure I.2</b> Principe de fonctionnement d'un capteur RFID	8
<b>Figure I.3</b> Principe de fonctionnement d'un capteur SAW	9
<b>Figure I.4</b> Distance de commande $r$ (m) du RFID pour (0.869 et 2.45) GHz	10
<b>Figure I.5</b> Structure d'un capteur à résonateur microonde [14].	11
<b>Figure I.6</b> Paramètre $S_{21}$ du capteur planaire proposé pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol, (a) : réponse $S_{21}$ avec constantes $\epsilon'$ et $\epsilon''$ constantes [21] (b) : avec des valeurs dispersives de $\epsilon'$ et $\epsilon''$ [25]	18
<b>Figure I.7</b> Fréquence de résonance $f_{res}$ et $Q$ en fonction des concentrations du mélange eau-éthanol, (a) : avec des valeurs constantes de $\epsilon'$ et $\epsilon''$ [21], (b) : avec des valeurs dispersives de $\epsilon'$ et $\epsilon''$ [25].	19
<b>Figure I.8</b> Antenne à patch rectangulaire avec ligne de transmission micro ruban [14]	21
<b>Figure I.9</b> Structure d'une antenne à patch circulaire [27]	23
<b>Figure I.10</b> Réponse $S_{11}$ en absence et présence des slots [27]	23
<b>Chapitre II : Les métamatériaux</b>	
<b>Figure II.1</b> Polarisation d'un milieu par un champ électrique [3].	30
<b>Figure II.2</b> Permittivité complexe d'un milieu quelconque [3].	31
<b>Figure II.3</b> propagation d'une onde à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité) [7].	32
<b>Figure II.4</b> Trièdre des vecteurs $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$ pour une onde électromagnétique a) Milieu à matériau conventionnel, b) Milieu à méta-matériau (main-gauche) [10].	34
<b>Figure II.5</b> Vitesse de phase et vitesse de groupe a) Milieu à matériau conventionnel, b) Milieu à métamatériau (main-gauche)[10].	35
<b>Figure II.6</b> Distribution idéal du champ $\vec{E}$ et $\vec{H}$ dans un SRR [12].	36
<b>Figure II.7</b> Milieu à permittivité négative a) Réseau de fils métalliques cylindrique cubique excité, b) Représentation de la permittivité en fonction de la fréquence.	36
<b>Figure II.8</b> Milieu à perméabilité négative a) Réseau à surface périodique inductif, b) Représentation de la perméabilité en fonction de la fréquence [12].	37
<b>Figure II.9</b> Réseau à indice de réfraction négatif [13].	37

<b>Figure II.10</b> Circuit équivalent d'une ligne de transmission main gauche (LH) $\epsilon$ et $\mu < 0$ .	39
<b>Figure II.11</b> a) Exemple d'un résonateur spiral N= 5 tours, b) Model du circuit équivalent quasi-statique du résonateur spiral [14].	39
<b>Figure II.12</b> a) Résonateur à anneaux fondus rectangulaire multiple N= 4 b) Circuit équivalent du résonateur MSRRS rectangulaire [14].	41
<b>Figure II.13</b> Résonateur CSRR a) structure rectangulaire, b) structure circulaire	42
<b>Figure II.14</b> Réponse $S_{21}$ HFSS, ADS et leur circuits équivalents [16], a) anneaux rectangulaires, b) anneaux circulaires.	43
<b>Figure II.15</b> Résonateur CSRR a) structure planaire b) réponse $S_{21}$ en absence et présence (10% et 100%) de l'échantillon [17].	44
<b>Figure II.16</b> Réseau métamatériau, a) Milieu hétérogène b) Milieu effectif homogène [4].	46
<b>Figure II.17</b> Milieux effectifs: schéma d'un réseau carré de fils conducteurs cylindriques de rayon ( $r$ ) parallèles de distance ( $a$ ) entre deux conducteurs adjassants implantés sous forme matricielle dans un diélectrique [4].	47
<b>Chapitre III : Modélisation d'un capteur planaire micro-onde</b>	
<b>Figure III.1</b> Schéma dimensionnel de la structure du capteur proposée : (a) vue en perspective ; (b) vue de dessus et (c) vue de dessous	55
<b>Figure III.2</b> Vue 3D du capteur micro-onde proposé.	56
<b>Figure III. 3</b> (a) : Vue en 3D de la structure planaire avec tube de diamètre $h=5\text{mm}$ placé parallèlement l'axe $oy$ ,(b) :coefficient de transmission $S_{21}$ pour différentes concentrations, (c) : facteur de qualité $Q$ et fréquence de résonance $f_r$ du mélange eau-éthanol..	57
<b>Figure III.4</b> (a) : Vue en 3D de la structure planaire avec tube de diamètre $h=5\text{mm}$ parallèle à l'axe $ox$ , (b) : coefficient de transmission $S_{21}$ pour différentes concentrations, (c) : facteur de qualité $Q$ et fréquence de résonance $f_r$ du mélange eau-éthanol	58
<b>Figure III.5</b> Simulation HFSS pour $h = 1,5 \text{ mm}$ , orientation suivant $ox$ , (a) : coefficient de transmission $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance.	60
<b>Figure III.6</b> Simulation HFSS pour $h = 1,5 \text{ mm}$ , orientation suivant $oy$ , (a) : coefficient de transmission $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.	61
<b>Figure III.7</b> Simulation HFSS pour $h = 3 \text{ mm}$ , orientation suivant $ox$ , (a) : coefficient de transmission $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.	61
<b>Figure III.8</b> Simulation HFSS pour $h = 3 \text{ mm}$ , orientation suivant $oy$ , (a) : coefficient de transmission $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.	62

**Figure III.9** Résultats de simulation pour  $h = 5$  mm et une orientation suivant  $ox$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol. 62

**Figure III.10** Résultats de simulation pour  $h = 5$  mm et une orientation suivant  $oy$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol. 63

**Figure III.11** Résultats de simulation pour  $h = 7,5$  mm et une orientation suivant  $ox$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol. 63

**Figure III.12** Résultats de simulation pour  $h = 7,5$  mm et une orientation suivant  $oy$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol. 64

**Figure III.13** Résultats de simulation pour  $h = 10$  mm et une orientation suivant  $ox$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol. 64

**Figure III.14** Résultats de simulation pour  $h = 10$  mm et une orientation  $oy$ , (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol 65

**Figure III.15** Différents blocs du circuit équivalent du capteur planaire proposé pour un diamètre de tube  $h=5$ mm en position horizontale selon  $ox$ . 67

**Figure III.16** : Impédance d'entrée  $Z_{11}$ : partie réelle et imaginaire des deux simulateurs ADS et HFSS. 67

**Figure III.17** : 17 Impédance de couplage entrée-sortie  $Z_{21}$ : partie réelle et imaginaire des deux simulateurs ADS et HFSS. 67

**Figure III.18** : Impédance d'entrée  $Z_{11}$ : partie réelle et imaginaire des deux simulateurs ADS et HFSS (2-2.4) GHz. 68

**Figure III.19** : Impédance de couplage entrée-sortie  $Z_{21}$ : partie réelle et imaginaire des deux simulateurs ADS et HFSS (2-2.4) GHz. 68

#### **Chapitre IV : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.**

**Figure IV.1** : Dimensions géométriques du capteur à structure planaire [41] : (a) vue en perspective ; (b) vue de dessus ; (c) vue de dessous. 80

**Figure IV.2** : Vue 3D du capteur proposé (structure pliée) : (a) vue latérale supérieure ; (b) vue latérale intérieure ; (c) structure finale avec tube de test intégré. 80

**Figure IV.3** : Simulations CST du capteur à structure pliée : (a) paramètre  $S_{21}$ , (b) facteur de qualité  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$  pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol dans un tube d'essai de rayon  $r = 3,75$  mm. 81

- Figure IV.4** : Capteur à structure planaire : (a) tube de teste en position vertical, (b) tube de teste en position horizontale. 82
- Figure IV.5** : Prototype de capteur fabriqué : (a) vue de dessus ; (b) vue de dessous ; (c) capteur à structure planaire avec tube de test intégré en position horizontale. 83
- Figure IV.6** : paramètres  $S_{21}$  : (a) validation CST de la structure planaire à tube de test vertical pour des échantillons (eau, éthanol et air) par rapport aux mesures [41], (b) comparaison des resultats simulés avec ceux mesurés expérimentalement (ce travail) pour différentes concentrations du melange eau-éthanol en position horizontale du tube de test. 84
- Figure IV.7** : Facteur de qualité Q et fréquence de résonance  $f_r$  pour différentes concentrations du melange eau-éthanol : (a) validation CST de resultats de mesure en position vertical de tube de test [41], (b) comparaison des resultats simulés avec ceux mesurés expérimentalement en position horizontal de tube de testle (ce travail) et ceux mesures en position verticals de l'éprouvette de test [41]. 85
- Figure IV.8** : Capteur conçu dans l'interface CST : (a) Les réponses  $S_{21}$  (0% et 100% eau) pour les trois valeurs du rayon de courbure R en presence de tube de test de rayon  $r = 3,75$  mm. (b) Structure pliée pour R = 10, (c) R = 7.5 mm et (d) R = 5 mm. 86
- Figure IV.9** : Comparaison des resultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=0.75$ mm. 88
- Figure IV.10** : Comparaison des resultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=1.5$ mm. 89
- Figure IV.11** : Comparaison des resultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=2.5$ mm. 90
- Figure IV.12** : Comparaison des resultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=3.75$ mm. 91
- Figure IV.13** : Comparaison des resultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=5$ mm. 92

# Liste des tableaux

## Chapitre I : Généralités sur les capteurs

**Tableau I.1** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [21]. 17

**Tableau I.2** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [22]. 17

**Tableau I.3** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [23]. 17

**Tableau I.4** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau- éthanol [24]. 18

## Chapitre III : Modélisation d'un capteur planaire micro-onde

**Tableau III.1** : Paramètres géométriques de la structure du capteur proposée. 55

**Tableau III.2.** Effet de la position du tube du capteur planaire sur le facteur de qualité Q et la sensibilité S. 59

**Tableau III.3** Comparaison des résultats de simulation de la  $f_{res}$  et Q pour différents diamètres et positions de tube de test. 66

**Tableau III. 4** : Les valeurs des différents composants du circuit équivalent. 67

**Tableau III.5** : Comparaison du capteur proposé avec les données rapportées dans la littérature. 72

## Chapitre IV : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité

**Tableau IV.1** : Paramètres géométriques de la structure du capteur proposée. 81

**Tableau IV.2** : Effet du rayon de courbure sur la sensibilité du capteur plié. 87

**Tableau IV.3** : Sensibilité pour différents rayons de tube de test. 93

**Tableau IV.4** ; Comparaison des capteurs proposés avec les données rapportées dans la littérature 95

## Annexe

<b>A1</b> équations de Maxwell [19]	107
-------------------------------------	-----

**Tableau A1** : Spectres diélectriques réels ( $\epsilon'$ ) mesurés pour un mélange eau-éthanol à 25 °C avec différentes fractions volumiques ; données rapportées de [44]. 112

**Tableau A2 :** Spectres diélectriques imaginaires ( $\epsilon''$ ) mesurés pour un mélange eau-éthanol à 25 °C pour différentes fractions volumiques ; données rapportées de [44]. 113

## **Acronymes et abréviations**

RFID	Radio Frequency Identification
BF	Basse Fréquences
LF	Low Frequencies
HF	High Frequencies
UHF	Ultra High Frequencies
SAW	Surface Acoustic Waves
IDT	Interdigité
MTM	Metamaterial
MNG	Magnetic Negative
ENG	Electrical Negative
LHM	Left Handed Material
HFSS	High Frequency Simulator Software
CST	Computer Simulation Technology
ADS	Advanced Design System
MWS	Micro-Wave Studio
DPS	Double Positive
DNG	Double Negative
MMG	Matériaux Main Gauche
RAF	Résonateur en Anneau Fendu
FEM	Finite Element Method
SMA	Sub miniature version A
CSRR	Complementary Split Ring Resonator
SRR	Split Ring Resonator
RLC	Resistor Inductor Capacitor
GND	Ground

## Nomenclatures

$\mu$	Perméabilité
$\epsilon$	Permittivité
$\lambda$	Longueur d'onde
$\omega$	Pulsation angulaire
P	Densité des électrons
$S_{11}$	Coefficient de réflexion
$S_{21}$	Coefficient de transmission
$\vec{E}$	Vecteur champ électrique
$\vec{D}$	Densité du champ électrique
$\vec{H}$	Vecteur champ magnétique
$\vec{B}$	Densité du champ magnétique
$\vec{S}$	Densité du champ magnétique
$\vec{K}$	Vecteur d'onde
n	indice de réfraction
$v_g$	vitesse de groupe
$v_\varphi$	vitesse de phase
$\epsilon_0$	Permittivité électrique du vide
$\mu_0$	Perméabilité magnétique du vide
$C_0$	Vitesse de la lumière dans le vide
J	Densité de courant surfacique
R	Résistance
L	Inductance
C	Capacité
Z	Impédance
Y	Admittance

# **Introduction Générale**

### Introduction générale

Au début du vingtième siècle, les dispositifs conventionnels d'analyse utilisés pour une caractérisation et détection fiable et précise des différentes espèces solides, liquides ou moléculaires (biochimiques) sont généralement complexes, coûteux, volumineux et souvent difficiles à mettre en œuvre. En outre, les étapes de préparation des échantillons et l'exploitation des résultats augmentent souvent très fortement le temps d'analyse. Récemment, aux dernières années, les recherches font face au développement de ces dispositifs dans le domaine hyperfréquence appelés plus couramment capteurs micro-ondes. Ces capteurs sont des dispositifs issus des techniques de la micro-électroniques simples et compacts notamment de faibles coûts de fabrication, une sensibilité élevée et une grande durabilité ; ces avantages en font des choix très attrayants et privilégiés dans une variété de domaines de recherche, y compris la biomédecine, même récemment ils ont été utilisés dans des applications de sécurité alimentaire et industriel.

Le capteur micro-onde transforme le signal d'excitation (onde électromagnétique) à l'entrée en une onde électrique ou magnétique à la sortie facile à exploiter. La tâche essentielle du capteur micro-onde est d'offrir une solution simple pour l'analyse et l'identification des paramètres constitutifs des différents milieux (liquides, solides, moléculaires...), qui est indispensable.

Il est, en général, constitué d'une partie sensible sélective (résonateur) pour le traitement, et d'un système de transmission de données (ligne de transmission) pour l'excitation du dispositif. L'excitation du capteur par un champ électromagnétique au niveau de la ligne de transmission engendre une interaction qui peut prendre la forme d'une réfraction, diffusion, émission ou absorption entre le capteur et le milieu à détecter, selon le cas. Cette interaction provoque une modification qui détermine entièrement la permittivité relative complexe définissant le milieu à tester, ainsi qu'une amélioration obtenue des performances du capteur permettent une reconnaissance précise des espèces sous traitement. Ces performances des circuits et des dispositifs micro-ondes sont directement liés aux propriétés intrinsèques des matériaux de fabrication. En outre, les contraintes de coût et d'intégration exigent des propriétés intrinsèques plus importantes que celles des matériaux classiques. Dans ces dernières années l'arrivée d'une nouvelle génération de matériaux innovants, appelés : métamatériaux a facilité à l'ensemble des chercheurs l'étude de la possibilité d'affranchir les limites technologiques de caractérisation et d'identification des milieux en exploitant les propriétés artificielles de ces matériaux.

L'objectif de cette thèse est concentré à l'exploitation, la maîtrise et la mise en évidence des propriétés importantes d'un résonateur à base de métamatériau constitué d'un résonateur à anneaux fondus (SRR), où complémentaires (CSRR) dans le but d'une application comme un capteur de détection. Il s'agit en plus d'étudier des cellules métamatériaux implantées dans les résonateurs carrés où circulaires non encombrants, éliminant les interférences avec des performances très élevées. Ces travaux explorent l'intervalle de fréquence de 1 à 3 GHz.

L'objectif de ce travail est de développer des capteurs sensibles, rapides, durables et faciles à utiliser. La conception d'un capteur micro-onde à base de métamatériaux à haute performances avec une sensibilité très élevée et un facteur de qualité acceptable est notre but essentiel en utilisant l'interface de simulation HFSS (High Frequency Structure Simulator) suivi d'une validation par CST (Computer Simulation Technology) et une réalisation expérimentale du prototype.

Cette thèse se compose de quatre chapitres essentiels :

- Dans le premier chapitre l'état de l'art des capteurs micro-ondes micro-fluidiques pour l'analyse des milieux liquides soient : biologiques, pharmaceutiques où alimentaires. En plus des détails sur le dimensionnement et l'influence des différents paramètres du capteur sur ces performances. Le problème majeur a été cité avec sa solution dans le même chapitre, il s'agit de la dépendance de la permittivité par le changement de sa valeur avec le changement de la fréquence de fonctionnement (permittivité dispersive), ainsi que différents types d'antennes et leurs propriétés et applications ont été présentées.

- Le deuxième chapitre est consacré à l'étude des métamatériaux. On présente, en premier lieu, la définition ainsi qu'un bref historique des métamatériaux. En outre des explications concernant les milieux effectifs en citant le principe d'homogénéisation. Ce chapitre est appuyé par une étude détaillée des résonateurs à base de métamatériaux.

- Le troisième chapitre est concentré tout d'abord à la simulation des structures planaires à base d'une ligne de transmission micro-ruban et de résonateurs métamatériaux CSRR carrées à trois anneaux menés d'un tube capillaire de test à différent diamètres et différentes positions. Toutes ces structures sont simulées à l'aide du simulateur de structures hyperfréquences HFSS qui on permet l'extraction du paramètre de transmission  $S_{21}$ , ainsi que la sensibilité  $S$  et le facteur de qualité  $Q$  pour différentes structures.

- Le dernier chapitre est la partie la plus importante, elle est basée sur notre nouvelle forme de capteur proposée, il s'agit donc de plier la structure d'une forme originale planaire

en une forme cylindrique qui on a amené à augmenter la sensibilité  $S$  du capteur 10 fois plus selon une étude paramétrique de simulation HFSS validée par CST. Par la suite, une réalisation expérimentale et des mesures de la structure planaire horizontale proposée ont été élaborées au laboratoire figurant des allures identiques aux résultats de simulation.

Finalement, nous terminons ce travail par une conclusion générale.

**Chapitre I :**

**Généralités sur les  
capteurs**

## I-1 Introduction

Dans la vie quotidienne, le capteur est un dispositif indispensable et nécessaire dans la vie de l'être humain qui intervient dans différents domaines soit scientifique, commercial, sportif, en transformant n'importe quel évènement en un signal électrique. Le capteur forme la partie intermédiaire principale et centrale pour passer du monde matériel au monde électrique. Dans le dernier siècle la plupart des recherches dans le domaine des activités des capteurs, les travaux sont basés sur les composants à silicium micro-usiné, par contre au début du vingt et unième siècle un développement important est subie en utilisant des dispositifs à base de micro capteurs sans fil implantés sur différents substrats [1]. Comme les recherches ensuite ont eu une évolution considérable par la reproduction des capteurs autonomes diversifiés dans différents domaines pour la télésurveillance, l'analyse et le diagnostic [2-7] avec haute performances en sensibilité et sélectivité d'une part, et à base des composants électroniques de communication à faible coût sans contact d'autre part. Pour répondre aux demandes importantes de l'être humain dans sa vie journalière, il est imposé aux constructeurs de concevoir des capteurs en télécommunication à commande sans fil performant, simples à réaliser, faible coût, avec interaction sans contact [8-11].

En outre les recherches avancées doivent tenir en compte tous les besoins de développement dans le but d'extraire des informations convaincantes à partir des dispositifs de traitement. Mais des obstacles font face aux chercheurs tel que le défi de taille pour la conception et la réalisation de réseaux de micro capteurs, de ce fait il est indispensable de mettre en disposition des solutions complexes et adéquates [10].

## I-2 Capteurs

### I-2-1 Types des capteurs sans fil

Le capteur est un dispositif physique qui transforme l'information de la grandeur dynamique en une grandeur électrique (figure I.1).



**Figure I.1** Schéma synoptique d'un capteur

**I-2-1-1 Capteurs actifs**

Un capteur actif est un dispositif de mesure qui possède une source d'énergie propre qui est généralement une batterie et qui assure l'alimentation de ce dernier. Ce type de capteur assure non seulement le filtrage et les mesures des propriétés du signal, mais en plus effectue des étapes de traitement de communication supplémentaires à travers des circuits électroniques incorporés. L'avantage important d'un capteur actif est d'assurer les réponses en temps réel [10].

**I-2-1-2 Capteurs passifs**

Contrairement aux capteurs précédents, les capteurs passifs ne disposent pas de source d'énergie et possèdent d'avantage une implantation facile sur les supports (substrats) et sont utilisés dans les applications ficelées aux domaines de la santé, aéronautique et spatial. Ce type de capteur est caractérisé par des réponses fiables et précises à grandeurs miniaturisées passives. La technologie de transmission dans ce cas est basée sur deux types : transmission inductive et capacitive [10].

**I-2-1-3 Capteurs inductifs**

Les capteurs inductifs ce sont des dispositifs composés de deux parties essentielles : un élément sensible qui est responsable de la réception des signaux de commande et une antenne responsable des signaux de radiation, en absence d'une source d'énergie. Ce type de capteur contient deux composants principaux : condensateur et inductance implantés en série dans le diélectrique pour concevoir un résonateur LC destiné à la communication sans fil. Le capteur inductif peut avoir deux antennes, ou plus, couplées magnétiquement entre eu par un transformateur (bobines primaire et secondaire) ou l'information est transmise par une modulation de puissance. Le circuit LC résonne à une fréquence dite fréquence de résonance  $f_{res}$ , sa valeur varie en fonction des valeurs de l'inductance et la capacité L et C, respectivement [10].

**I-2-1-4 Capteurs RFID**

Les capteurs RFID se sont des capteurs à identification par fréquence radio et ils sont des dispositifs destinés à l'identification des objets où individus et ils fonctionnent selon le même principe de reconnaissance optique des caractères ou des codes, en outre ce type de capteurs est exploité pour la contribution des mesures. Le capteur RFID fonctionne à base d'un microprocesseur connecté à un circuit sensible équipé d'une antenne adaptée (figure I.2) de telle sorte que l'impédance d'entrée de l'antenne soit égale au conjugué de l'impédance du

circuit de traitement ( $Z_{ant} = Z_{charge}^*$ ) pour assurer un transfert maximal de puissance. Il existe trois types de RFID : actifs, passifs ou semi-actifs. Les passifs ne disposent pas de leur propre source d'énergie pour leur fonctionnement ; c'est le lecteur qui alimente le système par une énergie électrique lorsque le dispositif est actif. Les semi-actifs fonctionnent de la même manière que les RFID passifs, mais seulement ils possèdent une batterie qui sert pour l'alimentation du microprocesseur et la sauvegarde des données. Quant aux actifs, ils possèdent une autonomie d'émission des informations, une portée et une capacité de mémoire importantes, mais leurs grandes tailles, coûts élevés et durées de vies moyennes courtes limitent leurs utilisations. Les deux paramètres essentiels qui caractérisent les RFID sont la distance de commande et la vitesse de traitement.

Il existe quatre différentes classes de RFID qui sont déterminées selon la bande de fréquence de fonctionnement [10] :

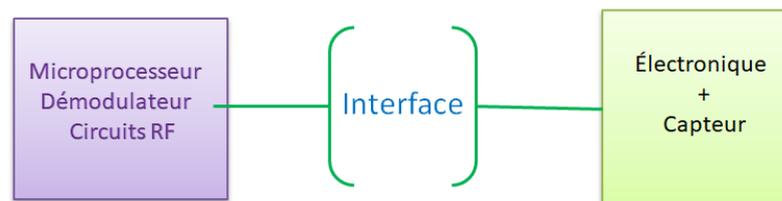
✓ Classe BF : bande de fréquence de fonctionnement est inférieure à 135 kHz, avec une distance de commande de quelques centimètres.

✓ Classe HF : bande de fréquence de fonctionnement est inférieure à 13,56 MHz, avec une distance de commande de quelques décimètres. La plupart des puces passives utilisent cette bande de fréquences.

✓ Classe UHF : bande de fréquence de fonctionnement égale à 2.45 GHz, avec une distance de commande de l'ordre de 1 mètre.

### Application des RFID

La technologie des capteurs RFID est appliquée dans plusieurs domaines, notamment dans l'authentification d'identité des personnes (passeport, carte et permis biométriques), protection contre vol dans les lieux commerciaux à grande surface, suivi physique des patients dans le domaine de santé en plaçant des puces dans le corps humain.

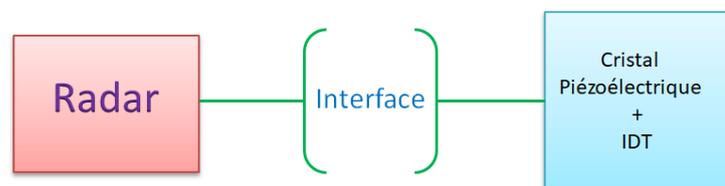


**Figure I.2** Principe de fonctionnement d'un capteur RFID.

### I-2-1-5 Capteurs SAW

Au début des années 80, des types de capteurs passifs ont été établis à base des composants à ondes acoustiques de surface (SAW où surface acoustic waves). Ces capteurs fonctionnent en recevant de l'antenne du (SAW) une onde électromagnétique émise ou générée par un dispositif radio fréquence (système d'émission réception E/R), cette onde EM est transformée en une onde acoustique de surface par le (SAW) via un transducteur interdigité (IDT) placé sur le substrat piézo-électrique connecté à l'antenne (figure I.3). Au cours de propagation dans le SAW, cette onde acoustique subira des modifications par le changement des conditions climatiques ou par la variation de l'impédance  $Z$  du capteur placé comme charge de la ligne du SAW. Ensuite, ces ondes vont être réfléchies au sein du dispositif avant d'être reconverties en ondes électromagnétiques et retransmises à l'unité d'émission/réception. Une analyse de l'onde électromagnétique réfléchie, par notre capteur, nous permet d'avoir des informations sur la grandeur qui a modifié l'onde acoustique.

La fréquence de fonctionnement de ce type de capteur est liée au pas des électrodes interdigitées (exemple : un pas de  $0.5 \mu\text{m}$  correspond à une fréquence de fonctionnement de l'ordre de 3 GHz). La distance de commande pour ce type de capteur est de l'ordre d'une dizaine de mètres [10].

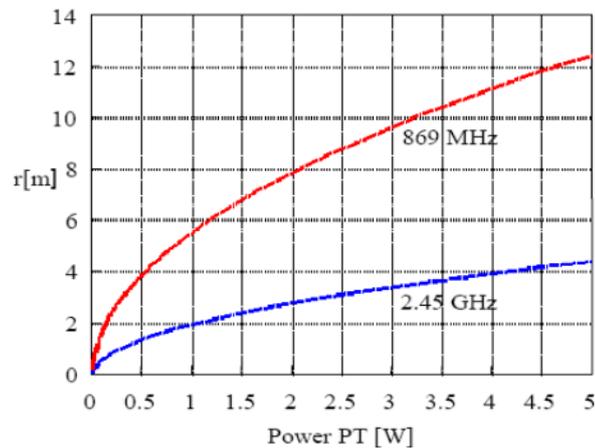


**Figure I. 3** Principe de fonctionnement d'un capteur SAW

### I-2-2 Inconvénients liés aux capteurs sans fil

Ces dernières années, la plupart des recherches sont orientées vers l'amélioration des performances des capteurs, en évoluant la sensibilité et le facteur de qualité avec la miniaturisation des dimensions géométriques et réduction du coût des différents dispositifs. Par contre, pour le cas des capteurs sans fil non pas eu d'évolution, l'inconvénient majeur réside au niveau de l'énergie d'alimentation limitée avec la diversité des opérations de traitement de l'information (adaptation, amplification, numérisation...), comme dans le cas des capteurs actifs, en outre la quantité insuffisante d'information à transmettre à une distance limitée. Pour assurer une réserve d'énergie, les recherches visent à implanter des cellules photovoltaïques mais le problème d'encombrement de circuits et l'augmentation de coût,

volume et poids restent figuré. Si on intéresse au type de capteur passif inductifs et RFID, on trouve que la limitation de la distance de commande est le problème majeur, en passant du RFID résonant à 869 MHz au RFID résonnant à 2.45 GHz pour une puissance d'émission donnée la distance de couverture diminue voir (figure I.4). Pour remédier aux inconvénients cités les chercheurs ont recours au capteur micro-ondes [12].



**Figure I.4** Distance de commande  $r$  (m) du RFID pour 0.869 et 2.45 GHz [12].

### I-2-3 Capteur micro-onde

Récemment, dans le domaine des télécommunications la plupart des recherches dans le domaine de traitement d'informations ont recours vers les dispositifs micro-ondes. Les capteurs micro-ondes ont commencé à se développer à partir des années 1950, au moment où l'identification des paramètres diélectriques des différents milieux était essentielle [12]. Cependant, ces dispositifs micro-ondes possèdent des composants à très grande taille et une faible puissance d'où une gamme d'application limitée.

Dans les années 70, l'offre des composants performants à base des semi-conducteurs développe leur gamme d'application. Au début des années 80, avec la croissance rapide de la technologie [12], et l'introduction des microprocesseurs dans les équipements électroniques rendent possible de concevoir et réaliser un capteur micro-onde performant grâce à leur haute sensibilité, leurs structures miniaturisées, facilité de réalisation avec un faible coût, en outre on note comme avantage un paramètre essentiel qui définit les dispositifs micro-ondes : la grande largeur du spectre de fréquences micro-ondes (0.3-30 GHz), ceci nous a permis d'avoir des résultats fiables [13].

#### I-2-3-1 Capteur microonde à résonateur diélectrique

Le capteur microonde à résonateur diélectrique est composé d'un anneau au centre de la structure excité par deux lignes de transmission placées symétriquement de part et d'autre de

la structure couplées au résonateur (anneau) avec une petite ouverture  $g$  (gap) (figure 1.5) pour assurer le contact seulement par interaction entre la ligne de transmission et le résonateur. La ligne de transmission peut être un résonateur à cavité coaxiale, résonateur à cavité cylindrique ou un résonateur à cavité rectangulaire, intégrée au substrat [14].

L'avantage de ce couplément par le gap  $g$  est essentiellement pour la séparation entre le comportement du résonateur du réseau d'alimentation et permet à la structure de prendre en charge les fréquences sélectives. La réponse d'un capteur à résonateur diélectrique est caractérisée par deux coefficients : de transmission  $S_{21}$  ou de réflexion  $S_{11}$  qui engendrent une fréquence de résonance, facteurs de qualité et bande passante à -3 dB.

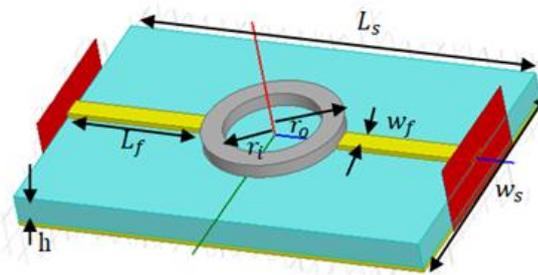


Figure I. 5 Structure d'un capteur à résonateur microonde [14].

### I-2-3-2 Dimensionnement

L'anneau est placé au centre de la structure, la valeur moyenne du rayon est calculée selon l'équation suivante [14] :

$$r = \frac{nc}{2\pi f_r \sqrt{\epsilon_{eff}}}, \quad \text{pour } n = 1, 2, 3, \dots \quad (\text{I.1})$$

où

$n$  : nombre d'anneaux, pour ce cas  $n = 1$  ;

$c$  : vitesse de la lumière dans l'espace libre ( $3 \times 10^8$  m/s) ;

$f_r$  : fréquence de résonance ;

$\epsilon_{eff}$  : permittivité effective de la structure déterminée par l'équation (I.23) ou (I.24).

Etant donné que l'épaisseur de l'anneau est la même que l'épaisseur de la ligne de transmission, on peut calculer les valeurs des deux rayons de l'anneau, interne  $r_i$  et externe  $r_o$  à l'aide des deux équations suivantes [14] :

$$r_o = \frac{2r + w_{th}}{2} \quad (I.2)$$

$$r_i = \frac{2r - w_{th}}{2} \quad (I.3)$$

où

$w_{th}$  : épaisseur de l'anneau où la ligne micro ruban.

$r$  : rayon moyen de l'anneau du résonateur.

### I-2-3-3 Influence de $L_S$ sur $f_{res}$

La longueur du substrat  $L_S$  du capteur micro-onde a une relation importante avec la résonance du dispositif correspondant et donne un changement significatif des paramètres de résonance, ceci est expliqué par la dépendance entre cette longueur  $L_S$  et la position du quart d'onde du signal excité à la résonance où nous avons le maximum de puissance émise ou réfléchi selon le cas. La relation qui décrit  $L_S$  est donnée par l'équation suivante [14] :

$$L_s = 2L_f + 2g + 2r_o \quad (I.4)$$

Donc, la variation de  $L_S$  engendre une variation de la fréquence de résonance du dispositif à cause du déplacement du point  $\frac{\lambda}{4}$  [14].

### I-2-4 Principe de fonctionnement du résonateur

La tâche essentielle du capteur micro-onde est d'offrir une solution simple pour l'analyse et l'identification des paramètres constitutifs des différents milieux (liquides, solides, moléculaires, ...), car la quantification de ces milieux devient indispensable [15]. L'excitation du capteur par un champ électromagnétique au niveau de la ligne de transmission qui forme une résonatrice micro-onde où les ondes électromagnétiques peuvent se propager. Cette ligne micro-ruban est délimitée par des discontinuités d'impédance qui provoque des réflexions. A une fréquence bien déterminée appelée  $f_0$  les multiples ondes réfléchies seront en phase, l'interférence entre eux se produit sous forme de résonance, par cette condition la longueur d'onde  $\lambda_0$  prend une valeur constante qui correspond à cette résonance. En plaçant un échantillon à tester au milieu du résonateur, la valeur de la permittivité relative  $\epsilon'_r$  de l'ensemble à l'interaction subira un changement qui provoque le décalage de la fréquence  $f_{res}$ . Comme  $\lambda$  est directement proportionnelle à la racine carrée de  $\epsilon'_r$ , la fréquence de résonance s'écrit [12] :

$$f_{res} = \frac{f_0}{\sqrt{\varepsilon_r'}} \quad (I.5)$$

### I-2-5 Performances du résonateur

#### I-2-5-1 Facteur de qualité

Le facteur de qualité Q est une grandeur qui caractérise la sélectivité de la réponse du capteur à la résonance. Il est affecté par la partie imaginaire de la permittivité  $\varepsilon_r''$ , la valeur du facteur de qualité est inversement proportionnelle à  $\tan\delta$ . Le facteur de qualité associé Q s'écrit [12, 16] :

$$Q = \frac{1}{\tan \delta} = \frac{\varepsilon_r'}{\varepsilon_r''}, \quad \text{avec } \delta = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu_0 f \sigma}} \quad (I.6)$$

Et les pertes associées sont données comme suit :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_c} \quad (I.7)$$

$\frac{1}{Q_d}$  : pertes dues au diélectrique,

$\frac{1}{Q_c}$  : pertes dans le conducteur)

#### I-2-5-2 Sensibilité

La sensibilité d'un capteur est définie comme le rapport entre le changement de la fréquence de résonance entre deux valeurs minimale et maximale des différentes réponses du paramètre S (exemple : 0% et 100%) et le changement de la permittivité correspondante [17].

$$S = \frac{\Delta f_r}{\Delta \varepsilon_r} = \frac{f_{r100\%} - f_{r0\%}}{\varepsilon_{r100\%} - \varepsilon_{r0\%}} \quad (I.8)$$

#### I-2-5-3 Linéarité

Dans le but d'identifier un capteur, la linéarité des deux allures  $f_{res} = f(\varepsilon)$  et  $Q = f(\varepsilon)$  représentant la variation de la fréquence de résonance et le facteur de qualité en fonction de la

permittivité, respectivement, est indispensable, par conséquent cette linéarité nous conduit à les traduire sous forme des deux équations analytique suivantes :

$$\Delta f = m_{11}\Delta\varepsilon' + m_{12}\Delta\varepsilon'' \quad (\text{I.9})$$

$$\Delta Q = m_{21}\Delta\varepsilon' + m_{22}\Delta\varepsilon'' \quad (\text{I.10})$$

$$\begin{bmatrix} \Delta f \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{21} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix} = [M] \begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

où :  $\Delta f$ ,  $\Delta Q$  et  $\Delta\varepsilon$  sont des paramètres normalisés par rapport à une référence. Souvent les articles utilisent la concentration 50% comme référence ( $\Delta = \text{valeur} - \text{référence}$ )

$$\begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} \Delta f \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

$[M]^{-1}$  représente la matrice inverse est l'identité de notre capteur qui caractérise n'importe quel échantillon liquide, en connaissant les deux performances du capteur : fréquence de résonance  $f_{res}$  et facteur de qualité Q nous pouvons directement identifier notre échantillon par le calcul de sa permittivité complexe en utilisant l'équation (I.8).

#### **I-2-5-4 Bande passante**

La bande passante  $\Delta f$  représente le spectre de fréquences délimité par les deux fréquences de coupure a -3dB de l'allure du coefficient de transmission  $S_{21}$ , par conséquent nous avons le maximum de puissance réfléchié par rapport à celle excitée à l'entrée. Autrement dit, le coefficient de transmission  $S_{21}$  linéairement tend vers zéro.

### **I-3 Paramètres constitutifs d'un milieu**

Les paramètres constitutifs d'un milieu homogène et linéaire [18] (solide, liquide, moléculaire, ...) telles que la permittivité  $\varepsilon$ , la perméabilité  $\mu$  et la conductivité  $\sigma$  sont généralement des grandeurs complexes tel que :

$$\varepsilon = \varepsilon_0(\varepsilon_r' + j\varepsilon_r'') \quad (\text{I.13})$$

$$\mu = \mu_0 (\mu_r' + j\mu_r'') \quad (I.14)$$

où  $\epsilon_0$  et  $\mu_0$  sont la permittivité et la perméabilité du vide, respectivement.

$\epsilon_r'$  et  $\mu_r'$  correspondent à la permittivité et la perméabilité réelles respectivement, la grandeur  $\epsilon_r'$  caractérise la quantité d'énergie transmise ou réfléchie du capteur, en outre a une relation directe avec la fréquence de résonance  $f_{res}$ , telle que la valeur de la fréquence de résonance augmente avec la diminution du paramètre  $\epsilon_r'$ .

Ainsi que les termes  $\epsilon_r''$  et  $\mu_r''$  représentent, respectivement, la permittivité et la perméabilité imaginaires. La grandeur  $\epsilon_r''$  a une relation directe avec les pertes diélectriques qui sont déduites de l'amortissement des moments dipolaires l'hors de déplacement des atomes du matériau, et aux réponses retardées du milieu en interaction : plus la valeur de la permittivité imaginaire  $\epsilon_r''$  est élevée plus les pertes diélectriques sont importantes et ceci apparait sur la crête d'atténuation du  $S_{21}$  [19].

$$\sigma = \sigma' + j\sigma'' \quad (I.15)$$

$\sigma'$  et  $\sigma''$  se sont, respectivement, les conductivités réelle et imaginaire du milieu de propagation.

Les valeurs  $\epsilon, \mu$  et  $\sigma$  ont une dépendance de la pulsation  $\omega$  d'où nous pouvons écrire :

$$\epsilon = \epsilon(\omega), \mu = \mu(\omega), \sigma = \sigma(\omega) \text{ avec } \omega = 2\pi f.$$

**Remarque :** le corps humain ne contient pas de propriété magnétique  $\mu_r' = 1$  et  $\mu_r'' = 0$

Partant des deux équations (I.13) et (I.15), nous pouvons en déduire les deux relations suivantes [19] :

$$\epsilon_{eff}' = \epsilon_r' + \frac{\sigma''}{\omega \epsilon_0} \quad (I.16)$$

$$\sigma_{eff}' = \sigma' + \omega \epsilon_0 \epsilon'' \quad (I.17)$$

Avec :  $\epsilon_{eff}'$  est la permittivité effective relative réelle, et  $\sigma_{eff}'$  est la conductivité effective relative réelle.

En utilisant les équations de Maxwell dans les quatre expressions précédentes (I.13), (I.15), (I.16), (I.17), nous pouvons en déduire la permittivité effective complexe  $\epsilon_{eff}$  :

$$\varepsilon_{eff} = \varepsilon_0 (\varepsilon'_{eff} + j\varepsilon''_{eff}) = \varepsilon_0 \left( \varepsilon'_{eff} + j \frac{\sigma'_{eff}}{\omega \varepsilon_0} \right) \quad (I.18)$$

Revenons à l'expression (I.18), nous remarquons que  $\varepsilon_{eff}$  est un nombre complexe, la partie imaginaire  $\frac{\sigma'_{eff}}{\omega \varepsilon_0}$  caractérise les pertes diélectriques dissipées dans le matériau, elles sont exprimées généralement par la tangente de l'angle des pertes  $\delta$  tel que [20] :

$$\tan \delta = \frac{\text{imag}(\varepsilon_{eff})}{\text{réel}(\varepsilon_{eff})} = \frac{\sigma'_{eff}}{\omega \varepsilon'_{eff} \varepsilon_0} \quad (I.19)$$

D'après l'expression (I.19), il est clair que la grandeur la plus importante qui agit directement sur l'expression  $\tan \delta$  (pertes diélectriques) est la conductivité réelle effective du matériau  $\sigma'_{eff}$  (relation proportionnelle). Plus la valeur de  $\sigma'_{eff}$  est élevée plus les pertes sont importantes, donc il est conseillé de choisir des matériaux à conductivité relativement faible dans le but d'avoir un rendement important avec un facteur de qualité Q sélectif [20].

#### I-4 Dépendance permittivité-fréquence dans un milieu

##### ➤ Problème majeur rencontré

Notre travail est concentré sur l'identification des milieux micro-fluides en choisissant un capteur micro-onde miniaturisé à base de métamatériaux dédié à l'analyse de différents milieux liquides dans la gamme de fréquence de 1 à 10 GHz. Le paramètre essentiel qui peut définir notre liquide est la permittivité ( $\varepsilon$ ) qui est sous forme d'un nombre complexe ( $\varepsilon' + j\varepsilon''$ ) tel que la partie réelle ( $\varepsilon'$ ) caractérise le côté essentiel de notre information (la puissance transmise ou absorbée) et la partie imaginaire ( $\varepsilon''$ ) correspond aux pertes diélectriques (rayonnement ou dissipation) selon le cas [20].

Pour notre étude, nous avons choisi notre milieu liquide sous forme d'un mélange eau-éthanol [21]. Revenant à la littérature, nous avons constaté que les valeurs de la permittivité complexe  $\varepsilon'$  et  $\varepsilon''$  pour différentes concentrations du mélange diffèrent d'un article à un autre selon les tableaux suivants :

Selon [21], les valeurs de  $\varepsilon'$  et  $\varepsilon''$  sont indiqués comme suit :

**Tableau I.1** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [21]

Eau %	Ethanol %	Permittivité réelle $\epsilon'$	Permittivité imaginaire $\epsilon''$
100	0	79	9.2
90	10	73	11.3
70	30	58.5	17.1
50	50	43	17.1
30	70	29	16
10	90	15.5	12
0	100	9	8.1

Selon [22], les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  sont :

**Tableau I.2** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [22]

Eau %	Ethanol %	Permittivité réelle $\epsilon'$	Permittivité imaginaire $\epsilon''$
100	0	79.5	9
90	10	72	10.6
80	20	67	13.4
70	30	61	12.8
60	40	53	14.6
50	50	47	15
40	60	39	15.6
30	70	31.5	15.55
20	80	24	13.6
10	90	16.5	12.3
0	100	9	10

Selon [23], les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  sont :

**Tableau I.3** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  et imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [23]

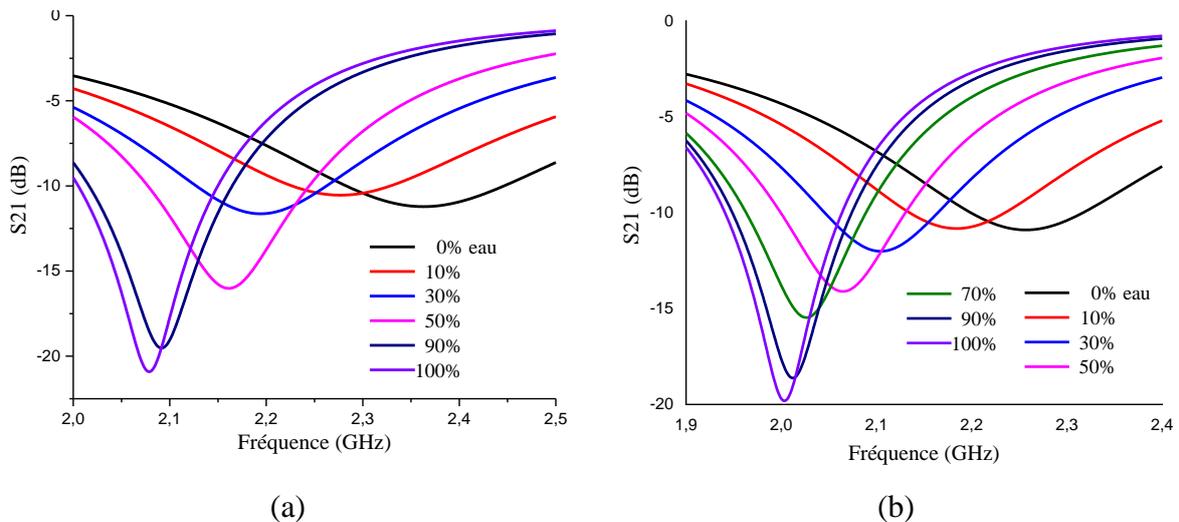
Eau %	Ethanol %	Permittivité réelle $\epsilon'$	Permittivité imaginaire $\epsilon''$
90	10	70.3	13.5
70	30	54.7	17.3
50	50	40	18
30	70	26.1	15.8
10	90	13.2	10.7

Selon [24], les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  sont :

**Tableau I.4** : Permittivité réelle  $\epsilon'$  est imaginaire  $\epsilon''$  en fonction de la concentration Eau-éthanol [24]

Eau %	Ethanol %	Permittivité réelle $\epsilon'$
100	0	78.38
90	10	72.8
80	20	67
70	30	61.02
60	40	55
50	50	49.10
40	60	43.40
30	70	37.95
20	80	32.80

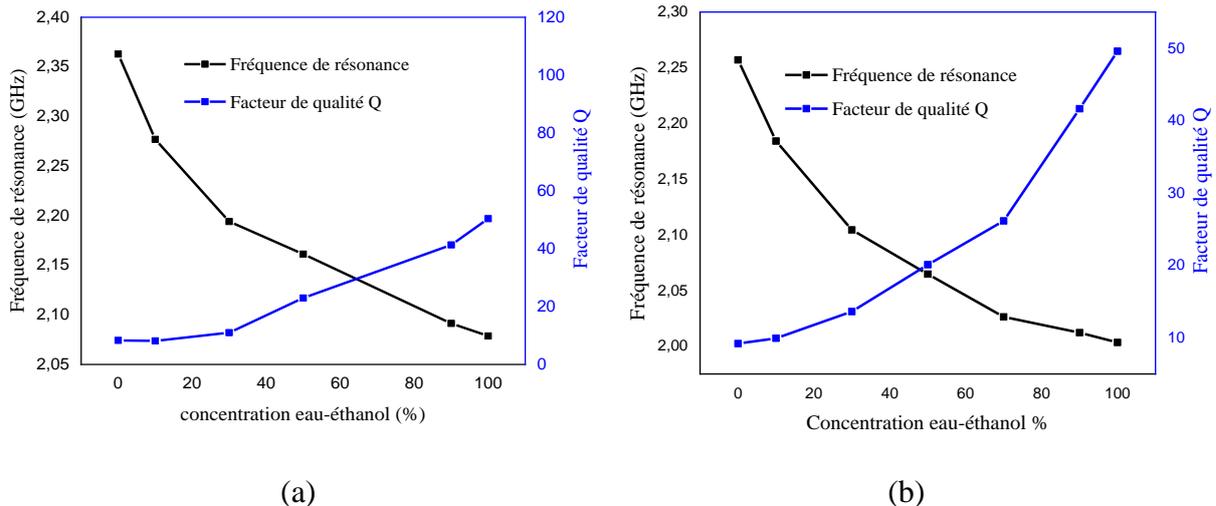
La figure I.6 présente une simulation du paramètre  $S_{21}$  par HFSS montrant la réponse du capteur planaire proposé pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol avec un tube d'essai de diamètre  $h = 5$  mm selon l'axe  $ox$ .



**Figure I.6** Paramètre  $S_{21}$  du capteur planaire proposé pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol, (a) : réponse  $S_{21}$  avec constantes  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  constantes [21] (b) : avec des valeurs dispersives de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  [25].

La figure I.6 (a) présente la réponse  $S_{21}$  avec des valeurs constantes de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  [21] pour chaque concentration d'échantillon du mélange eau-éthanol. La figure I.6 (b) présente la réponse  $S_{21}$  avec des valeurs dispersives de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  qui varient en fonction de la fréquence [25] pour chaque concentration d'échantillon du mélange eau-éthanol obtenue par l'utilisation de la fonction « Set Frequency Dependency » du simulateur HFSS.

La figure I.7 présente la variation de la fréquence de résonance  $f_{res}$  et le facteur de qualité Q en fonction des concentrations du mélange eau-éthanol. La figure I.7 (a) présente des allures non linéaires de la fréquence de résonance et le facteur de qualité avec des valeurs constantes de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  [21] pour chaque concentration d'échantillon du mélange eau-éthanol. La figure I.7 (b) présente des allures linéaires de la fréquence de résonance et le facteur de qualité avec des valeurs dispersives de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  qui varient en fonction de la fréquence [25] pour chaque concentration d'échantillon du mélange eau-éthanol.



**Figure I.7** Fréquence de résonance  $f_{res}$  et Q en fonction des concentrations du mélange eau-éthanol, (a) : avec des valeurs constantes de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  [21], (b) : avec des valeurs dispersives de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  [25].

➤ **Interprétation et solution du problème**

D'après les tableaux ci-dessus, nous remarquons que les valeurs de  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  pour la même concentration du mélange eau-éthanol diffèrent d'un article à un autre, ceci est due au décalage de fréquence de fonctionnement entre les différents articles et ceci explique le phénomène de la dispersion ( $\epsilon$  est dispersive), par conséquent nous pouvons déduire qu'une dépendance existe entre la permittivité et la fréquence  $\epsilon = \epsilon(\omega)$ , c'est-à-dire que la permittivité du même échantillon à identifier change de valeur d'une fréquence de fonctionnement à une autre. Après une longue recherche dans la littérature nous avons constaté que pour remédier à cette anomalie, nous sommes tenus à revenir à la fonction (Set Frequency Dependency) dans le simulateur HFSS au niveau du (Data points) où on a importé les différentes valeurs numérique de la permittivité qui appartiennent à l'intervalle fréquentielle de notre travail de 1 à 10 GHz : Les parties réelles de la permittivité  $\epsilon'$  sont stockées dans (Relative Permittivity) et tangentielle  $= \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$  dans (Dielectric loss tangent) du HFSS.

✓ **Remarque :**

Les valeurs numériques de la permittivité sont acquises à partir de l'article [25] sous forme d'allures graphiques, ou on les a traduits en tableaux numériques pour chaque concentration dans l'intervalle 1 à 10 GHz (voir l'annexe A de l'article [14] où chapitre IV) pour servir par la suite aux chercheurs comme référence.

## **I-5 Antennes**

L'antenne est un cas particulier d'un capteur, c'est un dispositif électronique qui fonctionne sans contact physique. Elle est utilisée en communication comme un moyen de transmission en émission ou réception par un rayonnement électromagnétique.

Dans le vingt et unième siècle, une technologie évaluée a été développé dans le domaine des antennes micro-ondes, en utilisant le matériel miniaturisé (patch d'une dimension moyenne de 9 mm et d'épaisseur de 1.5 mm) à base des résonateurs oscillateurs et des guides d'ondes micro-ruban à la place des résonateurs de type cavités (guide d'ondes rectangulaires) [26].

Nous constatons que le domaine d'application de ces antennes est considérablement élargi, nous citons comme exemple les antennes à rayonnement conventionnel en espace libre. Elles jouent un rôle très important dans le domaine de télécommunication : les antennes YAGI, antennes bipolaires sélectives destinées à la communication GSM, antennes patch pour la localisation GPS et les antennes radars pour le guidage des missiles. Dans le domaine biomédical, nous citons comme exemple des bio-antennes destinées pour l'analyse d'échantillons biologiques de l'être humain (glucose, tension, cholestérol...) à l'échelle de la cellule, pour en extraire leurs propriétés diélectriques spécifiques et en déduire leurs états physiologiques [26].

### **I-5-1 Antennes à patch rectangulaire micro ruban**

Une antenne patch rectangulaire micro ruban se compose d'une bande métallique reliée au patch rectangulaire, l'ensemble est implanté sur le plan supérieur d'un substrat diélectrique, le plan de masse dans le plan inférieur comme le montre la figure I.8, où il existe un seul port d'excitation, donc un seul paramètre  $S$  qui caractérise cette antenne tel que le coefficient de réflexion  $S_{11}$ .

➤ **Dimensionnement de l'antenne**

L'avantage de ce type d'antenne est facile à varier ses caractéristiques de rayonnement en jouant sur les dimensions de l'antenne. La longueur et la largeur du patch sont liées

directement à la fréquence de résonance et la permittivité du milieu utilisé, donc nous avons le choix du matériau diélectrique ou conducteur avec les dimensions du patch exigées dans le but d'aboutir à une fréquence de résonance ciblée selon les équations suivantes [14] :

$$W = \frac{c}{2f_r} \left( \frac{2}{\epsilon_r + 1} \right)^{\frac{1}{2}} \quad (I.20)$$

$$L = \frac{c}{2cf_r \sqrt{\epsilon_{eff}}} - \Delta L \quad (I.21)$$

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \left( \frac{W}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} + 0.258) \left( \frac{W}{h} + 0.8 \right)} \quad (I.22)$$

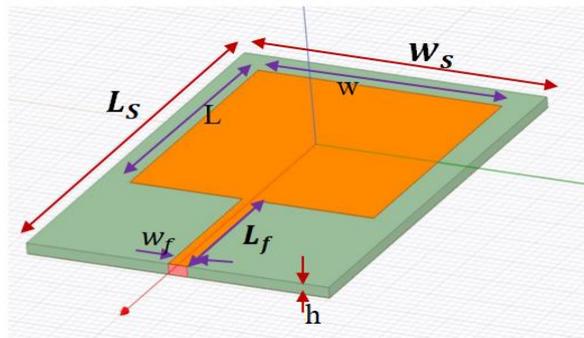
où W : largeur du patch de l'antenne.

L : longueur du patch de l'antenne.

C : vitesse de la lumière dans le vide.

$f_r$  : fréquence de résonance du capteur.

$\epsilon_r$  : permittivité relative du substrat.



**Figure I.8** : Antenne à patch rectangulaire avec ligne de transmission micro ruban [14]

$\epsilon_{eff}$  : permittivité effective de la structure, elle peut être calculé selon l'équation suivante [26] :

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} - \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \left[ 1 + 12 \left( \frac{h}{w_f} \right) \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad \text{Pour } \frac{w_f}{h} \geq 1 \quad (\text{I.23})$$

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_{r+1}}{2} - \frac{\varepsilon_{r-1}}{2} \left[ \left( 1 + 12 \frac{h}{w_f} \right)^{-\frac{1}{2}} + 0.04 \left( 1 - \left( \frac{w_f}{h} \right)^2 \right) \right], \quad \text{Pour } \frac{w_f}{h} < 1 \quad (\text{I.24})$$

On note que les dimensions du substrat doivent satisfaire aux conditions suivantes :

$$L_S = L + 6h \quad (\text{I.25})$$

$$W_S = W + 6h \quad (\text{I.26})$$

$$h \geq 0.06 \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (\text{I.27})$$

$\lambda_0$  : longueur d'onde dans le vide, tel que :

$$\lambda_0 = \frac{C}{f_0}, \quad \text{et } \lambda_r = \frac{v}{f_r} = \frac{c}{f_r \sqrt{\varepsilon_{eff}}} \quad (\text{I.28})$$

Les dimensions de la ligne de transmission micro ruban sont caractérisées par une largeur  $w_f$  qui est calculée dans le but d'avoir son impédance caractéristique  $Z_C = 50 \Omega$  à une fréquence bien déterminé, tel que :

$$Z_C = \frac{120 \pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{1}{\left[ \frac{w_f}{h} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left( \frac{w_f}{h} + 1.444 \right) \right]} \quad (\Omega), \quad \text{pour } \frac{w_f}{h} \geq 1 \quad (\text{I.29})$$

$$Z_C = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \ln \left( 8 \frac{h}{w_f} + 0.25 \frac{w_f}{h} \right) \quad (\Omega), \quad \text{pour } \frac{w_f}{h} < 1 \quad (\text{I.30})$$

et une longueur  $l_f$  de dimension quart d'onde, d'où  $l_f = \frac{\lambda}{4}$  (Maximum de puissance).

### I-5-2 Antennes à patch circulaire micro ruban avec slots

L'antenne à patch circulaire, pour des petites tailles de l'anneau du patch en absence des slots résonne à une bande de fréquences très élevée de l'ordre des dizaines de GHz [27], avec

un coefficient de réflexion  $S_{11}$  moins important. Cela engendre des pertes de puissance sous forme d'ondes électromagnétiques réfléchies. En implantant deux slots dans notre patch, une amélioration importante des performances est atteinte ; l'antenne résonne à deux bandes de fréquences différentes (double bandes) [27]. L'introduction de slot en forme U engendre une résonance sélective à 2.45 GHz et l'autre (ligne slot) provoque une deuxième résonance moins sélective à 5.8 GHz. D'autre part, l'ajout des slots assure une augmentation progressive en valeur absolue du coefficient de réflexion  $S_{11}$  à une valeur supérieure à -10 dB ce qui assure pratiquement la radiation presque totale de la puissance captée, en outre la sélectivité des bandes de fréquence réduit fortement l'interférence avec d'autres bandes [27].

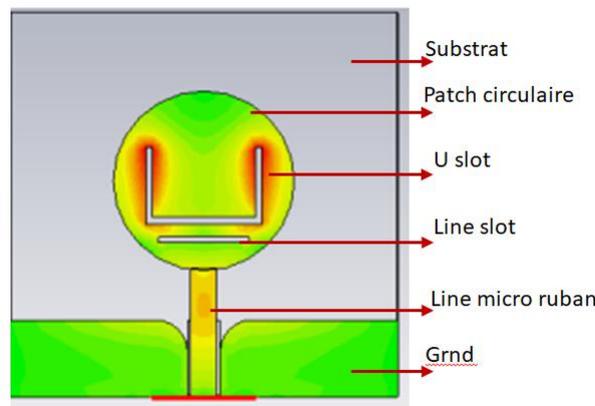


Figure I. 9 : Structure d'une antenne à patch circulaire [27]

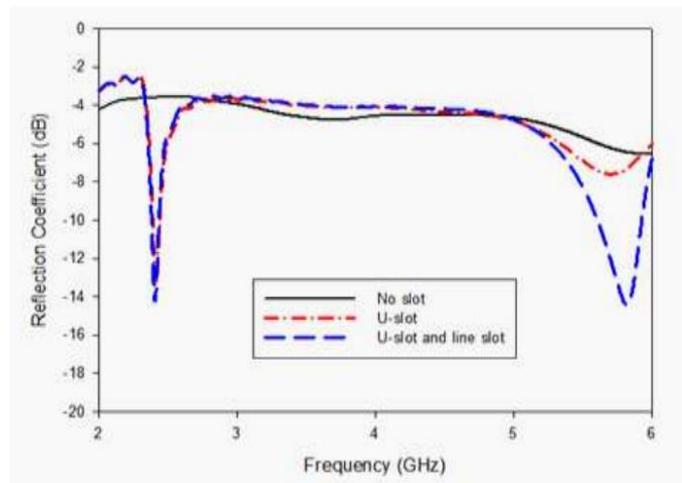


Figure I. 10 : Réponse  $S_{11}$  en absence et présence des slots [27]

## I.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons démontré des technologies avancées pour concevoir un capteur micro-onde performant miniaturisé et fiable dans le but d'identifier les paramètres

constitutifs d'un milieu diélectrique homogène ou inhomogène : liquide, solide, ou moléculaire. Plusieurs et différents types de capteurs ont été cités avec exemples. La partie essentielle de ce chapitre est basée sur le dimensionnement d'un capteur ou une antenne en jouant sur les paramètres géométriques de la structure. Pour avoir une meilleure adaptation, l'impédance caractéristique d'entrée  $Z_C$  doit avoir la valeur de  $50\Omega$ . Le paramètre principal responsable de cela est la largeur de la ligne de transmission  $w_f$ , par contre sa longueur  $L_f$  agit directement sur le point de résonance du capteur à la distance du quart d'onde  $\frac{\lambda}{4}$  donc c'est un paramètre qui fait varier la valeur de la fréquence de résonance. Le facteur de qualité  $Q$  intervient dans la sélectivité des allures de réponse du paramètre  $S$ , en minimisant les pertes soient diélectriques ou ohmiques nous aurions une allure sélective. Ce chapitre nous a amenés à conclure que la conductivité  $\sigma$  du matériau contribue fortement à l'amélioration du rendement du capteur en augmentant ou en diminuant les pertes suivant la valeur de  $\sigma$  (relation proportionnelle).

### Références

- [1] Wise, K. D. (2007). Integrated sensors, MEMS, and microsystems: Reflections on a fantastic voyage. *Sensors and Actuators A: Physical*, 136 (1), 39-50.
- [2] Wilson, J. S. (2005). Pressure sensors, Chap 16. *Sensor technology handbook*, Elsevier, 411-456.
- [3] Mitchell, H. B. (2007). *Multi-sensor data fusion: an introduction*. Springer Science & Business Media.
- [4] Torfs, T., Sanders, S., Winters, C., Brebels, S., & Van Hoof, C. (2004, October). Wireless network of autonomous environmental sensors. In *SENSORS, 2004 IEEE* (pp. 923-926). IEEE.
- [5] Callegari, S., Talamelli, A., Zagnoni, M., Golfarelli, A., Rossi, V., Tartagni, M., & Sangiorgi, E. (2004, October). Aircraft angle of attack and air speed detection by redundant strip pressure sensors. In *SENSORS, 2004 IEEE* (pp. 1526-1529). IEEE.
- [6] Cong, P., Young, D. J., & Ko, W. H. (2004, October). Novel long-term implantable blood pressure monitoring system. In *SENSORS, 2004 IEEE* (pp. 1359-1362). IEEE.
- [7] Chen, P. J., Rodger, D. C., Humayun, M. S., & Tai, Y. C. (2006). Unpowered spiral-tube parylene pressure sensor for intraocular pressure sensing. *Sensors and Actuators A: Physical*, 127 (2), 276-282.

- [8] Schröder, N. (1999). *SENSOR MARKETS 2008: Worldwide Analyses and Forecasts for the Sensor Markets until 2008*. Intechno Consulting, Basle, Switzerland.
- [9] Salomon, P. (2006, September). Micro sensors Worldwide markets and economic impact. In *Proc. Eurosensors* (pp. 30-31).
- [10] Jatlaoui, M. M. (2009). *Capteurs passifs à transduction électromagnétique pour la mesure sans fil de la pression* (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Toulouse-INPT).
- [11] Yurish, S. Y., Kirianaki, N. V., & Myshkin, I. L. (2005). World sensors and MEMS markets: Analysis and trends. *Sensors & Transducers*, 62 (12), 456-461.
- [12] Nyfors, E. (2000). Industrial microwave sensors-A review. *Subsurface Sensing Technologies and Applications*, 1 (1), 23-43.
- [13] Kayal, S., Shaw, T., & Mitra, D. (2020). Design of metamaterial-based compact and highly sensitive microwave liquid sensor. *Applied Physics A*, 126 (1), 1-9.
- [14] ShahmohammadiMehrzardi, M. (2020). *Noninvasive Blood Glucose Measurement Using Microwave Resonators* (Doctoral dissertation, California State University, Northridge).
- [15] Adhikari, K. K., & Kim, N. Y. (2015). Ultrahigh-sensitivity mediator-free biosensor based on a microfabricated microwave resonator for the detection of micromolar glucose concentrations. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64 (1), 319-327.
- [16] Konaka, T., Sato, M., Asano, H., & Kubo, S. (1991). Relative permittivity and dielectric loss tangent of substrate materials for high-T<sub>c</sub> superconducting film. *Journal of Superconductivity*, 4 (4), 283-288.
- [17] Yeo, J., & Lee, J. I. (2019). High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital-capacitor-shaped defected ground structure for permittivity characterization. *Sensors*, 19 (3), 498.
- [18] Merli, F. (2011). *Implantable antennas for biomedical applications* (No. THESIS NO 5110). These de doctorat es science, Suisse.
- [19] Chretiennot, T., Dubuc, D., & Grenier, K. (2012). A microwave and microfluidic planar resonator for efficient and accurate complex permittivity characterization of aqueous solutions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 61 (2), 972-978.

[20] Wang, C., Liu, X., Huang, Z., Yu, S., Yang, X., & Shang, X. (2022). A Sensor for Characterisation of Liquid Materials with High Permittivity and High Dielectric Loss. *Sensors*, 22 (5), 1764

[21] Chuma, E. L., Iano, Y., Fontgalland, G., & Roger, L. L. B. (2018). Microwave sensor for liquid dielectric characterization based on metamaterial complementary split ring resonator. *IEEE Sensors Journal*, 18 (24), 9978-9983.

[22] Ebrahimi, A., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S., & Abbott, D. (2013). High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 14 (5), 1345-1351.

[23] Awang, R. A., Tovar-Lopez, F. J., Baum, T., Sriram, S., & Rowe, W. S. (2017). Meta-atom microfluidic sensor for measurement of dielectric properties of liquids. *Journal of Applied Physics*, 121 (9), 094506.

[24] Hernández-Luis, F., Vázquez, M. V., & Estesó, M. A. (2003). Activity coefficients for NaF in methanol-water and ethanol-water mixtures at 25 C. *Journal of molecular liquids*, 108 (1-3), 283-301.

[25] Bao, J. Z., Swicord, M. L., & Davis, C. C. (1996). Microwave dielectric characterization of binary mixtures of water, methanol, and ethanol. *The Journal of chemical physics*, 104 (12), 4441-4450.

[26] Lee, H. S., Bulovic, V., Beckford, S., Fox, E., Gilman, T., Green, E. & Mitchell, J. (2020). Front Cover Credits.

[27] Rani, M. S. A., Rahim, S. K. A., Tharek, A. R., Peter, T., & Cheung, S. W. (2013). Dual-band transparent antenna for ISM band applications. *Progress In Electromagnetics Research*, 491,491.

**Chapitre II :**

**Les Métamatériaux**

**II-1 Introduction**

Depuis une cinquantaine d'années, les chercheurs font face à l'exploitation des capteurs classiques d'analyse pour la détection des différents milieux qui sont généralement complexes, coûteux, volumineux et souvent difficiles à mettre en disponibilité notamment les dispositifs d'analyse biochimiques appelés biocapteurs ou fluidique appelés micro-fluides. Les performances des circuits et des dispositifs hyperfréquences sont limités, cependant, les contraintes de coût et d'intégration exigent des propriétés intrinsèques plus intéressantes que celles des matériaux usuels. Actuellement dans la littérature la préoccupation majeure des recherches est orientée vers ce sens dans le but de développement de l'état de l'art dans différents domaines notamment industriels, radiocommunications, et transports, par une miniaturisation à haute efficacité en termes de sensibilité, compacité et sélectivité des dispositifs électroniques dans le domaine des micro-ondes comme antenne, filtres ou coupleurs [1-3]. Pour satisfaire ces besoins, nous avons recours à une nouvelle catégorie de matériaux innovants appelés métamatériaux. Ces types de matériaux composites et complexes ont la possibilité de contrôler ou de modifier les paramètres constitutifs pour obtenir des réponses adaptées aux applications spécifiques et qui peuvent remplacer progressivement les structures métalliques [3-5]. Il s'agit donc d'ajouter des matériaux composites chargés d'inclusions diélectriques, conductrices ou de circuits électroniques pour apporter des solutions adéquates. L'avantage essentiel de ce type de capteurs à base de métamatériaux est la fluidité d'ajustement des paramètres constitutifs  $\mu$  et  $\epsilon$  notamment l'indice de réfraction qui peut même prendre des valeurs négatives à certaines fréquences, ceci nous mène à atteindre des solutions de caractérisation fiables [5].

Dans ce contexte, notre objectif essentiel est de concevoir un capteur micro-onde à base de métamatériaux compatible, compact et miniaturisé pour la caractérisation des différents milieux soient liquides, solides ou moléculaires. Ceci a été réalisé en introduisant des configurations en spirales à anneaux fondus carrés ou circulaires à base de métamatériaux implantées dans la masse en cuivre couvrant le substrat du dispositif [6].

Dans ce chapitre, nous présentons un rappel historique sur l'état de l'art du métamatériaux, et une définition, ensuite, l'objectif d'utilisation de ce type de dispositif en citant quelques exemples avec propriétés et caractérisations de ce métamatériaux. En outre la notion des milieux effectifs avec modélisation. Finalement, des détails sur le métamatériaux à permittivité et à perméabilité et à indice de réfraction négatifs avec la procédure de fabrication de chaque type des milieux précédent.

## II.2 Historique du métamatériau

Au 19<sup>ème</sup> siècle le principe de métamatériaux a été commencé par le développement de matériaux artificiels avec des réponses électromagnétiques désirées. Au début du 20<sup>ème</sup> siècle, de nombreux chercheurs se sont concentrés sur le phénomène des ondes à indice de réfraction négatif [5-6].

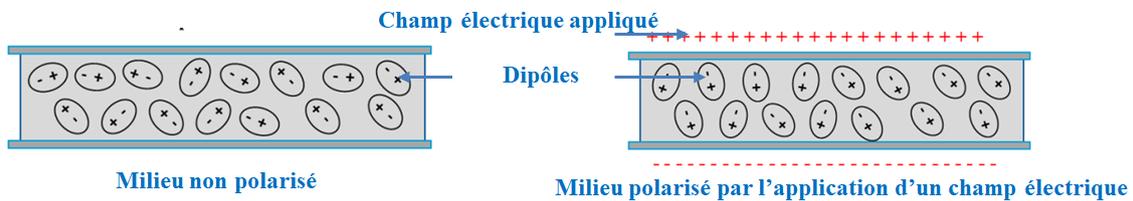
En 1967, le fondateur Vector Veselago a tranché qu'un matériau à permittivité et perméabilité simultanément négative possède des caractéristiques extraordinaires, mais cette condition n'a pas été facile à réaliser même en présence d'un milieu à permittivité négative (les plasmas comme exemple). D'après Veselago, un tel milieu pouvait être caractérisé par un indice de réfraction négatif et toute sorte de phénomènes extraordinaires sont induite d'un tel milieu. En 1998, les travaux de John Pendry sont basés sur les propriétés électromagnétiques des matériaux artificiels sous forme de structures périodiques métalliques basées sur des résonateurs à anneaux fondus (SRR : split-ring resonators) et de fils métalliques continus. John Pendry a pu réaliser le milieu proposé par V. Veselago en groupant deux réseaux de structures métamatériaux dans une seule structure périodique composite, le premier réseau est formé d'un arrangement périodique de fils métalliques continus parallèles caractérisés par une permittivité négative en basse fréquence, et le deuxième d'un réseau périodique de structures SRR caractérisé d'une perméabilité négative au voisinage d'une fréquence de résonance appropriée [6]. Ce principe d'assemblage de deux matériaux a été démontré expérimentalement en 2000 par David Smith. Cette propriété d'indice de réfraction négatif a encouragé les laboratoires à exploiter ces matériaux exotiques ; nous citons l'exemple de réalisation de super lentilles qui affranchissent les limites des lois classiques de l'optique. En 2006, U. Leonhardt et J. Pendry offraient la réalisation d'une cape d'invisibilité [6].

Actuellement, plusieurs recherches ont tenté à réaliser ces métamatériaux en domaine visible et infrarouge en utilisant des nouvelles méthodes d'implantation micro-gravure ou nano-gravure. D'autres groupes de recherche appliquent le principe d'auto-assemblages dirigés dans leur fabrication, mais les difficultés d'obtenir des matières premières à très grande pureté sont toujours existées [7].

## II.3 Définition du métamatériau

Les méta matériaux électromagnétiques (Electromagnetic metamaterials "MTMs") sont des structures composites généralement définis comme des structures électromagnétiques efficacement homogènes avec des propriétés singulières artificielles et qui ne sont pas disponibles dans la nature, et sont conçues pour obtenir une structure géométrique qui possède

des propriétés électromagnétiques uniques à une certaine plage de fréquences. Le développement de la technologie exige des dispositifs sensibles, robustes, stables, non destructifs et miniaturisés tels que les métamatériaux qui sont construits par le changement de ses propriétés électromagnétiques. La création des métamatériaux se produit en excitant un matériau naturel par un champ électrique extérieur qui engendre un déplacement des particules à l'intérieur du matériau suivant sa direction et nous parlons alors de la polarisation (figure II.1). Cette polarisation provoque à la fois une polarisation dipolaire qui engendre la réorientation des molécules et une polarisation électronique qui engendre la déformation des nuages électroniques des atomes, d'où la création d'un champ électrique intérieur bien établi le long de la structure excitée [3].



**Figure II.1** Polarisation d'un milieu par un champ électrique [3]

De ce principe de polarisation nous pouvons en déduire le principe de relaxation dipolaire

- **Relaxation dipolaire** : est défini comme le retard temporel entre le champ électrique appliqué et l'effet de la polarisation, et il est connu par le temps de relaxation  $\tau_{rlx}$  tel que [3] :

$$\tau_{rlx} = \frac{1}{2 \pi f_{rlx}} \tag{II.1}$$

où  $f_{rlx}$  est la fréquence de relaxation qui dépend du matériau excité.

Ce phénomène de relaxation diélectrique se modélise par la permittivité complexe du matériau en dépendance de fréquence [3] :

$$\varepsilon = \varepsilon'(f) + i \varepsilon''(f), \quad \text{Ou } \varepsilon(f) = \varepsilon_{sup} + \frac{\varepsilon_{inf} - \varepsilon_{sup}}{1 + 2 i \pi \tau_{rlx} f} \tag{II.2}$$

avec  $\varepsilon_{inf}$  et  $\varepsilon_{sup}$  sont les valeurs de la permittivité qui correspondent aux basses et hautes fréquences, respectivement.

De la figure II.2 nous constatons que la valeur de  $\varepsilon'$  (permittivité réelle) est presque constante au-dessous de  $f_{rLX}$  en se rapprochant vers  $f_{rLX}$  une transition de diminution

importante de  $\epsilon'$  se produise. Par contre, l'allure des pertes diélectriques  $\epsilon''$  prend la forme d'une cloche, c.-à-d. que les pertes diélectriques sont importantes au voisinage de  $f_{rLX}$  et faibles en s'éloignant de la fréquence de relaxation.

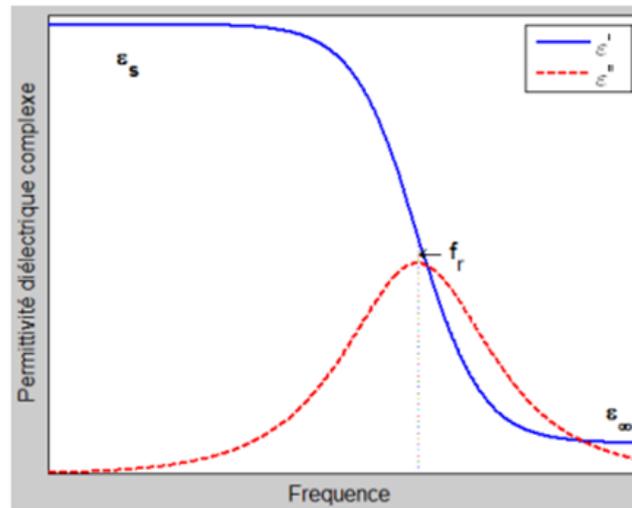


Figure II.2 Permittivité complexe d'un milieu quelconque [3].

Les métamatériaux sont sensible au diélectrique placé à proximité, produisant un changement dans ses caractéristiques physiques. La cellule élémentaire intrinsèque des métamatériaux est fabriquée à partir d'inclusions métalliques (cuivre) implantées dans un substrat diélectrique dont les caractéristiques sont spécifiques, la périodicité d'insertion des cellules élémentaires forme une structure homogène avec les mêmes caractéristiques. Une structure efficacement homogène est une structure dont sa taille moyenne structurale de cellules partielles  $p$  est beaucoup plus petite que la longueur d'onde guidée  $\lambda_g$ . En outre,  $p$  doit être inférieur au quart de la longueur d'onde :  $p < \lambda_g/4$  [4]. La représentation électromagnétique de ces milieux est spécifiée à partir d'un indice de réfraction négatif qui est formulé à la fois d'une permittivité et une perméabilité relatives négatives. Les paramètres constitutifs sont la perméabilité  $\mu$  et la permittivité  $\epsilon$  qui sont reliées à l'indice de réfraction par [5] :

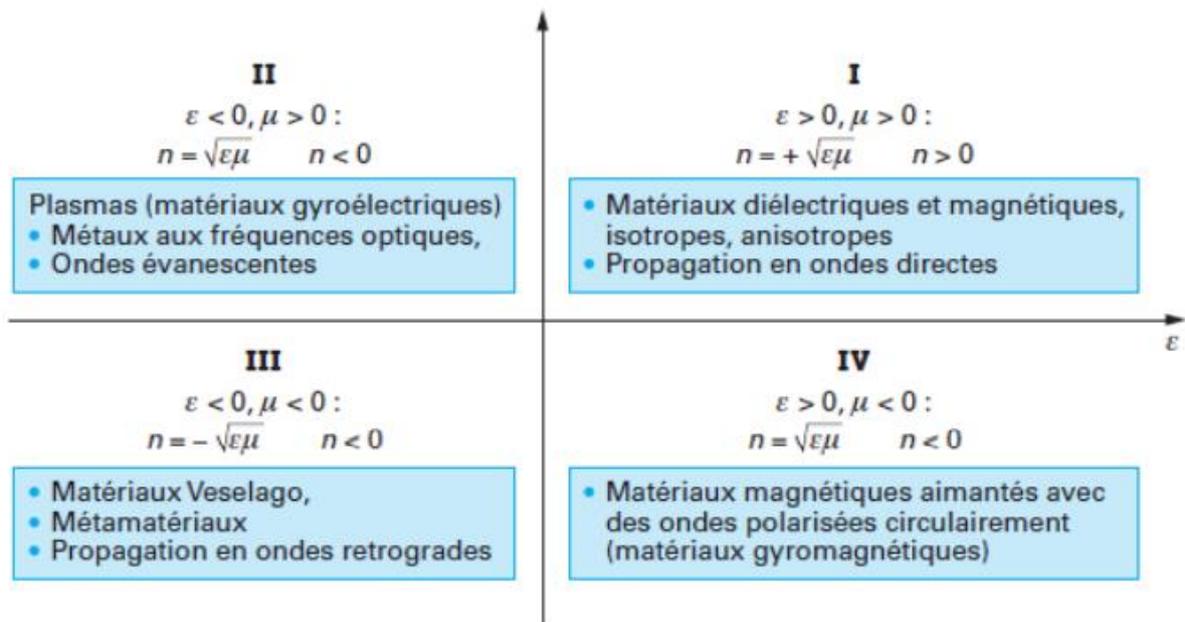
$$n = \pm \sqrt{\epsilon_r \mu_r} \quad (\text{II.3})$$

Les métamatériaux en hyperfréquences sont structurés en implantant des formes métalliques résonnantes dans un diélectrique supporté comme substrat. La géométrie de la structure, les dimensions, l'alignement, l'arrangement des inclusions et les propriétés électromagnétiques du milieu diélectrique déterminent la nature de l'interaction entre le matériau composite et le champ électromagnétique d'excitation. Lorsque les dimensions de la

structure et les gaps entre les inclusions sont petites devant la longueur d'onde du mode propageant, la théorie d'homogénéisation peut être appliquée, par conséquent, la permittivité et la perméabilité effectives sont alors dérivés, tout en décrivant le comportement macroscopique du métamatériau [6].

## II.4 Classification des matériaux

L'existence des métamatériaux à indice de réfraction négatif et la prévision de leurs propriétés inspirées des travaux du physicien russe Victor Veselago, ainsi que les recherches de Caloz *et al.* démontrent que la classification des matériaux est basée sur quatre régions distinguées selon les quatre combinaisons de signe pour  $\varepsilon$  et  $\mu$  [7] (figure II.3).



**Figure II.3 :** Propagation d'une onde à travers un milieu selon le signe de ces paramètres constitutifs (permittivité et perméabilité) [7].

Naturellement, il n'existe aucun matériau de type permittivité et perméabilité négatifs simultanément, mais nous pouvons le constituer par l'association de ces deux types comme il a explicité J. Pendry.

En excitant un matériau quelconque, la réponse électromagnétique est déterminée par ses deux paramètres intrinsèques  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$ . Selon les signes de  $\varepsilon_r$  et  $\mu_r$ , quatre combinaisons sont possibles (figure II.3).

**Région I ( $\epsilon > 0, \mu > 0$ )** : C'est la région qui satisfait à l'équation de propagation et qui possède l'ensemble des dielectriques classiques isotropes ou anisotropes, cette région peut comporter des milieux composites et homogènes avec  $\epsilon$  et  $\mu$  positifs.

**Région II ( $\epsilon < 0, \mu > 0$ )** : C'est une zone où l'onde ne se propage pas, il s'agit d'une onde évanescente. Elle décrit principalement les plasmas qui résonnent à la fréquence de plasma, ainsi que les métaux qui résonnent à la fréquence optique. Dans cette région, seules les ondes à polarisation circulaires qui peuvent se propager.

**Région III ( $\epsilon < 0, \mu < 0$ )** : Cette région ne correspond à aucun milieu naturel. En 1954, ce type de milieu a été proposé par V. Hippel, et J. Pendry, en 1998, a suivi pour voir émerger le sujet d'assemblage de deux matériaux spéciaux décrits par J. Veselago en 1967. En fin, cette notion a été démontrée expérimentalement par D. Smith en 2000 [8].

**Région IV ( $\epsilon > 0, \mu < 0$ )** : C'est la région qui groupe les matériaux magnétiques comme les ferrites qui sont excités par un champ magnétique. Il s'agit d'un milieu anisotrope où les seuls ondes qui se propagent sont celles à polarisation circulaire. L'application d'un champ magnétique transverse provoque une propagation d'ondes évanescentes.

## II.5. But d'utilisation du métamatériau

Les métamatériaux sont utilisés, en général, pour améliorer les performances des dispositifs microondes tels que la ligne de transmission, les antennes, les filtres, les résonateurs, les coupleurs... Leur principal avantage est la miniaturisation de ces dispositifs engendrant un milieu à indice de réfraction ajustable qui peut même être négatif à certaines fréquences. En plus, dans le domaine des antennes ces métamatériaux permettent de réaliser des surfaces partiellement réfléchissantes qui permettent à leur tour de réaliser des antennes directives de très faible épaisseur (typiquement 1 mm à 10 GHz) [9].

## II.6. Types des métamatériaux (MTMs)

Il existe plusieurs types de métamatériaux en électromagnétisme, les plus connus étant les dispositifs qui présentent à la fois une permittivité et une perméabilité négatives. Mais il en existe d'autres milieux à impédance infinie, milieu à permittivité relative inférieure à l'unité et dispositifs structurés et façonnés homogènement à caractéristiques bien déterminées. En

réalité, les méta matériaux sont très anciens, puisqu'on peut considérer par exemple les lentilles parfaites, les verres colorés utilisés dans les voitures comme des métamatériaux optiques, de même on peut considérer les cristaux photoniques comme milieux métamatériaux. Il existe diverses techniques de fabrications des MTMs à savoir, type microbandes ou de films minces.

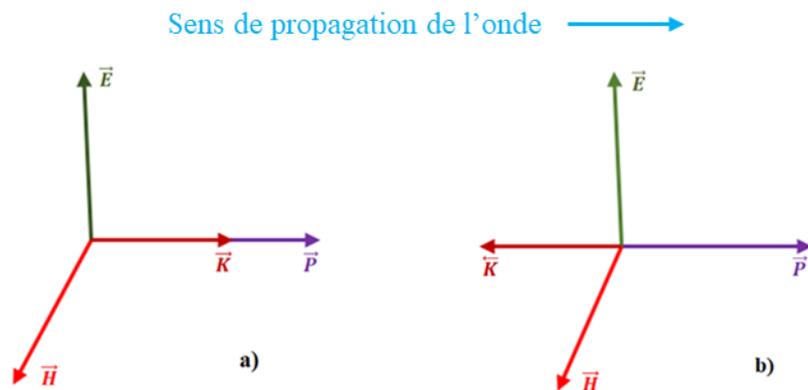
## II.7. Propriétés des métamatériaux

Les métamatériaux présentent des propriétés physiques et électromagnétiques différentes de celles des matériaux classiques physiques :

- permittivité négative.
- perméabilité négative.
- indice de réfraction négatif. [10]

Propriétés électromagnétiques :

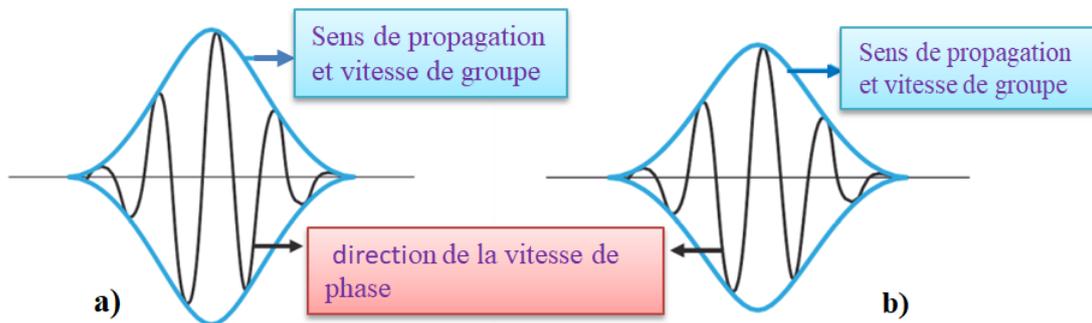
- Lors de la propagation d'une onde plane dans un métamatériau, le trièdre formé par les trois vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  est inversé (figure II.4).



**Figure II.4 :** Trièdre des vecteurs  $(\vec{E}, \vec{H}, \vec{K})$  pour une onde électromagnétique (a) : Milieu à matériau conventionnel, (b) : Milieu à métamatériau (main-gauche) [10].

- Rétro propagation : pour un matériau à indice de réfraction négatif (matériaux main gauche), les fronts de phase (direction du vecteur  $\vec{K}$ ) se déplacent dans une direction opposée à celle du sens de propagation de l'énergie électromagnétique (vecteur de Poynting  $\vec{P}$ ) [10].

- Dans les milieux métamatériaux, les vitesses de phase et de groupe sont opposées (figure II.5) par contre elles sont de même sens dans un milieu conventionnel.



**Figure II.5 :** Vitesse de phase et vitesse de groupe, (a) : Milieu à matériau conventionnel, (b) : Milieu à méta matériau (main-gauche)[10].

## II.8. Caractéristiques des métamatériaux

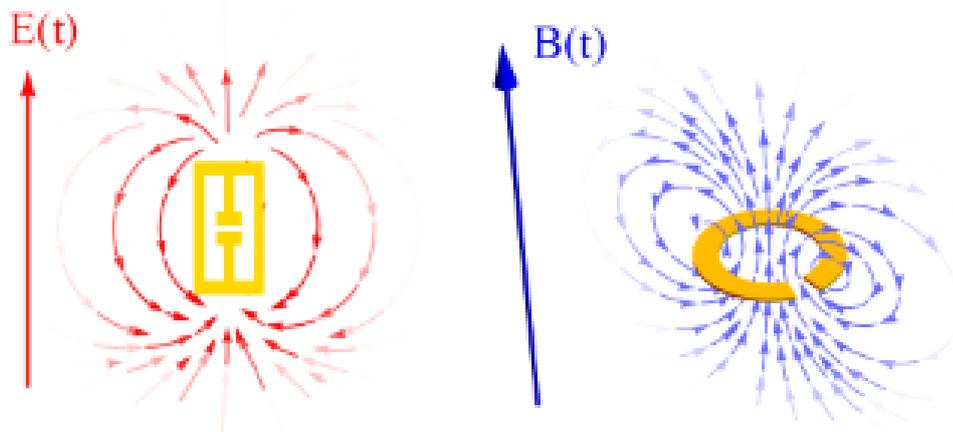
La caractéristique la plus importante est la possibilité de contrôler les paramètres constitutifs du matériau pour obtenir un comportement spécifique. De plus, il existe d'autres caractéristiques particulières des métamatériaux qui sont : l'hétérogénéité, l'anisotropie et la dispersion.

- ✓ **dispersion** : cette notion reflète la dépendance en fréquence de la permittivité  $\epsilon$  et la perméabilité  $\mu$  qui nécessite des études large bande pour bien comprendre la variation du comportement dynamique du matériau.
- ✓ **anisotropie** : c'est un caractère du métamatériau qui caractérise la dépendance de  $\epsilon$  et  $\mu$  par rapport à la direction d'excitation.
- ✓ **hétérogénéité** : c'est un caractère d'inhomogénéité du matériau, donc nous devons passer par le principe d'homogénéisation pour analyser le comportement du métamatériau [11].

## II.9. Caractérisation des métamatériaux

La caractérisation des propriétés électromagnétiques des métamatériaux est une étape très importante dans la conception de nouvelles structures résonantes pour le développement d'applications. Il existe plusieurs facteurs qui interviennent dans le choix d'une structure mieux adaptée, notamment la bande de fréquence de fonctionnement, la géométrie ainsi que l'orientation des inclusions. Cette dernière est très importante car l'orientation particulière des champs électrique et magnétique dépend directement des dimensions et la position des inclusions pour concevoir une structure à comportement adéquat. Dans le cas d'une structure

planaire de type SRR comme exemple, le champ électrique  $\vec{E}$  est parallèle aux boucles métalliques, par contre le champ magnétique  $\vec{H}$  est perpendiculaire (figure II.6) [12].

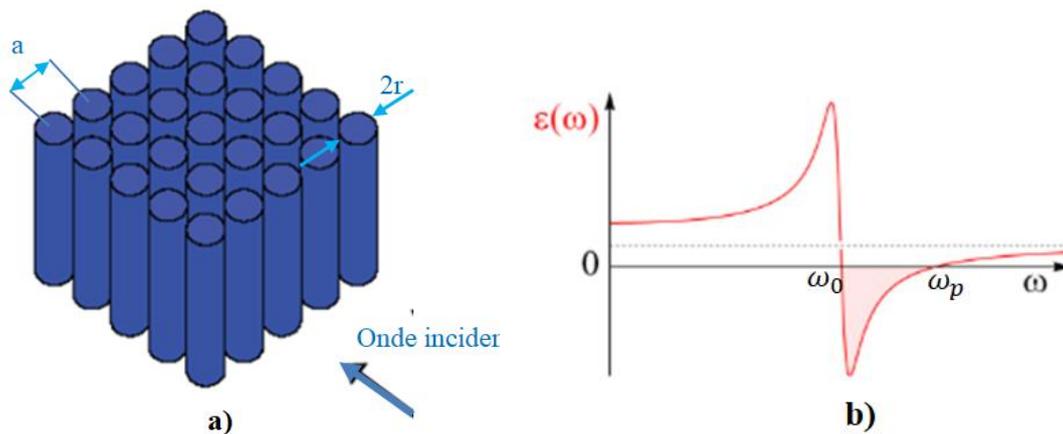


**Figure II.6 :** Distribution idéale du champ  $\vec{E}$  et  $\vec{H}$  dans un SRR [12].

Les coefficients de réflexion et de transmission des structures chargées des composites ainsi que les valeurs de  $\mu$  et  $\epsilon$  sont employées pour caractériser les métamatériaux.

### II.10. Métamatériau à permittivité négative

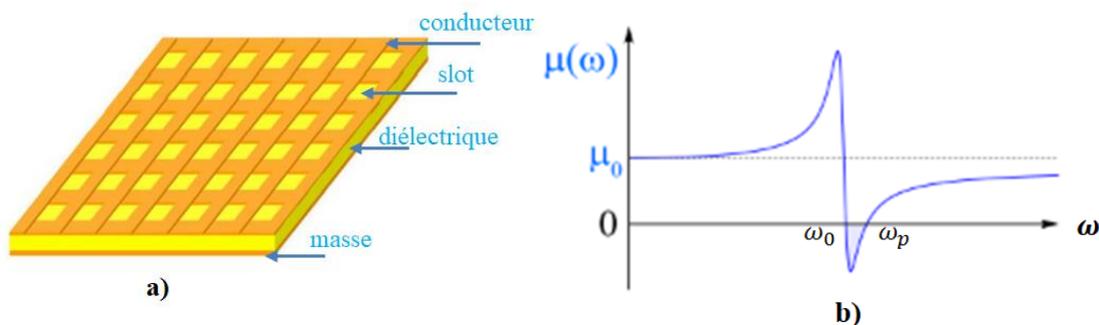
La figure II.7.(a) représente le schéma d'un réseau périodique de fils métalliques cylindriques de rayon  $r$  et de période  $a$ , à une condition que  $r$  soit faible devant  $a$ . Le réseau de fils qui forme une symétrie cubique est excité par une onde électromagnétique, la réponse du réseau présente une bande de fréquence allant d'une fréquence de résonance  $\omega_0$  jusqu'à une pulsation plasma  $\omega_p$  qui dépend des paramètres géométriques du réseau. La permittivité diélectrique négative du réseau en fonction de la fréquence peut être présentée par un modèle de Drud selon les valeurs de  $r$  et  $a$  (figure II.7.b).



**Figure II.7 :** Milieu à permittivité négative, (a) : Réseau de fils métalliques cylindriques cubiques excités, (b) : Représentation de la permittivité en fonction de la fréquence.

### II.11. Métamatériaux à perméabilité négative

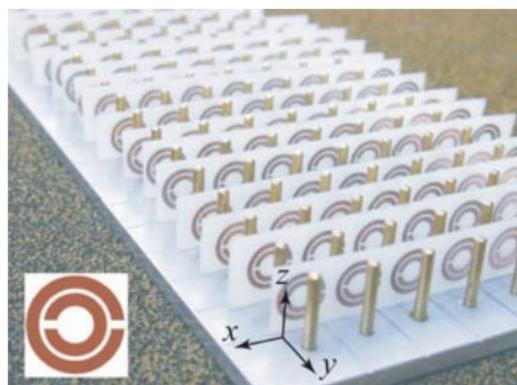
La figure II.8.a représente un réseau métallique périodique se comporte comme des conducteurs magnétiques artificiels placés périodiquement sur la face supérieure d'un substrat diélectrique, et la masse dans la face inférieure, l'ensemble forment un réseau à comportement inductif. La perméabilité de ce réseau prend des valeurs négatives entre la fréquence de résonance  $\omega_0$  et la pulsation plasma  $\omega_p$  (figure II.8.b) selon les dimensions géométriques du réseau.



**Figure II.8 :** Milieu à perméabilité négative (a) : Réseau à surface périodique inductif, (b) : Représentation de la perméabilité en fonction de la fréquence [12].

### II.12. Métamatériaux à indice de réfraction négatif

Comme nous avons vu, un matériau à indice de réfraction négatif n'existe pas, mais nous pouvons l'avoir par l'association des deux milieux à permittivité négative et à perméabilité négative comme dans les travaux de J. Pendry [13] (figure II.9).



**Figure II.9 :** Réseau à indice de réfraction négatif [13].

## II.13 Structure des métamatériaux

Les métamatériaux sont composés d'une matrice de cellules élémentaires où les dimensions géométriques des cellules sont très petites par rapport à la longueur d'onde du signal d'excitation.

### II.13.1 Métamatériaux à ligne de transmission

En hyperfréquences, les métamatériaux résonants possèdent dans le domaine pratique des inconvénients, comme les pertes à la résonance, la bande de fréquences très étroite et les dimensions encombrantes relativement à la structure (de l'ordre du nanomètre). C'est pourquoi l'approche des métamatériaux résonants n'est pas pratique, mais ça n'empêche pas de se baser sur les lignes de transmission, ceci nous mène à modéliser les composantes Left-Handed Metamaterial (LHM) (figure II.10) comme combinaison de capacités et d'inductances suivant les signes de  $\varepsilon$  et  $\mu$  pour chaque région [13].

D'après les équations d'impédance de Maxwell [13] :

$$Z_S^{norm} = \frac{Z_S}{l} = i \omega \mu, \quad \text{avec} \quad \mu = L^{norm} = \frac{L}{l} \quad (\text{II.4})$$

$$Y_P^{norm} = \frac{Y_P}{l} = i \omega \varepsilon, \quad \text{avec} \quad \varepsilon = C^{norm} = \frac{C}{l} \quad (\text{II.5})$$

où :  $Z_S^{norm}$  et  $Y_P^{norm}$  sont les distributions par unité de longueur de l'impédance série ( $\Omega/m$ ) et l'admittance shunt  $(\Omega \cdot m)^{-1}$ , respectivement.

$Z_S$  et  $Y_P$  sont l'impédance série ( $\Omega$ ) et l'admittance shunt  $(\Omega)^{-1}$  d'une cellule unitaire du métamatériau, respectivement.

$l$  est la longueur de la cellule unitaire de la ligne LH.

$\varepsilon$  et  $\mu$  sont la permittivité et la perméabilité du milieu, respectivement.

$L$  et  $C$  sont l'inductance série (H) et la capacité shunt (F) de la cellule unitaire, respectivement.

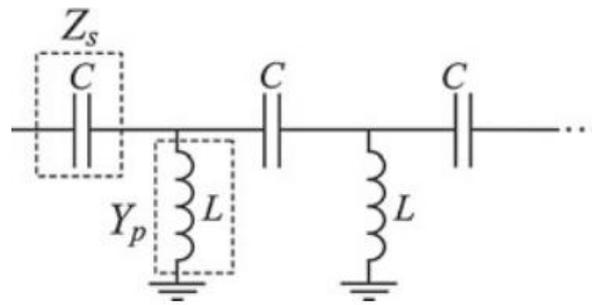


Figure II.10 Circuit équivalent d'une ligne de transmission main gauche (LH)  $\epsilon$  et  $\mu < 0$ .

### II.13.2 Métamatériau à résonateurs spiral (SR)

Dans la littérature les articles ont proposé une structure résonante spécifique SR (résonateur spiral) qui favorise le principe de miniaturisation dans le but de réduire les dimensions électriques des inclusions constituées d'un conducteur micro ruban implanté dans un diélectrique sous forme spiral (géométrie simple) avec un nombre N de tours qui a un rapport direct avec la fréquence de résonance comme illustré dans la figure II.11 (a) pour le cas de N= 5.

Ce type de résonateurs ont été également utilisés avec succès dans littérature pour synthétiser un substrat magnéto-diélectrique comme dans le cas des antennes imprimées miniaturisées et les structures planaires à base de métamatériaux à perméabilité négative ainsi que les absorbeurs micro-ondes ultra-fins. Le circuit électrique équivalent de la structure SR correspondant est représenté sur la figure II.11 (b) où  $L^{SR}$  et  $C^{SR}$  représentent l'inductance et la capacité équivalentes du résonateur SR, respectivement, et  $R_c^{SR}$  et  $R_d^{SR}$  caractérisent les pertes par effet Joule et pertes diélectriques, respectivement.

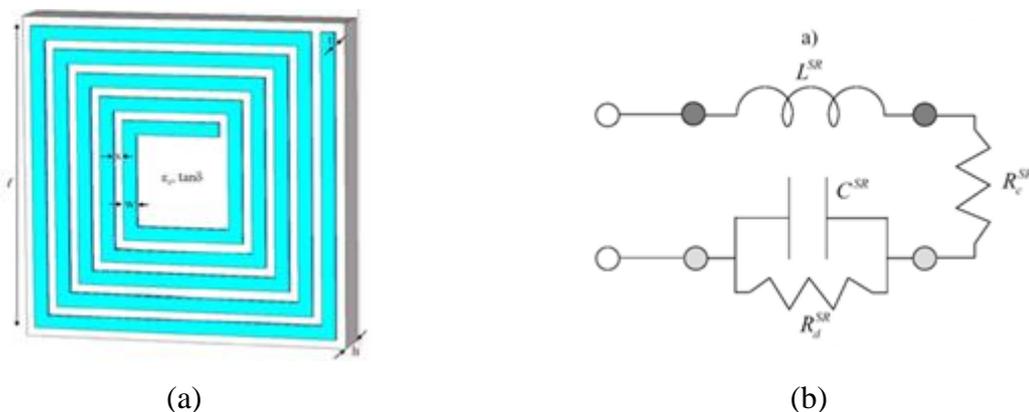


Figure II.11 (a) : Exemple d'un résonateur spiral N= 5 tours, (b) : Model du circuit équivalent quasi-statique du résonateur spiral [14]

Les expressions qui décrivent chaque élément (RLC)<sup>SR</sup> du résonateur spiral sont [14] :

$$L^{SR} = \frac{\mu_0}{2\pi} l_{moy}^{SR} \left[ \ln \left( \frac{l_{moy}^{SR}}{2w} \right) + \frac{1}{2} \right] \quad (\text{II.6})$$

$$l_{moy}^{SR} = 4l - \left[ 2(N+1) - \frac{3}{N} \right] (s+w) \quad (\text{II.7})$$

$$C^{SR} = \frac{l}{4(w+s)} \frac{N^2}{(N^2+1)} \left[ l(N-1) - \frac{N^2-1}{2} (w+s) \right] C_0 \quad (\text{II.8})$$

$$C_0 = \varepsilon \varepsilon_r^{sub} \frac{K(\sqrt{1-k^2})}{K(k)} \quad (\text{II.9})$$

$k = \frac{s}{s+2w}$  et K est l'intégrale elliptique complète de première degré [13]

$$\varepsilon_r^{sub} = 1 + \frac{2}{\pi} \arctg \left[ \frac{h}{2\pi(w+s)} \right] (\varepsilon_r - 1) \quad (\text{II.10})$$

$$R_C^{SR} = \frac{\rho_C}{wt} \frac{L^{SR}}{\mu_0} \quad (\text{II.11})$$

$$\rho_C = (N-1)(w+s) [l - (N-1)(w+s)] \quad (\text{II.12})$$

$$R_d^{SR} = \frac{1}{\sigma_d} \frac{s}{4h[1-(2w+s)]} \frac{l_{moy}^{SR}}{4l} \quad (\text{II.13})$$

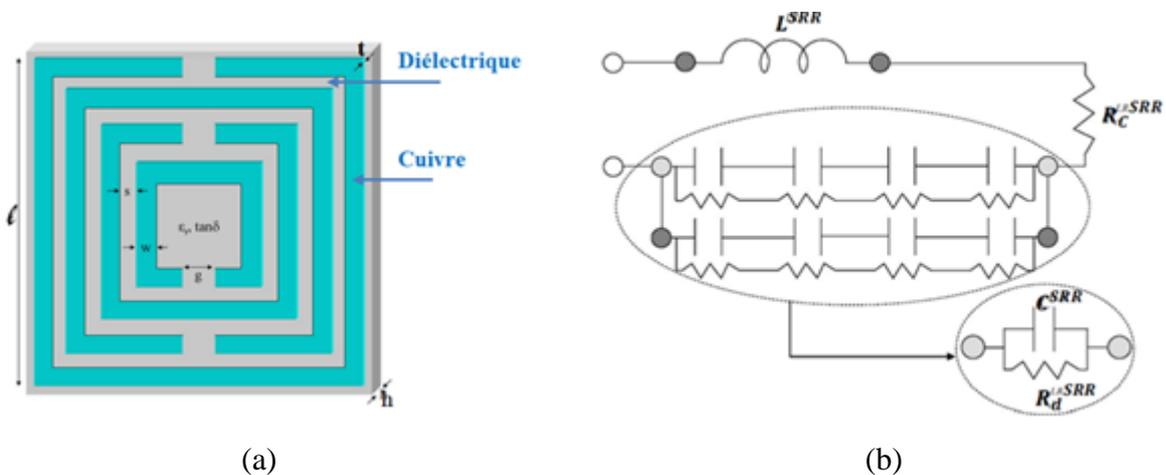
### II.13.3. Métamatériaux à résonateurs à anneaux fondus multiple (MSRRS)

Pour décrire le comportement électromagnétique du résonateur à anneaux fondus multiples MSRRS ou SRR en régime quasi-statique, les dimensions géométriques des inclusions magnétiques artificielles doivent être très petites par rapport à la longueur d'onde de fonctionnement l'hors de la conception du métamatériau. L'implantation des anneaux métalliques d'un nombre N concentriques dans le substrat séparés par le diélectrique entre deux anneaux consécutifs forment une région capacitive résonante à une fréquence qui dépend du nombre des anneaux N. Partant de cette définition, il est évident que le SRR soit un cas particulier du MSRR avec N=2. Les SRRS à base de métamatériaux sont obtenus par

le bouclage des lignes conductrices d'électricité excitées, introduisant des aimants artificiels qui forment à la résonance un circuit RLC [15].

Dans le cas d'un résonateur MSRRS constitué des anneaux métalliques rectangulaires, en fait avec les mêmes dimensions linéaires et nombre d'anneaux, sa réponse fréquentielle possède une bande de fréquence plus large conduisant à une fréquence de résonance inférieure comparée à celle obtenue en cas d'anneaux circulaires (voir  $S_{21}$  de la figure II.14 (a) et (b)).

De la même façon que dans le cas du SR, pour le circuit équivalent du MSRRS figure II.12 (b) :  $L^{SRR}$  et  $C^{SRR}$  représentent l'inductance et la capacitance équivalentes du résonateur MSRRS, respectivement, et  $R_c^{SRR}$  et  $R_d^{SRR}$  caractérisent les pertes par effet Joule et pertes diélectriques respectivement, pour les expressions de chaque composant du circuit  $(RLC)^{SRR}$  de la figure II.12 (b) sont reportées dans [14].



**Figure II.12** (a) : Résonateur à anneaux fondus rectangulaires multiples  $N=4$ , (b) : Circuit équivalent du résonateur MSRRS rectangulaire [14].

#### ✓ Remarque

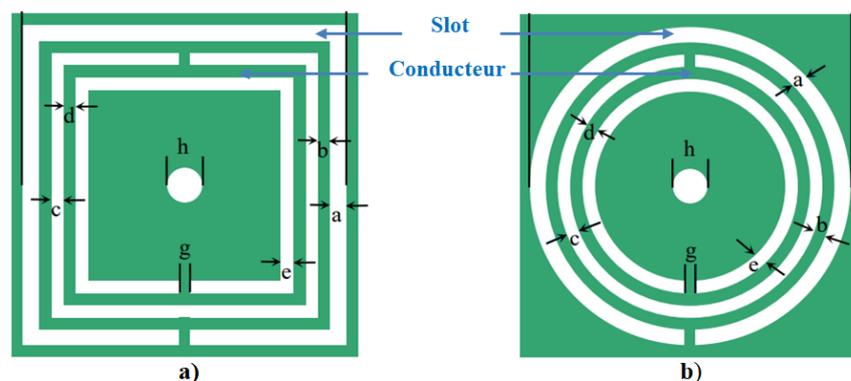
L'inclusion de tours ou anneaux supplémentaires dans les résonateurs spirales SR ou résonateurs à anneaux fondus multiple MSRRS, respectivement, contribue à diminuer d'avantage la fréquence de résonance [14].

### II.13.4 Métamatériau à résonateurs à anneaux fondus complémentaires (CSRR)

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés aux résonateurs complémentaires à anneaux fondus CSRR à base de métamatériaux vu leurs simplicités à réaliser et leur taille miniaturisée avec haute performances en efficacité, sélectivité et sensibilité dans une large gamme de fonctionnement en décalage de fréquences permettant de distinguer les différentes solutions associées par leurs propres constantes diélectriques. A cause de ces conditions citées, nous avons choisi dans notre travail le capteur CSRR comme moyen d'identification

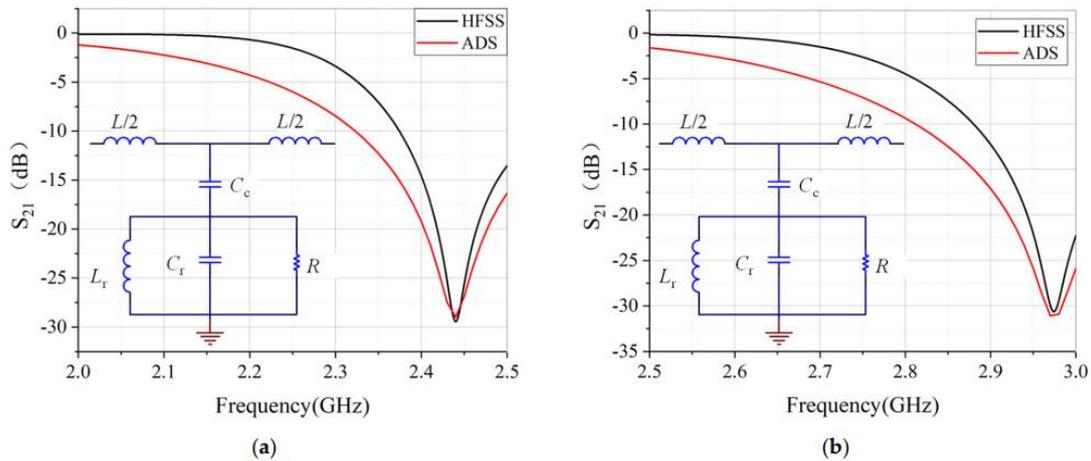
en présence de différentes concentrations du mélange eau-éthanol couvrant une gamme large de pertes et de constantes diélectriques.

Le choix de l'éthanol est essentiel, vu sa large utilisation notamment en domaines pharmaceutiques, des compositions médicales et alimentaires, en outre sa forte concentration qui varie d'une manière très sensible, cela exige la détermination, la détection et le développement de la qualité des produits alimentaires, ainsi que l'état écologique de l'environnement qui sont deux paramètres essentiels pour assurer la continuité de l'être humain. Comme nous avons déjà vu pour les MSRRS, de la même façon les CSRR (figure II.13) présentent des avantages très importants en comparant avec les résonateurs à micro-ondes conventionnels.



**Figure II.13** : Résonateur CSRR (a) : structure rectangulaire, (b) : structure circulaire [16].

Les CSRR sont composés d'une taille très petite qui peuvent résonner à une très large bande de fréquences entre 200 MHz et 20 GHz avec une très haute sensibilité en appliquant un petit ajustement sur les dimensions géométriques du résonateur. En plus, ils présentent de faibles pertes diélectriques par rayonnement et faibles pertes électriques par effet de Joule avec un facteur de qualité très élevé sans oublier le principe de détection sans contact. A la résonance du CSRRS, la propriété essentielle et importante est le grand confinement des ondes électromagnétiques au moment de l'accouplement magnétique entre le résonateur et le milieu à identifier qui conduit à une forte interaction électromagnétique, par conséquent une augmentation du temps d'interaction, cela augmente l'intensité du champ électrique, ce qui donne un dispositif très sensible.



**Figure II.14** Réponses  $S_{21}$  HFSS, ADS et leur circuits équivalents [16], (a) : anneaux rectangulaires, (b) : anneaux circulaires.

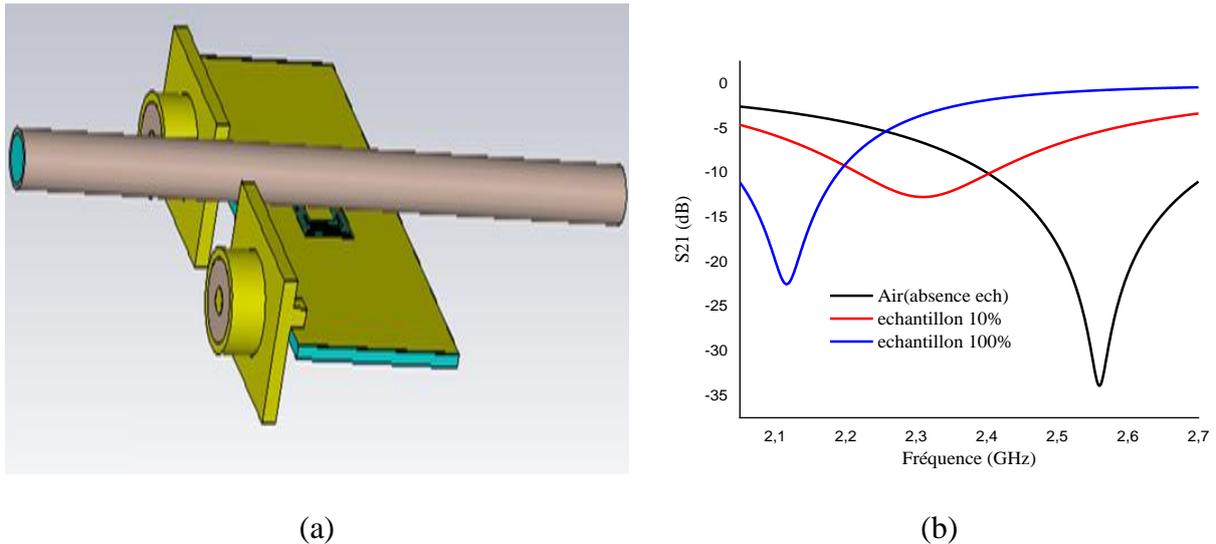
Ce confinement d’ondes est dû à la barrière existante entre le slot et le conducteur du métamatériau gravé dans le plan de masse du résonateur. Le schéma équivalent du CSRRS peut toujours être représenté en termes des éléments RLC appropriés en considérant les capacités distribuées entre les anneaux adjacents et les inductances distribuées le long des slots gravés dans le plan de masse [16].

D’après le circuit équivalent de la figure II.14 des deux structures rectangulaire et circulaire, la fréquence de résonance peut être décrite par la relation suivante [16] :

$$f_{res} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_r (C_c + C_r)}} \tag{II.14}$$

### II.14 Principe de décalage de fréquence

Le principe fondamental des capteurs microonde à base de résonateur métamatériaux est le déplacement de la fréquence de résonance en fonction du changement des paramètres constitutifs du milieu sous test entre deux étapes, la première consiste à identifier les paramètres en présence du milieu en question en tenant en compte les différentes compositions (exemple : pourcentage du mélange eau-éthanol), la deuxième en absence de ce milieu.



**Figure II.15** Résonateur CSRR (a) : structure planaire (b) : réponse  $S_{21}$  en absence et présence (10% et 100%) de l'échantillon [17].

La structure de la figure II.15 (a) représente un résonateur CSRR à base de métamatériaux, son coefficient de transmission  $S_{21}$  est présenté sur la figure II.15 (b). En excitant le dispositif, une capacité de couplage est introduite entre la ligne de transmission et le métamatériau, une résonance se produit à une fréquence  $f_{r\ abs}$  qui dépend des dimensions géométriques du résonateur et le substrat diélectrique utilisé en absence de l'échantillon à tester. Lorsqu'un échantillon est placé sur le métamatériau, cela provoque le changement de la permittivité effective du résonateur et la fréquence de résonance passe à une nouvelle valeur de résonance  $f_{r\ ech}$ , ce déplacement de la fréquence de résonance dépend des propriétés diélectriques des échantillons, ce qui explique le phénomène de décalage de fréquences.

Les capteurs basés sur le décalage de fréquence sont généralement à grande sensibilité utilisés pour la caractérisation des paramètres diélectriques et le control de la concentration de produits chimiques, ainsi que pour la détermination de la température d'une substance particulière. Dans le but d'obtenir des mesures précises, ce type de capteurs est généralement étalonné à l'aide d'échantillons étalons aux propriétés connues, comme exemple les permittivités du mélange eau-éthanol que nous avons vu (voir Chapitre I).

Dans le cas d'un résonateur CSRR, la capacité effective  $C_{ech}$  en présence de l'échantillon peut être calculée comme suit [18] :

$$C_{ech} = C_C \left( \frac{\epsilon_{sub} + \epsilon_{ech}}{\epsilon_{sub} + 1} \right) \quad (\text{II.15})$$

Tel que :  $C_c$  – capacité du CSRR en absence de l'échantillon.

$\varepsilon_{sub}$  - permittivité du substrat diélectrique.

$\varepsilon_{ech}$  - permittivité de l'échantillon.

L'expression décrivant la fréquence de résonance  $f_{air}$  du CSRR en absence de l'échantillon [18] :

$$f_{air} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_c (C + C_c)}} \quad (\text{II.16})$$

où  $L_c$  : inductance du CSRR en absence de l'échantillon.

$C$  : condensateur reliant la ligne de transmission avec le métamatériau.

De la même manière, nous pouvons décrire l'expression de la fréquence de résonance  $f_{ech}$  en présence de l'échantillon [18] :

$$f_{ech} = \frac{1}{2 \pi \sqrt{L_c (C + C_{ech})}} \quad (\text{II.17})$$

En utilisant les deux équations (II.15) et (II.17), nous pouvons en déduire l'expression de  $\varepsilon_{ech}$

$$\varepsilon_{ech} = 1 + \frac{1 + \varepsilon_{sub}}{L_c C_c} \left( \frac{1}{f_{ech}^2} + \frac{1}{f_{air}^2} \right) \quad (\text{II.18})$$

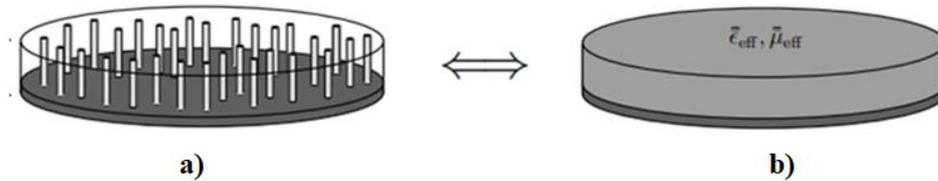
### ✓ Remarque

On cite une remarque très importante c'est que dans toutes les étapes discutées on doit tenir compte de la température de fonctionnement [18].

## II.15. Modélisations du métamatériaux

### II.15.1. Milieu effectif

Le but essentiel de conception d'un milieu effectif vise la description et la représentation de la réponse électromagnétique des systèmes hétérogènes qui sont utilisés dans différents domaines de la physique. Le concept de cette transaction est de remplacer le milieu hétérogène quelconque par un milieu effectif homogène macroscopiquement ayant les mêmes caractéristiques électromagnétiques de réponses établies à la sortie du milieu en question.



**Figure II.16** Réseau métamatériau, (a) : milieu hétérogène, (b) : milieu effectif homogène [4].

La figure II.16 (a) représente un milieu composite périodique hétérogène à permittivité négative qui a été remplacé par un milieu effectif homogène ayant les mêmes réponses électromagnétiques [4] figure II.16 (b).

### II.15.2 Procédure d'homogénéisation

Un milieu effectif peut être réalisé à l'aide de procédures d'homogénéisation qui nous permis de définir des réponses effectives à partir des paramètres caractérisant le milieu hétérogène. L'avantage du concept de milieu effectif concentre dans le calcul de tous les autres paramètres électromagnétiques du système en utilisant les relations de l'électrodynamique des milieux continus [4].

#### II.15.2.1 Perméabilité effective

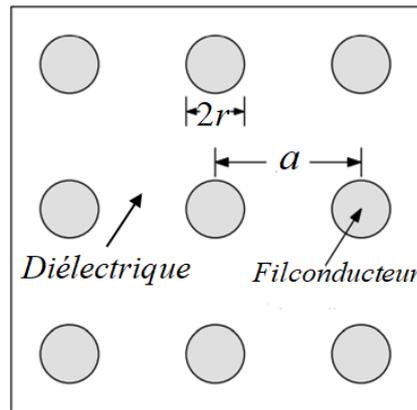
D'après l'annexe A1, l'expression de la perméabilité effective s'écrit :

$$\mu_{eff} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \left[ 1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0} \right]^{-1} \quad (\text{II.19})$$

Ou il est évident que la valeur de la perméabilité effective est :  $0 < \mu_{eff} < 1$ .

Dans la condition où la conductivité  $\sigma$  des parois des cylindres est très élevée nous aurions, par conséquent,  $\frac{2\sigma}{\omega r \mu_0} \gg 1$ , alors l'expression (II.19) de la perméabilité effective de la structure présentée par la figure II 17 est la suivante :

$$\mu_{eff} \approx 1 + i \frac{\pi r^3 \omega \mu_0}{2\sigma a^2} \quad (\text{II.20})$$



**Figure II.17** Milieux effectifs : schéma d'un réseau carré de fils conducteurs cylindriques de rayon ( $r$ ) parallèles de distance ( $a$ ) entre deux conducteurs adjacents implantés sous forme matricielle dans un diélectrique [4].

### II.15.2.2 Permittivité effective

De la même façon, nous discuterons les propriétés électriques de notre réseau en excitant perpendiculairement les cylindres par un champ électrique extérieur  $\vec{E}_0$  nous pouvons en déduire la permittivité effective  $\epsilon_{eff}$  correspondante :

$$\epsilon_{eff} = \frac{1}{1 - \frac{\pi r^2}{a^2}} \quad (\text{II.21})$$

✓ **Remarque :**

Lorsque le réseau de cylindres à résonateurs à anneaux fendus (figure II.18 (b)) est excité par un champ magnétique parallèle aux axes des cylindres, ce champ engendre une circulation des courants dans les "anneaux fendus" qui dépendent de la capacité  $C$  entre les parois. Plus cette capacité est grande, plus le courant qui circule est important [19].

## II.16 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, essentiellement une étude approfondie et détaillé sur une nouvelle génération des matériaux, à savoir les métamatériaux qui sont un outil important pour la conception et le développement des dispositifs de détection et leurs applications potentielles dans la surveillance des différents milieux et le contrôle de la qualité. En plus, la tâche de ces dispositifs évolués est d'assurer une caractérisation fidèle des milieux hétérogènes dans le but d'identifier leurs propriétés diélectriques. Ils sont de volume de quelques nano litres pour des états liquides ou quelques cellules biologiques pour des états solides. Afin de mettre en œuvre des métamatériaux adéquats on s'appuie sur la micro

technologie. D'autre part, nous avons présenté un modèle de circuit analytique précis d'un résonateur spiral à anneau fendu par la conception de différentes inclusions magnétiques qui appartiennent au dispositif de détection dans le but d'améliorer le champ local afin qu'une forte interaction puisse avoir lieu entre les inclusions et l'échantillon sous test réalisant un résonateur compact à haute performances en termes de sensibilité. Notre travail est concentré d'avantage sur l'exploitation des CSRR comme la majorité des articles de recherche dans la littérature, vu leurs géométries spéciales en bande métallique (microbande) qui serpente de telle façon d'avoir une taille de résonateur réduite constituée de métamatériau qui est responsable du couplage électromagnétique. Cette géométrie augmente l'efficacité du capteur et établit une forte inductance et capacité distribuées entre les espaces d'enroulement complémentaires de la spirale ou anneau et la ligne d'alimentation. Ainsi nous avons touché un point important concernant le fonctionnement du résonateur en décalage de fréquences pour des milieux de test distingués en évitant les interférences. Finalement, des détails sur le concept des milieux effectifs qui consiste à remplacer un milieu hétérogène quelconque par un milieu effectif homogène macroscopiquement ayant les mêmes caractéristiques électromagnétiques de réponses établies à la sortie.

### **Références**

- [1] Buell, K., Mosallaei, H., & Sarabandi, K. (2006). A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54 (1), 135-146.
- [2] Pendry, J. B., Holden, A. J., Stewart, W. J., & Youngs, I. (1996). Extremely low frequency plasmons in metallic mesostructures. *Physical review letters*, 76 (25), 4773.
- [3] Mariam, H., Poulichet, P., Takhedmit, H., Richalot, E., & Français, O. (2020). Dielectric property characterization of liquid media using an open-ended probe within a microfluidic chip. *Instrumentation, Mesure, Métrologie*, 19 (3), 169-177.
- [4] Boucher, V. (2010). Modélisation des propriétés électromagnétiques de métamatériaux à base de réseaux de fils ferromagnétiques (Doctoral dissertation, École Polytechnique de Montréal).
- [5] Pendry, J. B. (1996). Calculating photonic band structure. *Journal of Physics: Condensed Matter*, 8 (9), 1085.
- [6] Ruvio, G., & Leone, G. (2014). State-of-the-art of Metamaterials: Characterization, Realization and Applications. *Studies in Engineering and Technology*, 1 (2), 38-47.

- [7] ROUABEH, N. (2014). Modélisation et simulation des antennes RFID à base de métamatériaux.
- [9] Buell, K., Mosallaei, H., & Sarabandi, K. (2006). A substrate for small patch antennas providing tunable miniaturization factors. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 54 (1), 135-146.
- [10] Lippens, D. (2005). *Electromagnétisme des matériaux gauchers*.
- [11] Gomez, S., Queffelec, P., & Chevalier, A. (2011, March). Méthode de caractérisation électromagnétique large bande des métamatériaux. In *TELECO2011 & 7ème JFMMA* (p. ID66).
- [12] Smith, D. R., Padilla, W. J., Vier, D. C., Nemat-Nasser, S. C., & Schultz, S. (2000). Composite medium with simultaneously negative permeability and permittivity. *Physical review letters*, 84 (18), 4184.
- [13] Naqui, J. (2015). *Symmetry properties in transmission lines loaded with electrically small resonators: circuit modeling and applications*. 1st ed., Springer, ISBN-13:978-3319245645.
- [14] Bilotti, F., Toscano, A., Vegni, L., Aydın, K., Alici, K. B., & Ozbay, E. (2007). Equivalent-circuit models for the design of metamaterials based on artificial magnetic inclusions. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 55 (12), 2865-2873.
- [15] AMAR, H. (2020). *Etude et modélisation d'un capteur haute fréquence pour le contrôle non destructif (CND)* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider–Biskra).
- [16] Wang, C., Liu, X., Huang, Z., Yu, S., Yang, X., & Shang, X. (2022). A Sensor for Characterisation of Liquid Materials with High Permittivity and High Dielectric Loss. *Sensors*, 22 (5), 1764.
- [17] Mosbah, S., Zebiri, C., Sayad, D., Elfergani, I., Bouknia, M. L., Mekki, S. & Abd-Alhameed, R. A. (2022). Compact and Highly Sensitive Bended Microwave Liquid Sensor Based on a Metamaterial Complementary Split-Ring Resonator. *Applied Sciences*, 12(4), 2144.
- [18] Su, L., Mata-Contreras, J., Vélez, P., Fernández-Prieto, A., & Martín, F. (2018). Analytical method to estimate the complex permittivity of oil samples. *Sensors*, 18 (4), 984.

[19] Pendry, J. B., Holden, A. J., Robbins, D. J., & Stewart, W. J. (1999). Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 47 (11), 2075-2084.

**Chapitre III :**

**Modélisation d'un**

**capteur planaire**

**micro-onde**

### III-1 Introduction

La mesure des propriétés électromagnétiques permet de déterminer les caractéristiques de différents milieux : chimiques, biologiques ou moléculaires [1]. Dans le domaine de l'hyperfréquence, l'utilisation des capteurs micro-ondes facilite cette tâche. Cela est dû à leur faible coût [2], leur conception fiable et robuste [3], leur facilité d'intégration et de fabrication [4-5]. Ces capteurs sont devenus indispensables d'où leur utilisation dans différents domaines tels que la santé [6], le biomédical [4], l'agriculture [7], l'environnement et l'alimentation, etc.

Dans l'intérêt d'une détection fiable et précise, les recherches sont orientées vers une nouvelle génération de capteurs à base de métamatériaux. Le développement des métamatériaux a contribué de manière significative à la popularité de ces capteurs. La conception des matériaux artificiels (métamatériaux : MTM) est connue par sa structure périodique. Cette périodicité permet d'avoir des mesures précises des paramètres constitutifs des milieux : la permittivité et la perméabilité négatives, en utilisant la technologie planaire [8], [9]. La forme de la conception et l'orientation influencent sur les propriétés physiques des métamatériaux [10].

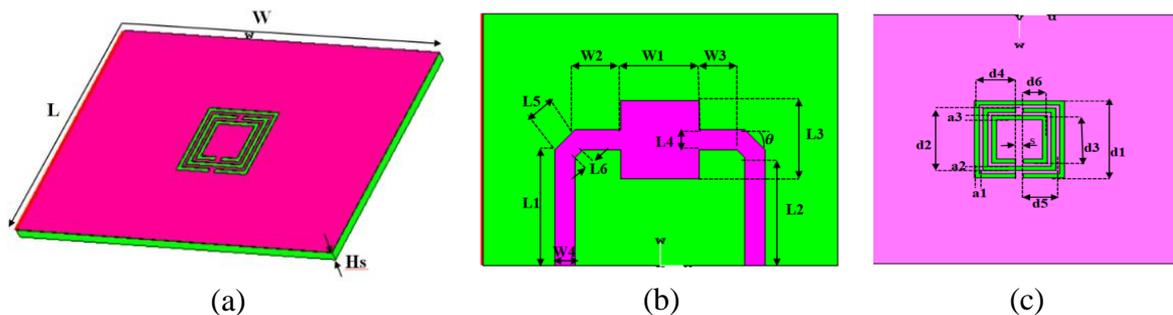
La catégorisation chimique et la détection biomédicale dépendent des capteurs mis en œuvre à l'aide de la technologie MTM [11], qui est composée d'un résonateur en anneau fondu (SRR) où un résonateur en anneau fondu complémentaire (CSRR) [11–14]. L'une des deux caractéristiques de configuration mentionnées ci-dessus est l'établissement d'un champ électrique ou magnétique induisant une interaction avec la structure sensible en présence d'une propriété diélectrique placée à proximité [15]. Cela inclut une relation directe entre les deux performances du capteur : la fréquence de résonance  $f_{res}$  et le facteur de qualité Q avec les mesures à détecter.

Ce travail étudie les étapes d'optimisation pour concevoir un nouveau capteur planaire basé sur les métamatériaux. Le capteur conçu a été simulé à l'aide du logiciel HFSS suivi d'une validation des résultats obtenus par le logiciel CST pour la caractérisation du paramètre de transmission  $S_{21}$ . Le capteur CSRR proposé, dont le tube de test est inséré en position horizontale par rapport à la surface du plan du capteur, offre la possibilité de changer facilement la direction et le diamètre du tube à essai. La présence de l'échantillon rempli dans le tube placé au-dessus du capteur provoque une forte interaction électromagnétique entre le résonateur CSRR et le liquide à tester, ce qui provoque une modification de la fréquence de résonance et le facteur de qualité Q du capteur. Une modélisation du résonateur CSRR a été établie en utilisant l'interface ADS par une schématisation d'une suite de blocs

RLC parallèles. Enfin, une relation empirique entre la fréquence de résonance et le facteur Q avec la permittivité complexe des différents échantillons liquides a été estimée. Une configuration de simulation pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol a été établie par le logiciel HFSS suivi d'un test du capteur proposé, ceci est assuré par une validation par CST.

**III.2 Conception géométrique du capteur**

La structure planaire proposée est représentée dans la figure III.1. La conception du capteur est réalisée à base du cuivre, qui est implanté sur le substrat diélectrique Rogers RO3035 d'une épaisseur de 0.75 mm, une constante diélectrique de  $\epsilon = 3.5$ , et des pertes diélectriques  $\tan \delta = 0.0015$ . Il est crucial de disposer d'un capteur micro-ondes pour la caractérisation des milieux liquides. La géométrie est illustrée sur les figures III.1 (a), (b) et (c) qui montrent la structure proposée vue en perspective, vue de dessus et vue de dessous, respectivement.



**Figure III.1.** Schéma dimensionnel du capteur, (a) : vue en perspective, (b) : vue de dessus et (c) : vue de dessous.

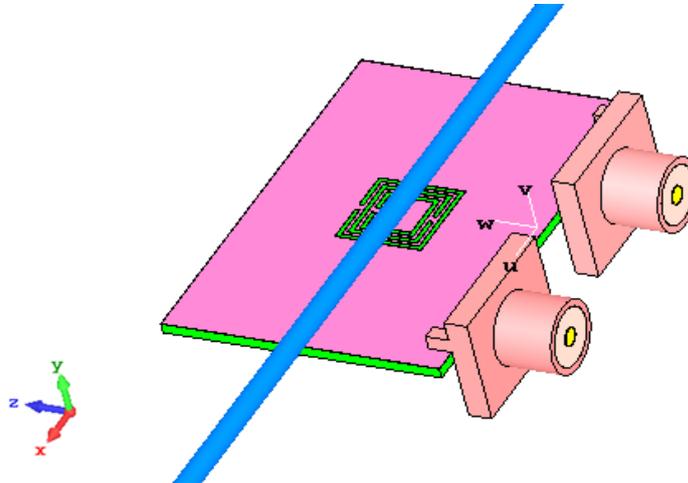
Table III.1. Paramètres géométriques de la structure du capteur.

Paramètres	W	L	Hs	W1	W2	W3	W4	L1	L2	L3	L4	L5
Valeurs (mm)	28	20	0.75	6.2	3.6	2.94	1.6	9.2	8.54	6.2	1.6	2.26
Paramètres	L6	d1	d2	d3	d4	d5	d6	a1	a2	a3	S	$\theta$
Valeurs (mm)	0.94	6.2	5.02	3.84	2.85	2.26	1.67	0.33	0.33	0.33	0.5	45°

**III.3. Structure du capteur proposé**

La structure proposée est illustrée à la figure III.2. Il s'agit d'une éprouvette horizontale placée parallèlement au plan de notre capteur micro-onde, composée de deux couches de cuivre de 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur chacune. La Figure III.1 (b) montre la couche de cuivre supérieure qui présente la ligne de transmission micro-ruban tandis que, la figure III.1 (c)

montre la couche de cuivre inférieure (la masse), qui consiste en un CSRR. La vue en perspective est illustrée dans la figure III.1 (a). Le tube capillaire est un tube en verre de 75 mm de longueur, avec un rayon extérieur de 0.75 mm, un rayon intérieur de 0.5 mm, et une permittivité relative du verre de 5.5.



**Figure III.2:** Vue 3D du capteur micro-onde proposé

### III.4. Simulation et discussion des résultats

#### III.4.1. Optimisation du capteur

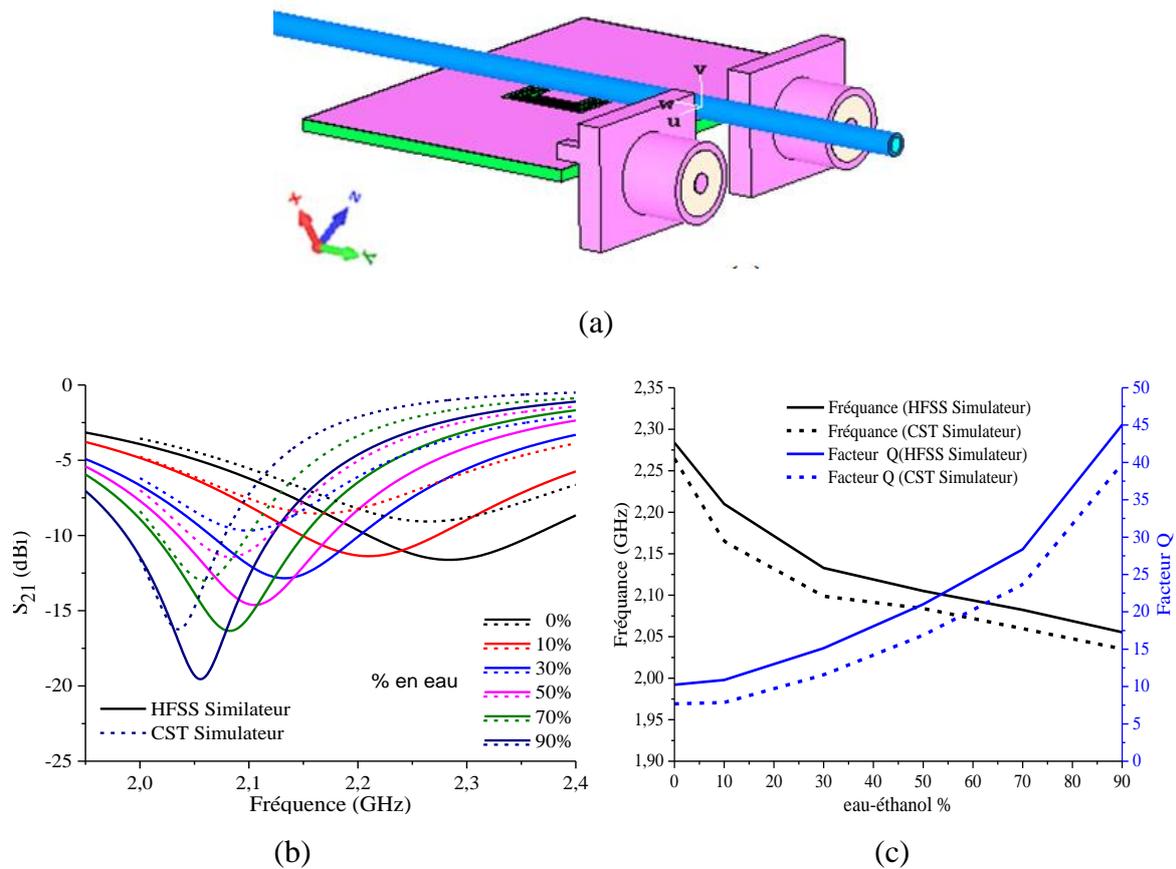
Pour concevoir un capteur optimisé, un changement de direction a été d'abord réalisé en faisant varier la position du tube capillaire, et en deuxième étape une étude paramétrique a été faite en variant le diamètre  $h$  du tube de test.

##### III.4.1.1. Effet de la position du tube

La structure sélectionnée a des dimensions globales de  $L \times W = 20 \times 28 \text{ mm}^2$  (Fig III.1 (a)). La face inférieure du substrat est couverte d'une couche de cuivre de masse sur laquelle un résonateur en anneau fendu complémentaire (CSRR) est gravé. Les conducteurs utilisés dans cette conception, le patch et le plan de masse, sont constitués de couches en matériau de cuivre de  $35 \mu\text{m}$  d'épaisseur.

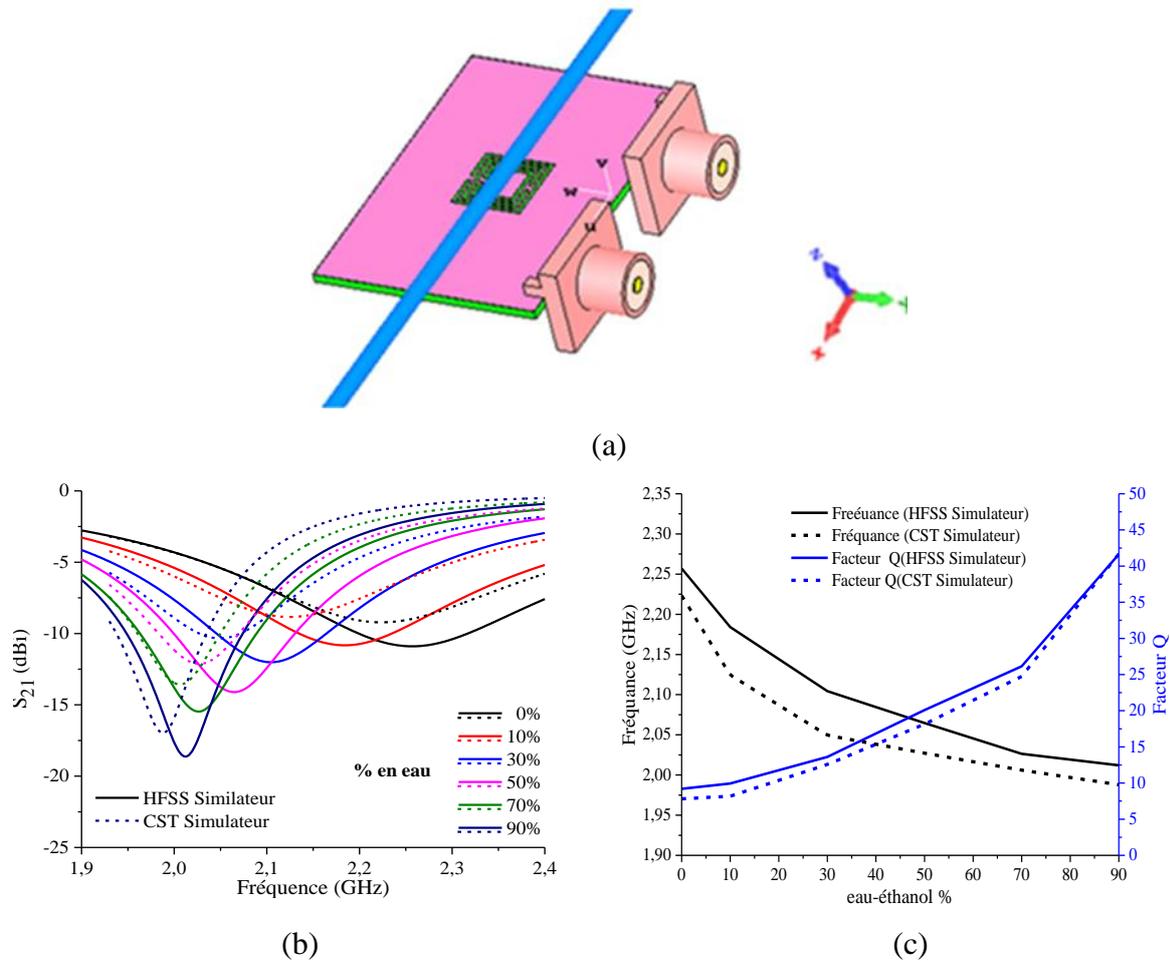
La configuration finale du capteur planaire est présentée dans les figures III.3 et 4. La nouveauté proposée dans ce travail s'articule autour de l'amélioration des performances du capteur micro-onde et ceci est obtenue par l'étude d'une nouvelle position du tube de test par un changement de la position originale (verticale) en horizontale selon les axes  $oy$  et  $ox$  (figure III.3 (a) et figure III.4 (a) respectivement). Les propriétés géométriques de notre capteur proposé sont données dans le Tableau III.1.

La figure III. 3 (a) présente la vue en 3D de la structure planaire du capteur avec un tube de diamètre  $h=5\text{mm}$  placé en position horizontale, orienté parallèlement à l'axe  $oy$ , tangentielle à la structure CSRR du côté du plan de masse du substrat. La figure III. 3 (b) illustre les résultats de simulation par HFSS et CST du coefficient de transmission  $S_{21}$  du mélange eau-éthanol pour différentes concentrations. Les simulations du facteur de qualité  $Q$  et la fréquence de résonance  $f_r$  du mélange sont présentées par la figure III. 3. (c).



**Figure III. 3** (a) : Vue en 3D de la structure planaire avec tube de diamètre  $h=5\text{mm}$  placé parallèlement l'axe  $oy$ , (b) : coefficient de transmission  $S_{21}$  pour différentes concentrations, (c) : facteur de qualité  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$  du mélange eau-éthanol.

Dans la figure III. 4 (a) présente la vue en 3D, le tube de diamètre  $h=5\text{mm}$  est placé cette fois ci, en position horizontale, parallèle à l'axe  $ox$ . Les résultats de simulation par HFSS et CST du coefficient de transmission  $S_{21}$  et du facteur de qualité  $Q$  et de la fréquence de résonance  $f_r$  du mélange sont présentées sur les figures III. 4 (b) et (c), respectivement.



**Figure III.4 :** (a) : Vue en 3D de la structure planaire avec tube de diamètre  $h=5\text{mm}$  parallèle à l'axe  $ox$ , (b) : coefficient de transmission  $S_{21}$  pour différentes concentrations, (c) : facteur de qualité  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$  du mélange eau-éthanol.

Les résultats de simulation correspondants à cette structure sont illustrés dans les figures III.3 et III.4 (positions  $oy$  et  $ox$  respectivement), où le changement est attribué principalement à la position du tube à essai. L'originalité du tube de verre capillaire est couramment utilisée en clinique et en laboratoire, avec une longueur de 75 mm, un diamètre extérieur  $h$  de 1.5 mm et un diamètre intérieur de 1 mm. Les améliorations obtenues, pour cette position, sont les performances importantes en termes de sensibilité  $S$  et de facteur de qualité  $Q$  (Fig.III.4 (b) et (c)).

Le calcul de la sensibilité  $S$  est donné par l'équation suivante [12]:

$$S = \Delta f_{res} / \Delta \epsilon_r \tag{III.1}$$

où  $\Delta f_{res}$  et  $\Delta \epsilon_r$  représentent le décalage de fréquence de résonance et le décalage de la constante diélectrique relative, respectivement, pour différentes concentrations eau-éthanol

entre la valeur supérieur et la valeur inférieure du mélange, ( $\Delta f_{res} = f_{res\_0\%} - f_{res\_100\%}$ ) et ( $\Delta \epsilon_r = \epsilon_r\_100\% - \epsilon_r\_0\%$ ) [13-14].

D'autre part, le facteur de qualité Q est défini comme le rapport entre la fréquence de résonance et la largeur de la bande de fréquence à 3dB de l'allure de la réponse du paramètre de transmission  $S_{21}$  [14].

$$Q = \frac{f_{res}}{\Delta f_{sdB}} \tag{III.2}$$

**Tableau III. 2.** Effet de la position du tube sur le facteur de qualité et la sensibilité.

<b>Diamètre de tube de test</b>	<b>Position de tube de test</b>	$\Delta f_{res\ 0\%-100\%}$ $= f_{res\ 0\%} - f_{res\ 100\%}$	<b>Sensibilité</b> <b>S</b>	<b>Facteur de qualité maximal Q Max</b>
h=5 mm	Oy	236 MHz	3.44	45
h=5 mm	Ox	253.7 MHz	3.7	42

D'après le Tableau III. 2, pour le cas du diamètre de tube h=5mm, nous remarquons qu'une amélioration très significative des performances est atteinte et surtout pour le cas du tube en position parallèle à ox. Les courbes de simulation HFSS et CST sont très proches, presque superposées. Les performances obtenues sont optimales : une augmentation remarquable de la sensibilité et le décalage de fréquence atteint la valeur maximale de 254 MHz. Par conséquent, la valeur de la sensibilité S s'étale à 3.7 et une valeur du facteur de qualité acceptable de 42 est obtenue. La fréquence de résonance moyenne garde la même valeur de 2.1 GHz.

**III.4.1.2 Effet du rayon de tube**

Après avoir optimisé, au premier lieu, notre structure par une variation de la position du tube de la verticale à la position horizontale

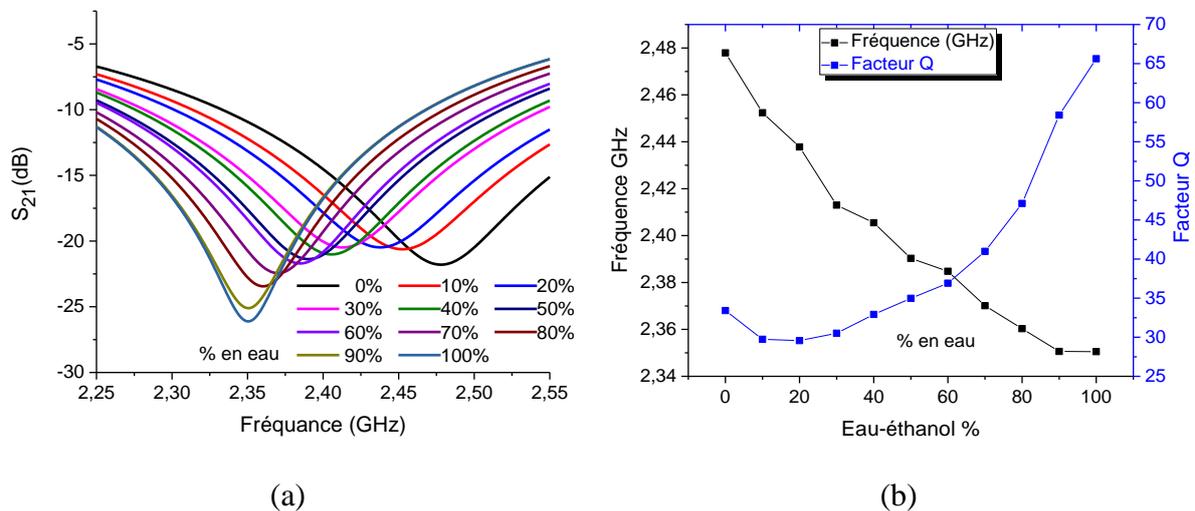
Un deuxième essai d'optimisation a été établi par une étude paramétrique en variant le rayon du tube d'une façon progressive jusqu'à l'obtention de résultats optimaux des performances de notre structure.

➤ **Étapes de conception**

Figure III.5 montre une simulation HFSS du coefficient de transmission  $S_{21}$  où le diamètre du tube, orienté selon l'axe ox pris en compte, est de  $h = 1.5$  mm pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol. Une amélioration des performances du capteur est constatée. Le décalage de la fréquence de résonance s'étend sur une valeur de 130MHz, ce qui induit un triplement de la sensibilité du capteur, calculée par [13], [14] :

$$S = \frac{f_{res0\%} - f_{res100\%}}{\epsilon_{r0\%} - \epsilon_{r100\%}} \tag{III.3}$$

Ce qui donne  $\Delta f_{res}=130$ MHz et  $\Delta \epsilon_r=69.1$  et une sensibilité de 1.88. Une augmentation significative du facteur de qualité (Equ. III.2) de l'ordre de 66. Notre capteur fonctionne dans ce cas autour de 2.4 GHz.



**Figure III.5** Simulation HFSS pour  $h = 1.5$  mm, orientation suivant ox, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance.

Il est remarquable sur la figure III.6 que pour un même diamètre de tube orienté selon l'axe oy en position horizontale qu'une diminution de sensibilité de 30% par rapport au cas d'orientation suivant ox et qui s'étale à 1.4. Quant au facteur de qualité (qui a un lien direct avec la composante imaginaire de la permittivité de l'échantillon de test) augmente de 10% et atteint la valeur de 72 ce qui confirme la minimisation des pertes diélectriques. D'autre part, la résonance moyenne garde la valeur de 2.4GHz.

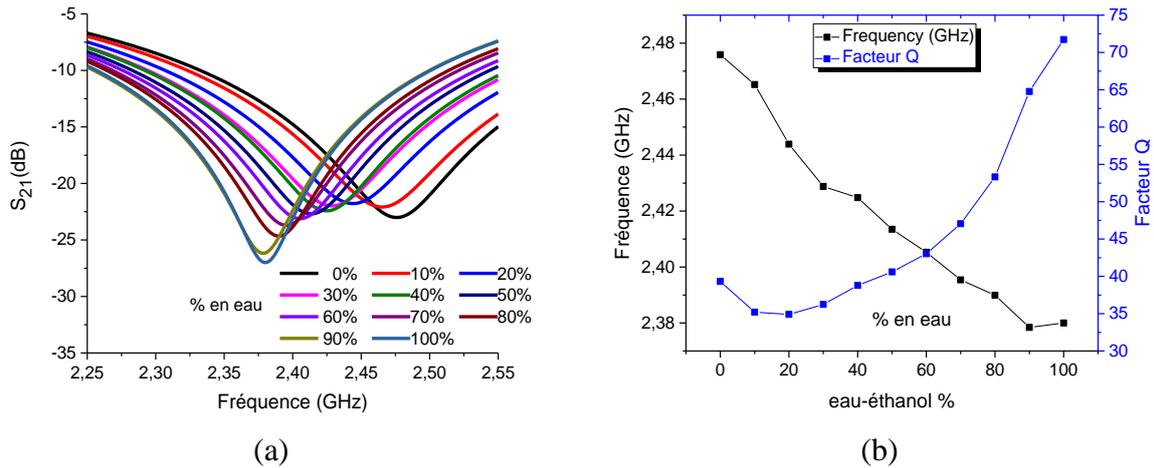


Figure III.6 Simulation HFSS pour  $h = 1.5$  mm, orientation suivant oy (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.

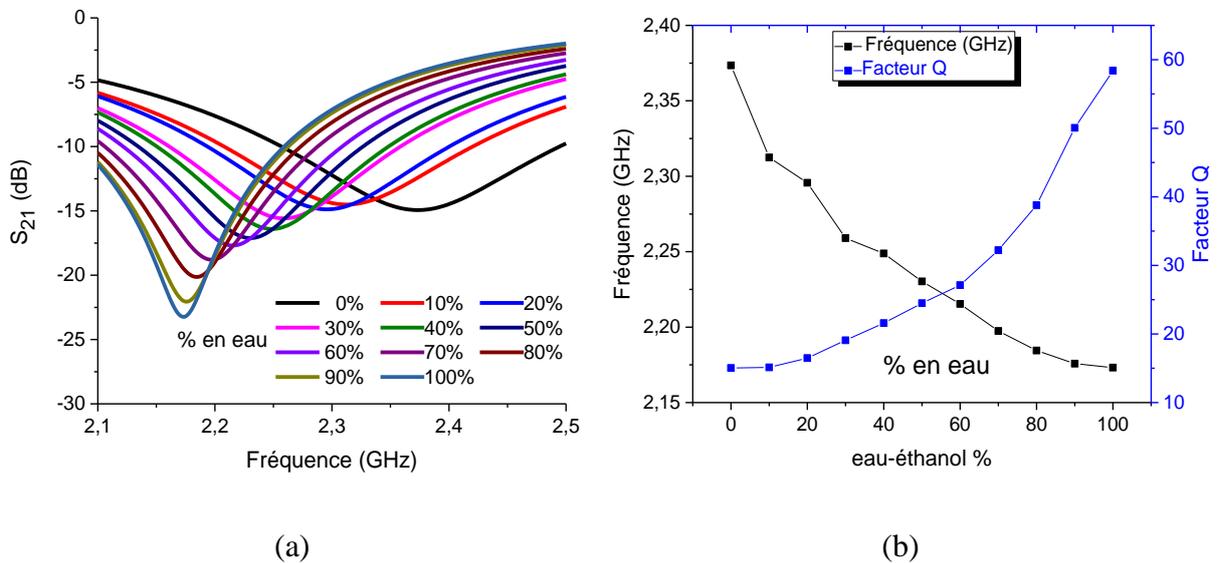
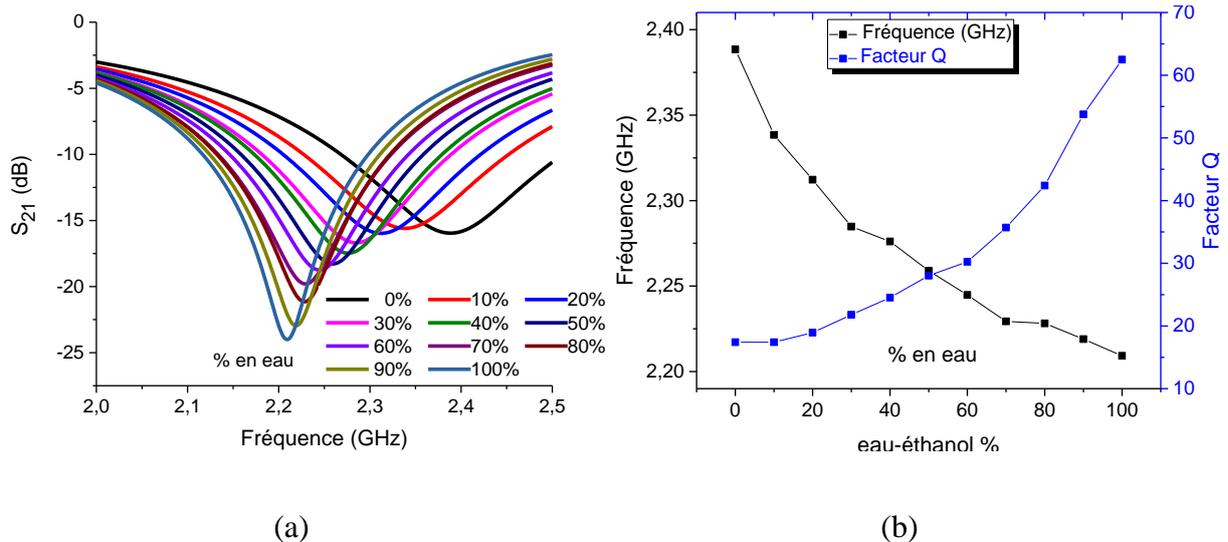
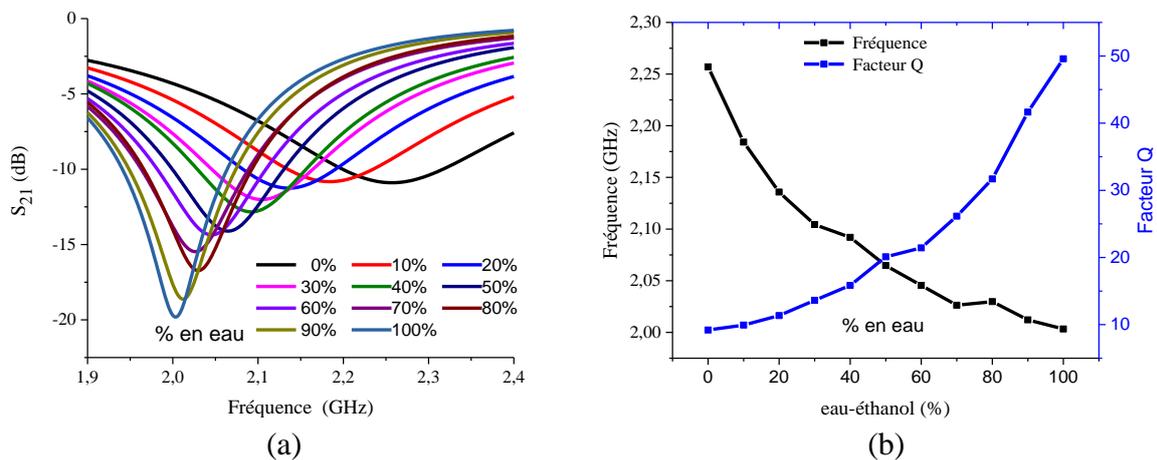


Figure III.7 Simulation HFSS pour  $h = 3$  mm, orientation suivant ox (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.

Pour une orientation selon ox avec  $h = 3$ mm, une amélioration des performances est remarquée par rapport aux cas précédents. La bande de fréquence diminue et atteint à la résonance une valeur moyenne de 2.25 GHz avec une augmentation du décalage de fréquence de 180MHz ce qui induit une augmentation de la sensibilité à 2.6, avec une légère diminution du facteur de qualité ( $Q=58$ ), en plus les valeurs des courbes du coefficient  $S_{21}$  ont augmenté progressivement avec l'augmentation des concentrations du mélange eau-éthanol, c-à-d que les pertes diélectriques diminuent proportionnellement en allant vers les concentrations élevées en eau.

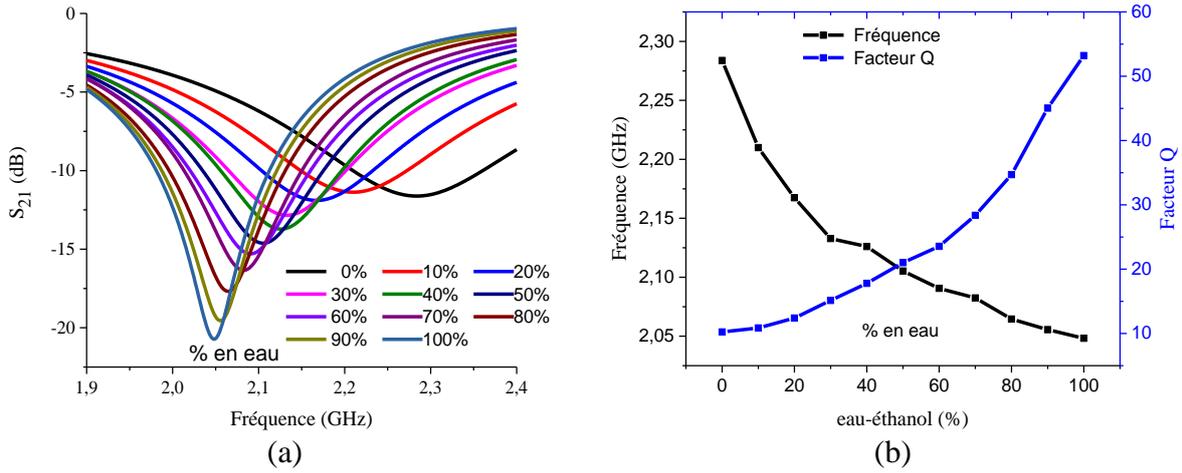


**Figure III.8** Simulation HFSS pour  $h = 3$  mm, orientation suivant oy, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$ , (b) : facteur de qualité et fréquences de résonance.

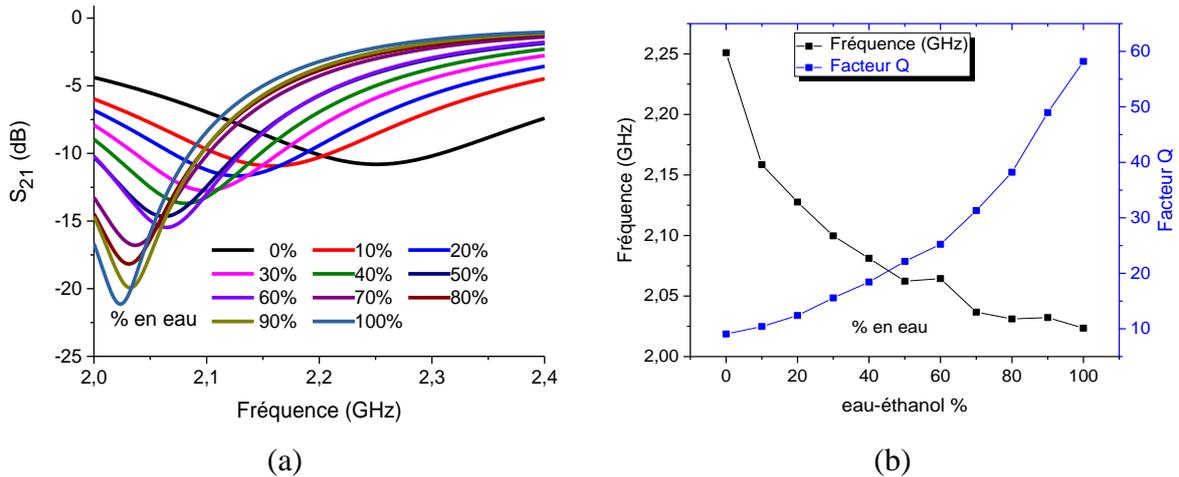


**Figure III.9** Résultats de simulation pour  $h = 5$  mm et une orientation suivant ox, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.

Pour une orientation selon oy avec  $h=3$ mm, on en déduit, une autre fois, une amélioration des performances telles que la sensibilité S qui augmente avec l'augmentation de la fréquence de décalage (qui a dépassé les 200 MHz) pour atteindre la valeur de 2.9 et le facteur de qualité Q qui augmente pour atteindre une valeur de 63. D'autre part, les cadences de la réponse  $S_{21}$  simulée augmentent en valeurs absolues (diminution des pertes).

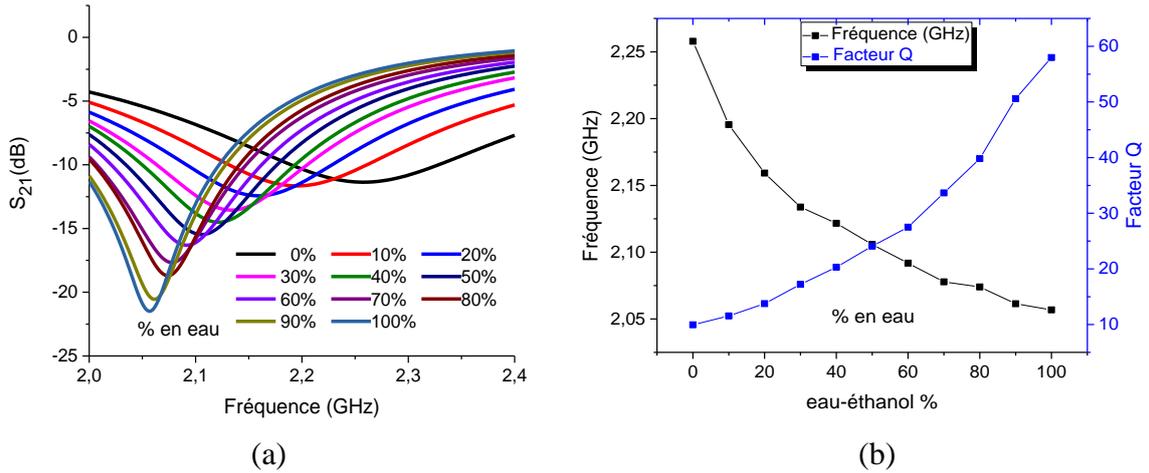


**Figure III.10** Résultats de simulation pour  $h = 5$  mm et une orientation suivant oy, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.

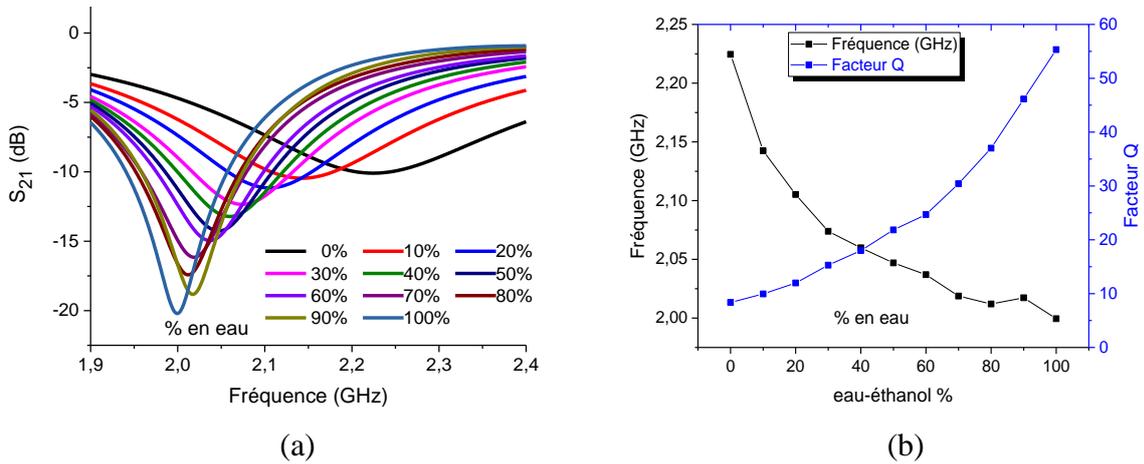


**Figure III.11** Résultats de simulation pour  $h = 7.5$  mm et une orientation suivant ox, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.

Les résultats de simulation HFSS obtenus, de notre capteur, sont présentés dans la figure III.11. Ils montrent une diminution de sensibilité qui atteint la valeur de 3.32 et une gamme de fréquence entre les deux concentrations d'eau minimale et maximale qui s'étale à la valeur de 228MHz correspondant à une marge de permittivité  $\Delta\epsilon_r$  de 68.6, et un facteur de qualité qui augmente à 58 par rapport à ceux étudiés auparavant. Les valeurs de simulation du coefficient  $S_{21}$  augmentent progressivement avec les concentrations du mélange eau-éthanol de 0% à 100%.



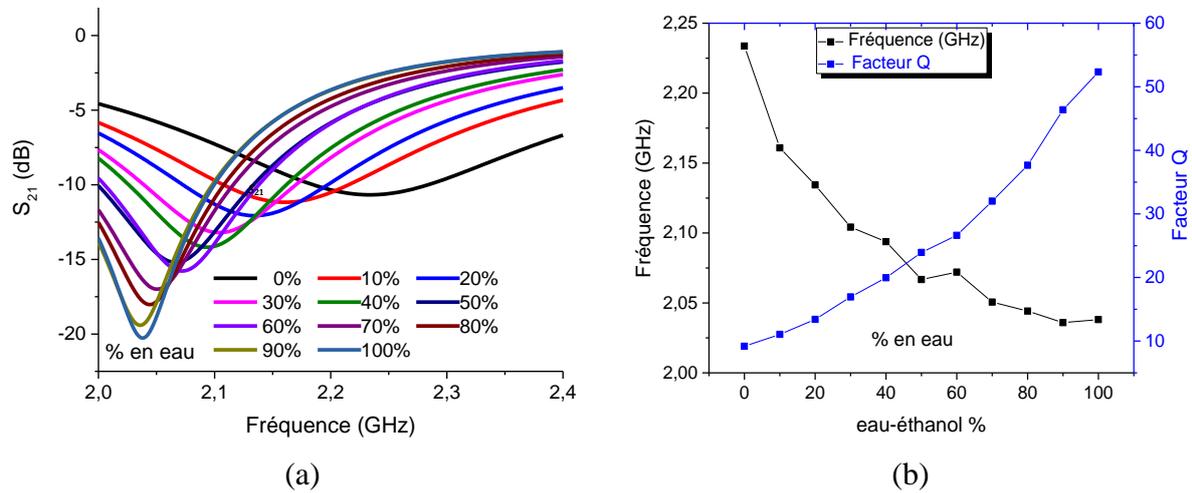
**Figure III.12** Résultats de simulation pour  $h = 7.5$  mm et une orientation suivant oy, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.



**Figure III.13** Résultats de simulation pour  $h = 10$  mm et une orientation suivant ox, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.

La figure III.12 présente les courbes de simulation du paramètre  $S_{21}$  ainsi que la variation de la fréquence de résonance  $f_{res}$  et du facteur de qualité  $Q$  pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol, la gamme de décalage de fréquence de résonance diminue et atteint une valeur de 200 MHz, correspondant à une gamme de permittivité de 68.3 [12-13], d'où une sensibilité  $S$  de 2.92 et une fréquence de fonctionnement centrale de 2.1GHz. Le facteur de qualité  $Q$  garde la valeur de 58. Dans ce cas, les résultats de simulation HFSS présentent toujours une linéarité du facteur de qualité  $Q$  et de fréquence de résonance par rapport à la variation de la concentration du mélange eau-éthanol.

Dans le cas d'une orientation selon l'axe ox avec h=10 mm (Fig. III.13), les valeurs des performances sont supérieures à ceux par rapport à la position oy (résultats ci-dessous) telles que le décalage de fréquence entre 0% et 100% qui atteint 225MHz d'où une sensibilité s'étalant à 3.3 un facteur de qualité de 55 avec une valeur de la fréquence de résonance centrale de 2GHz.



**Figure III.14** Résultats de simulation pour h = 10 mm et une orientation oy, (a) : coefficient de transmission  $S_{21}$  et (b) : facteur de qualité et fréquence de résonance pour différentes fractions volumiques du mélange eau-éthanol.

Dans le cas d'une orientation selon l'axe oy avec h=10 mm (Fig. III.14), on constate une baisse de performance de sorte que la sensibilité et le facteur de qualité diminuent et atteignent les valeurs de 2.87 et 52, respectivement, pour une plage de fréquence de résonance de 196MHz, une plage de permittivité de 68.3 (entre les deux concentrations 0% et 100% d'eau) et une fréquence centrale qui s'étale à 2.1 GHz. Le tableau suivant recapitule les résultats obtenus.

**Tableau III.3** Comparaison des résultats de simulation de  $f_{res}$  et Q pour différents diamètres et orientations du tube.

Diamètre du tube (mm)	Orientati on du tube	Fréquence de résonance pour 0% d'eau (MHz)	Fréquence de résonance pour 100% d'eau (MHz)	$\Delta f = f_{0\%} - f_{100\%}$ (MHz)	Facteur de qualité maximal
h= 1.5	Ox	2477.9	2350.5	127.4	65.6
h= 1.5	Oy	2475.9	2380	95.9	71.7
h= 3	Ox	2373.5	2173.2	200.3	58.3
h= 3	Oy	2388.4	2209.2	179.2	62.4
h= 5	Ox	2257	2003.3	253.7	49.5
h= 5	Oy	2283.8	2048.2	235.6	53.2
h= 7.5	Ox	2251	2023.5	227.5	58.1
h= 7.5	Oy	2257.9	2056.8	201.1	57.9
h= 10	Ox	2224.5	1999.5	225	55.3
h= 10	Oy	2233.7	2038.1	195.6	52.3

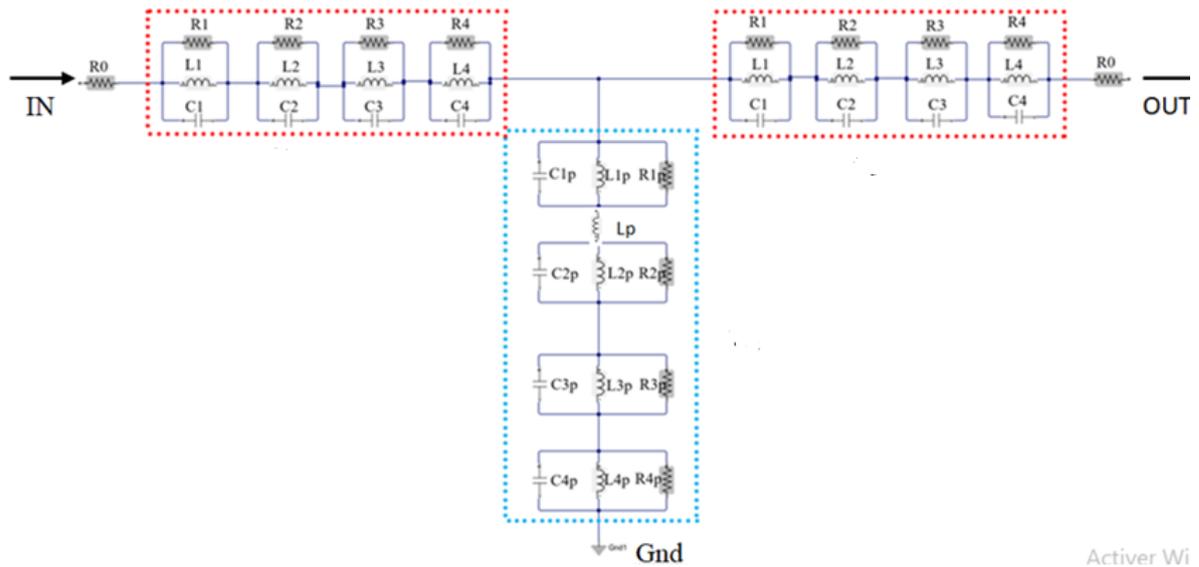
### III.5. Circuit équivalent

#### III.5.1. Introduction

Un circuit équivalent est un modèle simplifié d'un circuit existant qui simplifie grandement l'analyse d'un circuit original. Tout circuit aura un schéma équivalent pour des paramètres spécifiques tels que la fréquence du signal, la température des composants et d'autres facteurs tels que les entrées du transducteur. Les circuits d'origine peuvent avoir une source de tension avec une résistance interne et plusieurs résistances externes, tandis que les circuits équivalents en analyse en courant constant seront une source de tension et une seule résistance interne, ou cette résistance est la résultante des résistances internes et externes. Il existe des circuits équivalents pour n'importe quel type de circuits avec tous les types de composants.

#### III.5.2 Résultats de simulation ADS et HFSS

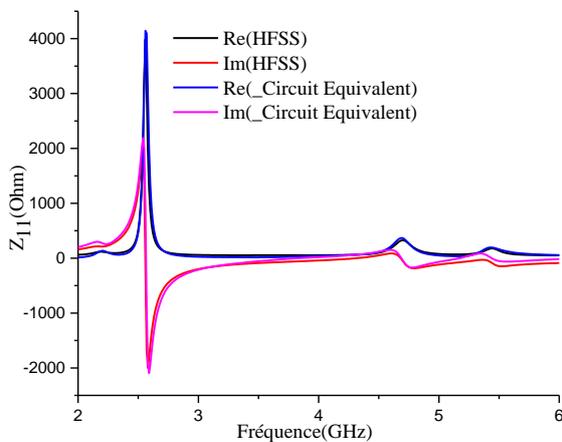
Le circuit équivalent est conçu à l'aide de l'interface ADS (Advanced Design System) pour le fonctionnement de la structure résonatrice planaire microonde (Fig. III.15). Ce modèle de circuit est conçu pour caractériser notre tenseur où ces impédances sont traduites en un circuit équivalent. Le circuit équivalent obtenu contient trois blocs, chacun d'eux est constitué de cinq impédances en série. Ces impédances sont des circuits RLC parallèles (résistance-inductance-condensateur). Après certains ajustements, les valeurs des résistances, inductances ainsi que celles des condensateurs sont données dans le Tableau III.4.



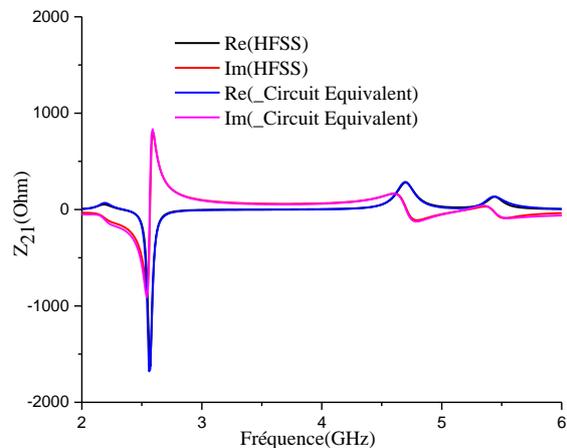
**Figure III.15** Différents blocs du circuit équivalent du capteur planaire proposé pour un diamètre de tube  $h=5\text{mm}$  en position horizontale selon  $ox$

**Tableau III. 4 :** Valeurs numériques des différents composants du circuit équivalent

Résistance (Ohm)	Inductance (pH)	Capacité (pF)
$R0=0.1$	$L1=94$	$C1=60$
$R1=4.4$	$L2=49$	$C2=39$
$R2=5$	$L3=4243.7$	$C3=0.9039$
$R3=52307.55$	$L4=6060$	$C4=167.2$
$R4=1645.73$	$L1p=2420$	$C1p=1.54$
$R1p=2400$	$L2p=361.5$	$C2p=14.5$
$R2p=74.22$	$L3p=72.07$	$C3p=6.66$
$R3p=114.3$	$L4p=40.48$	$C4p=54.68$
$R4p=55.8$	$Lp=198$	



**Figure III.16** Impédance d'entrée  $Z_{11}$ :  
partie réelle et imaginaire des deux



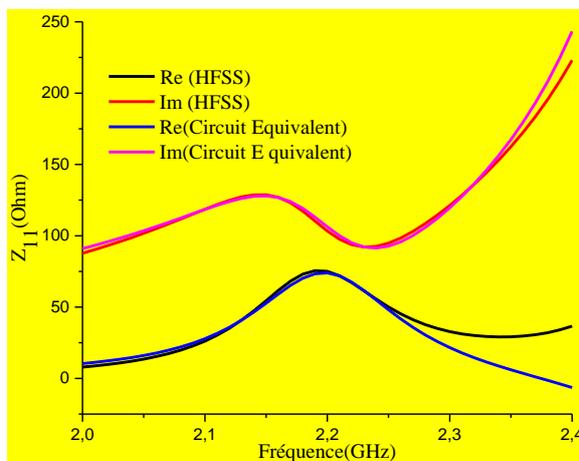
**Figure III.17** Impédance de couplage  
entrée-sortie  $Z_{21}$ : partie réelle et imaginaire

simulateurs ADS et HFSS.

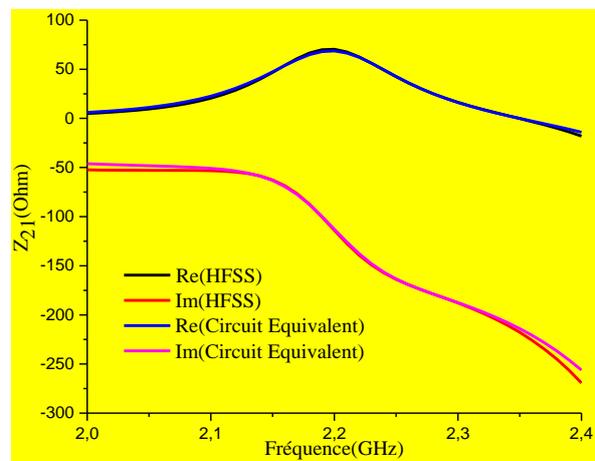
des deux simulateurs ADS et HFSS.

Les figures III.16 et 17 montrent la comparaison des résultats de simulation du logiciel HFSS ( $Z_{11}$  et  $Z_{21}$ ) de notre capteur avec ceux obtenus via le logiciel ADS. Nous constatons que le model électrique conçu exprime et interprète le fonctionnement de notre dispositif. Ceci est illustre par le bon accorde des deux résultats simulés.

La plage fréquentielle est élargie afin qu'on puisse placer les différentes parties, d'en déduire les valeurs des composants, les différents blocs et essentiellement le nombre de ces derniers.



**Figure III.18** Impédance d'entrée  $Z_{11}$ :  
partie réelle et imaginaire des deux  
simulateurs ADS et HFSS.



**Figure III.19** Impédance de couplage  
entrée-sortie  $Z_{21}$ : partie réelle et imaginaire  
des deux simulateurs ADS et HFSS.

### III.6 Extraction de la permittivité complexe

La forme quasi-linéaire des deux allures de  $f_{res}$  et  $Q$  de la structure planaire sélectionnée pour  $h=5$  mm selon l'axe  $ox$  (Fig. III.9 (b)) qui définit la variation de la fréquence de résonance et le facteur de qualité en fonction de la permittivité complexe des échantillons (différentes concentrations du mélange eau-éthanol), par conséquent cette forme peut être décrite sous forme d'un ensemble d'équations linéaires (Equ. III.4) [17-18] :

$$\Delta f_{res} = m_{11} \Delta \varepsilon' + m_{12} \Delta \varepsilon'' \quad (\text{III.4.a})$$

$$\Delta Q = m_{21} \Delta \varepsilon' + m_{22} \Delta \varepsilon'' \quad (\text{III.4.b})$$

d'où :

$$\begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \varepsilon' \\ \Delta \varepsilon'' \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

où :

$$\Delta f = f_{smp} - f_{ref} \quad (\text{III.6.a})$$

$$\Delta Q = Q_{smp} - Q_{ref} \quad (\text{III.6.b})$$

$$\Delta \varepsilon = \varepsilon_{smp} - \varepsilon_{ref} \quad (\text{III.6.c})$$

Les indices "smp" et "ref" symbolisent les valeurs correspondantes à l'échantillon à tester et celle du liquide de référence, respectivement. Pour notre cas nous avons pris la concentration 50% comme échantillon de référence [12].

Les valeurs de la fréquence de résonance  $\Delta f$ , le facteur de qualité  $\Delta Q$  et la permittivité complexe  $\Delta \varepsilon$  des différents échantillons [12] sont définies par les matrices  $Y_1$ ,  $Y_2$  et  $X$  respectivement.

$$X = \begin{bmatrix} \Delta \varepsilon'_{0\%} & \Delta \varepsilon''_{0\%} \\ \Delta \varepsilon'_{10\%} & \Delta \varepsilon''_{10\%} \\ \Delta \varepsilon'_{20\%} & \Delta \varepsilon''_{20\%} \\ \Delta \varepsilon'_{30\%} & \Delta \varepsilon''_{30\%} \\ \Delta \varepsilon'_{40\%} & \Delta \varepsilon''_{40\%} \\ \Delta \varepsilon'_{50\%} & \Delta \varepsilon''_{50\%} \\ \Delta \varepsilon'_{60\%} & \Delta \varepsilon''_{60\%} \\ \Delta \varepsilon'_{70\%} & \Delta \varepsilon''_{70\%} \\ \Delta \varepsilon'_{80\%} & \Delta \varepsilon''_{80\%} \\ \Delta \varepsilon'_{90\%} & \Delta \varepsilon''_{90\%} \\ \Delta \varepsilon'_{100\%} & \Delta \varepsilon''_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -34.6653 & -6.34555 \\ -27.2707 & -2.5691 \\ -20.5112 & -1.0463 \\ -12.1739 & 0.2374 \\ -7.7976 & -0.4162 \\ 0 & 0 \\ 5.8333 & -0.4094 \\ 16.5243 & -1.0522 \\ 22.0543 & -2.9299 \\ 28.9814 & -5.5352 \\ 33.9635 & -7.2582 \end{bmatrix}$$

$$Y_1 = \begin{bmatrix} \Delta f_{0\%} \\ \Delta f_{10\%} \\ \Delta f_{20\%} \\ \Delta f_{30\%} \\ \Delta f_{40\%} \\ \Delta f_{50\%} \\ \Delta f_{60\%} \\ \Delta f_{70\%} \\ \Delta f_{80\%} \\ \Delta f_{90\%} \\ \Delta f_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.1923 \\ 0.1194 \\ 0.0711 \\ 0.0397 \\ 0.0273 \\ 0 \\ -0.0192 \\ -0.0384 \\ -0.0349 \\ -0.0526 \\ -0.0614 \end{bmatrix}$$

$$Y_2 = \begin{bmatrix} \Delta Q_{0\%} \\ \Delta Q_{10\%} \\ \Delta Q_{20\%} \\ \Delta Q_{30\%} \\ \Delta Q_{40\%} \\ \Delta Q_{50\%} \\ \Delta Q_{60\%} \\ \Delta Q_{70\%} \\ \Delta Q_{80\%} \\ \Delta Q_{90\%} \\ \Delta Q_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -10.9058 \\ -10.1656 \\ -8.7604 \\ -6.4836 \\ -4.2567 \\ 0 \\ 1.3321 \\ 6.0456 \\ 11.5853 \\ 21.5407 \\ 29.4858 \end{bmatrix}$$

et

Les coefficients  $m_{11}$ ,  $m_{12}$ ,  $m_{21}$  et  $m_{22}$  donnés dans l'équation (III.5) sont des coefficients inconnus qui définissent la matrice M reliant la fréquence de résonance  $f_{res}$  et le facteur Q à la permittivité complexe des échantillons du mélange eau-éthanol.

Après le changement des variables  $\Delta f, \Delta Q$  et  $\Delta \epsilon$  par  $Y_1, Y_2$  et X, respectivement, l'équation (III.5) devient :

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} [X]^T \quad (III.7)$$

$$[Y_1 \quad Y_2]^T = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} [X]^T \quad (III.8)$$

Par une simple application de la pseudo-inversion [17] sur l'équation (III.8) nous obtiendrons :

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \end{bmatrix}^T = (X^T X)^{-1} \cdot X^T \cdot Y_1 \quad (\text{III.9.a})$$

$$\begin{bmatrix} m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}^T = (X^T X)^{-1} \cdot X^T \cdot Y_2 \quad (\text{III.9.b})$$

Après le calcul des coefficients de la matrice M, l'équation (III.5) s'écrit :

$$\begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0035 & -0.0095 \\ 0.5052 & -1.2641 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \varepsilon' \\ \Delta \varepsilon'' \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

Avec

$$M = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0035 & -0.0095 \\ 0.5052 & -1.2641 \end{bmatrix} \quad (\text{III.11})$$

Enfin, une fois les coefficients de la matrice M calculés, nous pouvons en déduire les coefficients de la matrice inverse  $M^{-1}$  avec laquelle il est possible de calculer la permittivité complexe de n'importe quel échantillon du mélange eau-éthanol.

$$\begin{bmatrix} \Delta \varepsilon' \\ \Delta \varepsilon'' \end{bmatrix} = [M]^{-1} \begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{bmatrix} \Delta \varepsilon' \\ \Delta \varepsilon'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -136.1989 & 1.0283 \\ -54.4386 & -0.3801 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (\text{III.13})$$

Donc:

$$[M]^{-1} = \begin{bmatrix} -136.1989 & 1.0283 \\ -54.4386 & -0.3801 \end{bmatrix} \quad (\text{III.14})$$

La matrice inverse  $M^{-1}$  calculée est l'identité de notre capteur planaire proposé, elle est utilisée pour la caractérisation et l'identification de la permittivité complexe d'un échantillon liquide quelconque.

**Tableau III.5 :** Comparaison du capteur proposé avec les données rapportées dans la littérature.

<i>References</i>	<i>Fréquence de résonance pour 0% d'eau (MHz)</i>	<i>Fréquence de résonance pour 100% d'eau (MHz)</i>	$\Delta f = f_{res0\%} - f_{res100\%}$ (MHz)	<i>Facteur de qualité maximal Q</i>
[12]	2348	2302	46	47
[17]	2370	2020	350	32
[19]	1980	1961	19	42
[20]	1970	1850	120	27
[21]	3050	2990	60	11
Structure proposée	2257	2003.3	253.7	50

### III.7 Conclusion

Le capteur planaire micro-ondes CSRR à base de métamatériaux proposé fonctionne à une fréquence moyenne de 2.2 GHz utilisé pour la caractérisation des échantillons du mélange binaire eau-éthanol placés dans un tube capillaire en verre dans une position horizontale parallèle à la structure du capteur où le CSRR est gravé dans le plan de masse de la structure. Il est toujours possible de changer facilement le diamètre du tube afin d'avoir de meilleures performances. L'excitation du capteur par la ligne de transmission située dans la partie inférieure du capteur induit une forte interaction entre le CSRR et l'échantillon à tester qui provoque un déplacement de la fréquence de résonance pour différentes fractions du mélange. Les deux paramètres fréquence de résonance  $f_{res}$  et facteur de qualité Q des fractions du mélange ont été obtenus par simulation par HFSS et validation par CST, une relation empirique a été utilisée pour déterminer la permittivité complexe de l'échantillon liquide du mélange eau-éthanol à partir de la fréquence de résonance et le facteur de qualité.

### Références

- [1] La Spada, L., & Vegni, L. (2018). Electromagnetic nanoparticles for sensing and medical diagnostic applications. *Materials*, 11 (4), 603.
- [2] Omer, A. E., Shaker, G., Safavi-Naeini, S., Kokabi, H., Alquié, G., Deshours, F., & Shubair, R. M. (2020). Low-cost portable microwave sensor for non-invasive monitoring of

blood glucose level: Novel design utilizing a four-cell CSRR hexagonal configuration. *Scientific Reports*, 10 (1), 1-20.

[3] Yu, H., Wang, C., Meng, F. Y., Liang, J. G., Kashan, H. S., Adhikari, K. K.,... & Kim, N. Y. (2020). Design and analysis of ultrafast and high-sensitivity microwave transduction humidity sensor based on belt-shaped MoO<sub>3</sub> nanomaterial. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 304, 127138.

[4] Chudpooti, N., Duangrit, N., Sangpet, P., Akkaraekthalin, P., Imberg, B. U., Robertson, I. D., & Somjit, N. (2020). In-situ self-aligned NaCl-solution fluidic-integrated microwave sensors for industrial and biomedical applications. *IEEE Access*, 8, 188897-188907.

[5] Jasińska, L., & Malecha, K. (2021). Microfluidic Modules Integrated with Microwave Components—Overview of Applications from the Perspective of Different Manufacturing Technologies. *Sensors*, 21 (5), 1710.

[6] Marinković, Z., Gugliandolo, G., Latino, M., Campobello, G., Crupi, G., & Donato, N. (2020). Characterization and neural modeling of a microwave gas sensor for oxygen detection aimed at healthcare applications. *Sensors*, 20 (24), 7150.

[7] Kim, H., Wigneron, J. P., Kumar, S., Dong, J., Wagner, W., Cosh, M. H.,... & Lakshmi, V. (2020). Global scale error assessments of soil moisture estimates from microwave-based active and passive satellites and land surface models over forest and mixed irrigated/dryland agriculture regions. *Remote Sensing of Environment*, 251, 112052.

[8] Cao, C., Chen, L., Zhu, Z., Yang, Y., Huangfu, J., Qiao, S., & Ye, D. (2020). Homogenization of artificial media with a transmission line approach. *Applied Physics A*, 126 (3), 1-9.

[9] Askari, M., Hutchins, D. A., Thomas, P. J., Astolfi, L., Watson, R. L., Abdi, M.,... & Clare, A. T. (2020). Additive manufacturing of metamaterials: a review, *Addit. Manuf.* 36 (2020), 101562.

[10] Abdulkarim, Y. I., Deng, L., Luo, H., Huang, S., Karaaslan, M., Altıntaş, O.,... & Albadri, K. S. L. (2020). Design and study of a metamaterial-based sensor for the application of liquid chemicals detection. *Journal of Materials Research and Technology*, 9 (5), 10291-10304.

[11] Khanna, Y., & Awasthi, Y. K. (2020). Dual-band microwave sensor for investigation of liquid impurity concentration using a metamaterial complementary split-ring resonator. *Journal of Electronic Materials*, 49 (1), 385-394.

- [12] Mosbah, S., Zebiri, C., Sayad, D., Elfergani, I., Bouknia, M. L., Mekki, S.,... & Abd-Alhameed, R. A. (2022). Compact and Highly Sensitive Bended Microwave Liquid Sensor Based on a Metamaterial Complementary Split-Ring Resonator. *Applied Sciences*, 12 (4), 2144.
- [13] Salim, A., & Lim, S. (2016). Complementary split-ring resonator-loaded microfluidic ethanol chemical sensor. *Sensors*, 16 (11), 1802.
- [14] Yeo, J., & Lee, J. I. (2019). High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital-capacitor-shaped defected ground structure for permittivity characterization. *Sensors*, 19 (3), 498.
- [15] Ebrahimi, A., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S., & Abbott, D. (2013). High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 14 (5), 1345-1351.
- [16] Sheikh, Y. A., Paracha, K. N., Ahmad, S., Bhatti, A. R., Butt, A. D., & Rahim, S. K. A. (2022). Analysis of Compact Dual-Band Metamaterial-Based Patch Antenna Design for Wearable Application. *Arabian Journal for Science and Engineering*, 47 (3), 3509-3518.
- [17] Javed, A., Arif, A., Zubair, M., Mehmood, M. Q., & Riaz, K. (2020). A low-cost multiple complementary split-ring resonator-based microwave sensor for contactless dielectric characterization of liquids. *IEEE Sensors Journal*, 20 (19), 11326-11334.
- [18] Gan, H. Y., Zhao, W. S., Liu, Q., Wang, D. W., Dong, L., Wang, G., & Yin, W. Y. (2020). Differential microwave microfluidic sensor based on microstrip complementary split-ring resonator (MCSRR) structure. *IEEE Sensors Journal*, 20 (11), 5876-5884.
- [19] Kumar, A., Rajawat, M. S., Mahto, S. K., & Sinha, R. (2021). Metamaterial-Inspired Complementary Split Ring Resonator Sensor and Second-Order Approximation for Dielectric Characterization of Fluid. *Journal of Electronic Materials*, 50 (10), 5925-5932.
- [20] Withayachumnankul, W., Tuantranont, A., Fumeaux, C., & Abbott, D. (2013). Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization. *Sensors and Actuators A: Physical*, 189, 233-237.
- [21] Awang, R. A., Tovar-Lopez, F. J., Baum, T., Sriram, S., & Rowe, W. S. (2017). Meta-atom microfluidic sensor for measurement of dielectric properties of liquids. *Journal of Applied Physics*, 121 (9) **094506** .

# **Chapitre IV :**

**Simulation et réalisation  
d'un capteur CSRR à haute  
sensibilité.**

### IV-1 Introduction

Les réseaux de capteurs sans fil sont essentiels dans notre société et deviennent partie intégrante de notre environnement [1–6]. Ces capteurs font l'objet de recherches très actives en raison de l'intérêt croissant qu'ils suscitent dans de nombreux domaines, tels que la surveillance de l'environnement [1-2], le contrôle industriel [3], la sécurité de l'information [4], l'Internet des véhicules [5] et durée de vie du réseau [6]. L'objectif de ces études est de développer des capteurs sensibles, rapides et faciles à utiliser. La technologie des capteurs hyperfréquences peut fournir des capteurs passifs sans fil en plus des réseaux de capteurs sans fil. Les capteurs hyperfréquences sont le cadre technologique actuel qui a le plus retenu l'attention des chercheurs ces dernières années. Ces capteurs offrent de nombreux avantages, notamment de faibles coûts de fabrication, une sensibilité élevée et une grande durabilité ; ces avantages en font des choix très attrayants et privilégiés dans une variété de domaines de recherche, y compris la biomédecine [7-10], la chimie [11-13], l'électronique et l'industrie [7-14-15] ; ils ont même récemment été utilisés dans des applications de sécurité alimentaire et des systèmes mécaniques [16-18].

Dans le domaine de la technologie des capteurs micro-ondes, une nouvelle perspective a été développée en utilisant le concept de métamatériaux [19-20]. Ce sont des matériaux d'ingénierie inventés pour la première fois par Veselago [21], composés de résonateurs subwavelength, et ont été validés expérimentalement ces dernières années. Les métamatériaux sont d'un grand intérêt, car ils contribuent efficacement à la conception de nombreux nouveaux dispositifs, garantissant des propriétés électromagnétiques inhabituelles qui peuvent ne pas être facilement disponibles dans la nature [22-23], telles que la réalisation de métamatériaux passifs à double négatif (DNM) pour permittivité ( $\epsilon$ ) et perméabilité ( $\mu$ ) simultanément négatives, et métamatériaux à un seul négatif (SNM), où ( $\epsilon$ ) ou ( $\mu$ ) est négatif, appelés respectivement ENG et MNG [24–27].

Dans la littérature antérieure, une variété de capteurs à résonateur à anneau fendu (SRR) [28-31] et à résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR) [32–35] ont été proposés et étudiés. Les SRR et les CSRR sont populaires dans la conception des composants micro-ondes, répondant aux normes les plus élevées de précision et de sensibilité [36], et montrent de grandes capacités de miniaturisation car ils permettent un décalage de la fréquence de résonance vers des valeurs inférieures [28-37-38]. L'inconvénient des capteurs basés sur SRR est qu'ils ne supportent pas les champs électriques élevés et ne conviennent pas à la détection de grands signaux micro-ondes. Des efforts sont constamment déployés pour améliorer les

## **Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.**

---

systèmes de capteurs à micro-ondes et surmonter ce problème. Les capteurs micro-ondes à base de CSRR sont basés sur le couplage électrique de ces derniers, qui sont généralement gravés dans le plan de masse et ont de grands champs électriques en interaction [39]. Les CSRRS sont la topologie de métamatériaux la plus largement utilisée dans la conception de capteurs appropriés pour la détection des liquides à concentration très sensibles, en raison de leur profil bas et de leur adaptabilité à diverses applications pratiques [40].

Dans ce travail de simulation, un capteur microruban plié est présenté compact à très haute sensibilité basé sur le CSRR pour la caractérisation des liquides. Cette étude est basée sur le modèle du capteur planaire étudié par Chuma dans [41], où le placement du tube capillaire a été arrangé pour être en position verticale à la surface du capteur, traversant le patch, le substrat et le plan de masse. Des modifications ont été apportées à ce dernier afin d'améliorer ses performances. Tout d'abord, le placement du tube à essai liquide a été réajusté pour s'allonger horizontalement sur la surface du capteur, aidant à augmenter l'interaction entre le champ électrique et le liquide examiné ; cela a amélioré à la fois la sensibilité du capteur et le facteur de qualité  $Q$ . Par la suite, la structure mince et plate a été pliée autour d'un cylindre de rayon  $R$  afin d'augmenter encore la surface de contact entre la paroi de tube de test et la surface du capteur.

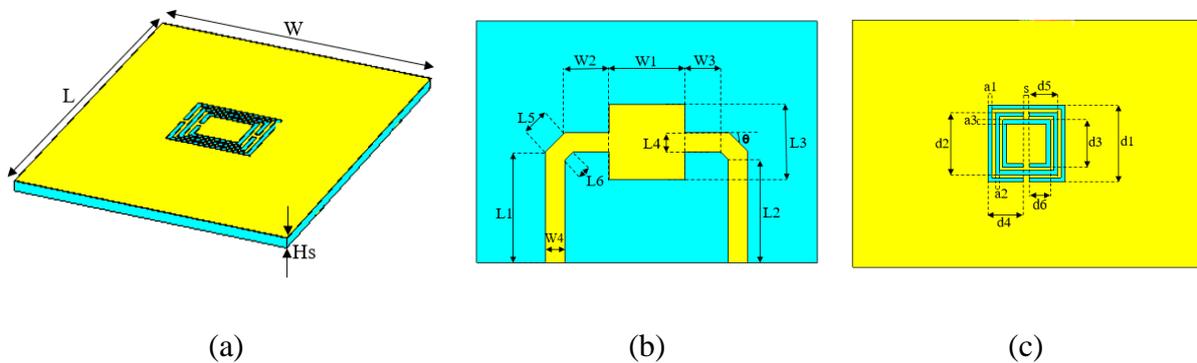
La forme pliée qui en résulte renforce la propagation lente des ondes au sein de la structure. Ainsi, l'effet d'onde lente conduit à un temps d'interaction accru entre le champ électrique et le liquide testé [27]. Ce phénomène d'onde lente permet de concevoir un capteur à très grande sensibilité. Une étude de simulation a été réalisée pour caractériser divers liquides diélectriques d'éthanol délué dans l'eau pour différentes concentrations. En pratique, par exemple : dans les carburants pour moteurs, les produits pharmaceutiques et les compositions médicales [41], les liquides d'éthanol se caractérisent généralement par leur concentration élevée et leur polyvalence. Les échantillons du mélange eau-éthanol sont remplis dans une éprouvette en verre à la surface du capteur, d'une part pour la sécurité du capteur, d'autre part la possibilité de réutilisation et la facilité d'utilisation. Cela permet une analyse rapide et fiable des propriétés diélectriques du liquide aux fréquences micro-ondes.

### **IV.2. Structure du capteur et étapes de conception**

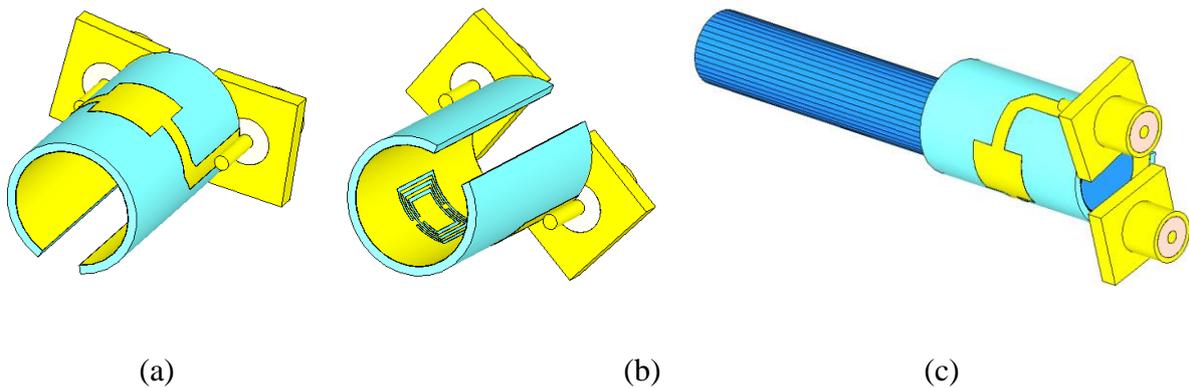
La structure de base du capteur planaire [41], est constitué d'un patch rectangulaire alimenté par une ligne microruban à deux ports, a été imprimée sur un substrat Roger RO3035

## Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.

de 0.75 mm d'épaisseur avec une constante diélectrique  $\epsilon_r = 3.5$  et une tangente de perte de  $\tan\delta = 0.0015$ . La structure avait des dimensions globales de  $L \times W = 20 \times 28 \text{ m}^2$  (Figure IV.1). La couche de cuivre de masse contient un résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR). Les conducteurs utilisés dans cette conception (patch et plan de masse) sont implantés dans le substrat à base de couches de cuivre de 35  $\mu\text{m}$  d'épaisseur. La configuration finale du capteur plié est présentée dans la Figure IV.2. La nouveauté de ce travail réside dans l'investigation d'une nouvelle structure de forme courbée visant à améliorer les performances du capteur hyperfréquence. Les propriétés géométriques de notre capteur proposé sont éllustrées dans le tableau IV.1.



**Figure IV.1.** Dimensions géométriques du capteur à structure planeaire [41] : (a) vue en perspective ; (b) vue de dessus ; (c) vue de dessous.

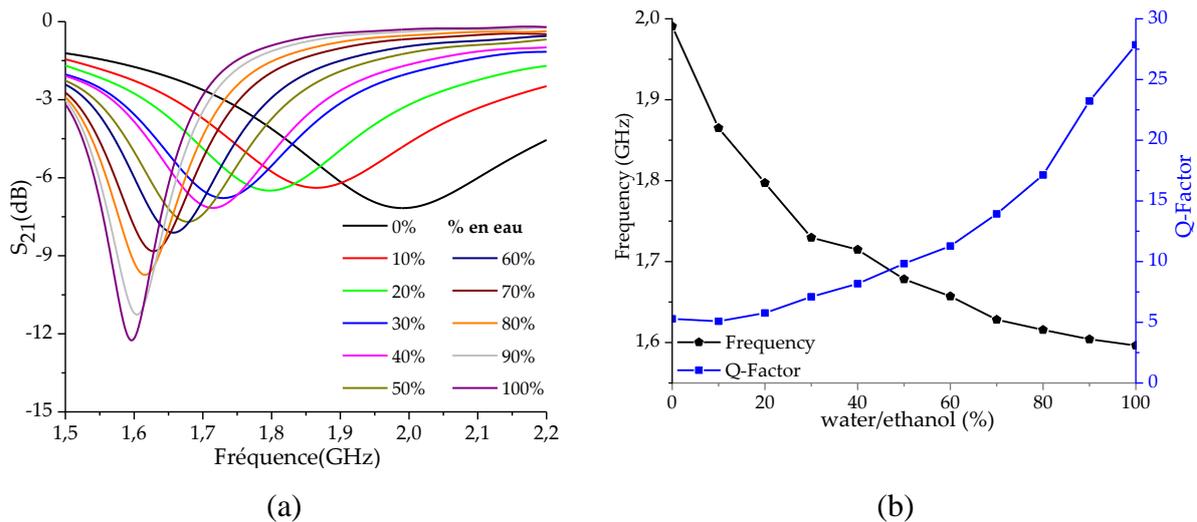


**Figure IV.2.** Vue 3D du capteur proposé (structure pliée) : (a) vue latérale supérieure ; (b) vue latérale intérieure ; (c) structure finale avec tube de test intégré.

**Table IV.1.** Paramètres géométriques de la structure du capteur proposée.

Paramètres	W	L	Hs	W1	W2	W3	W4	L1	L2	L3	L4	L5
Valeur (mm)	28	20	0.75	1.6	3.6	2.94	1.6	9.2	8.54	6.2	1.6	2.26
Paramètres	L6	d1	d2	d3	d4	d5	d6	a1	a2	a3	S	$\theta$
Valeur (mm)	0.94	6.2	5.02	3.84	2.85	2.26	1.67	0.33	0.33	0.33	0.5	45°

La sensibilité  $S$  du capteur a été analysée selon les résultats présentés selon les allures du coefficient de transmission  $S_{21}$ . Le décalage de la fréquence de résonance ( $\Delta f_r = f_{r\_0\%} - f_{r\_100\%}$ ) de  $S_{21}$  a été déduit. Le pourcentage de décalage de fréquence relatif ou facteur de qualité  $Q$  est :  $(\Delta f_r (3 \text{ dB}) / f_{r\_ref} (\%))$  a également été pris en compte. Ensuite, la sensibilité  $S$  du capteurs a été définie comme le rapport du changement de la fréquence de résonance au changement de la permittivité :  $(S = \Delta f_r / \Delta \epsilon_r = |f_{r\_0\%} - f_{r\_100\%}| / (\epsilon_{r\_0\%} - \epsilon_{r\_100\%}))$  [42], [43].



**Figure IV.3.** Simulations CST du capteur à structure pliée : (a) paramètre  $S_{21}$ , (b) facteur de qualité  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$  pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol dans un tube d'essai de rayon  $r = 3.75$  mm.

Le coefficient de transmission  $S_{21}$ , la fréquence de résonance  $f_r$  et le facteur de qualité  $Q$  du notre capteur à structure pliée proposé, ainsi que les résultats de la simulation CST du mélange des différentes concentrations eau-éthanol, sont présentés dans la figure IV.3 (a), (b), respectivement. Le capteur final conçu présentait une sensibilité très élevée et un facteur de qualité acceptable par rapport à ceux rapportés dans [41]. La gamme de fréquences était de 400 MHz pour un décalage de permittivité de 65 [44] (voir annexe A). Cela nous a permis

d'atteindre une sensibilité très élevée de 6.15. De plus, notre capteur fonctionne à une fréquence centrale de 1.8 GHz.

### IV.3. Simulation et discussion des résultats expérimentaux

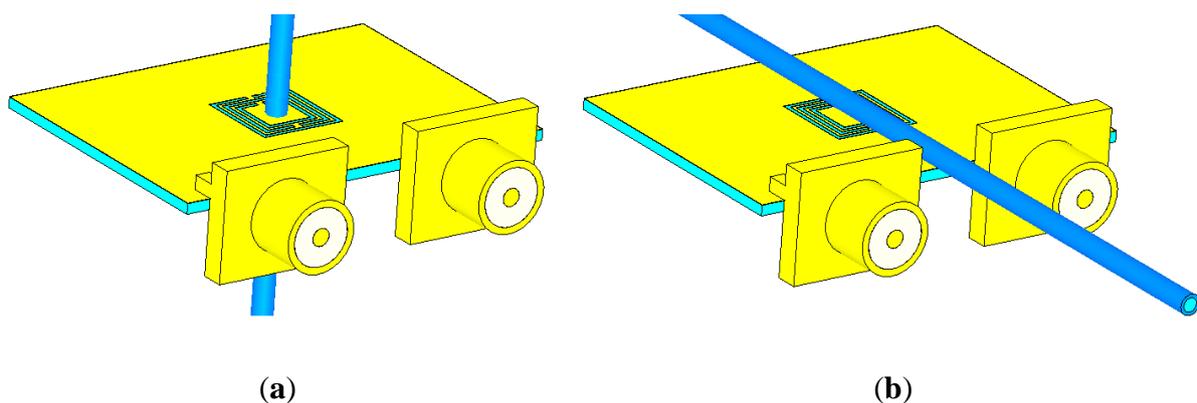
Dans les sous chapitres suivants, nous présentons l'évolution par étapes de la conception proposée, à partir de la validation du prototype de base de Chuma [41], et nous terminons par la conception finale avec les modifications appliquées : le placement parallèle du tube de test et la forme courbée du capteur en structure pliée autour d'un cylindre de rayon R.

#### IV.3.1. Structure planaire

La figure IV.4 (a) illustre le capteur original hyperfréquence planaire rectangulaire à base de métamatériau alimenté par microruban symétrique à deux ports présenté dans [41]. Une cellule CSRR est gravée sur le plan de masse, avec un trou centré traversant le patch et le substrat, de manière à placer l'éprouvette d'échantillons liquides normalement par rapport à la surface du capteur.

#### A. Validation des résultats expérimentaux publiés dans [41]

Tout d'abord, nous avons validé les résultats expérimentaux [41] de la première structure originale du capteur planaire de base Figure IV.4 (a) en comparant les résultats de simulation CST avec ceux de l'expérience publiée dans [41], où seuls les résultats expérimentaux ont été rapportés, sans validation de simulation. Les résultats de la validation sont présentés dans la figure IV.6 (a).



**Figure IV.4.** Capteur à structure planaire : (a) tube de teste en position vertical [41], (b) tube de teste en position horizontal.

La figure IV.6 (a) illustre le paramètre  $S_{21}$  CST simulé par rapport aux données expérimentales rapportées dans [41]. Les tests de validation sur la conception montrent que

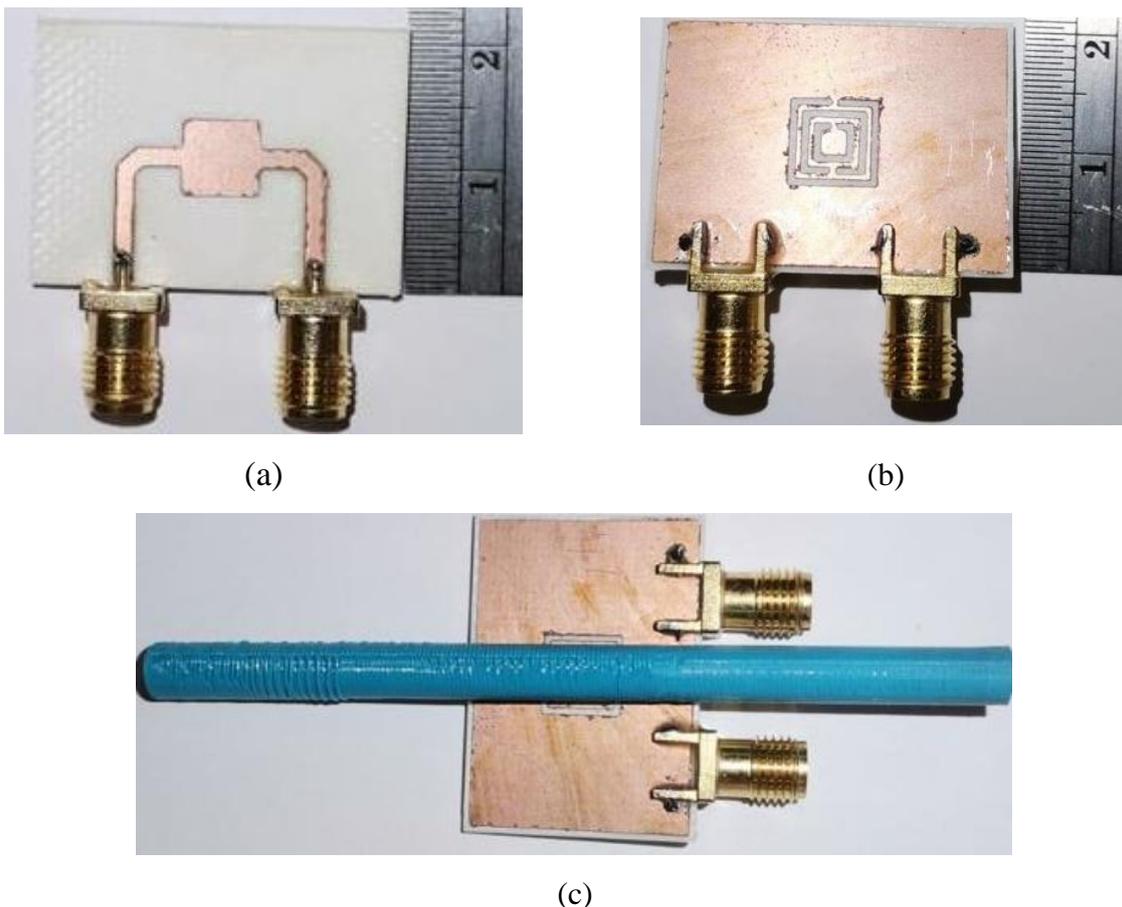
## Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.

les résultats de simulation et les données de mesure [41] sont en bon accord pour les trois cas considérés (concentration d'eau 0 %, 100 % et air (Figures IV.6 (a)). Il convient de noter que plus la concentration en eau dans le mélange est élevée, plus la fréquence du pic est faible. D'autre part, les modèles de fréquence de résonance et de facteur de qualité se chevauchent presque, avec un décalage de moins de 5 MHz (Figure IV.7 (a)).

### B.. resultats expérimentaux

La deuxième structure, où le placement du tube de test a été modifié pour être horizontal parallèle au côté inférieur du capteur (côté CSRR) Figure IV.4 (b), a été fabriquée comme illustré dans la Figure IV.5. Les résultats de simulations ont montré un bon accord avec ceux de l'expérimentals Figure IV.6 (b).

Le tube capillaire en verre a été facilement produit à l'aide d'une imprimante 3D Creality Ender-3 Pro utilisant une buse de 0.2 mm et un filament PLA. Ceci a été utilisé dans le cas des mesures de la structure planne.



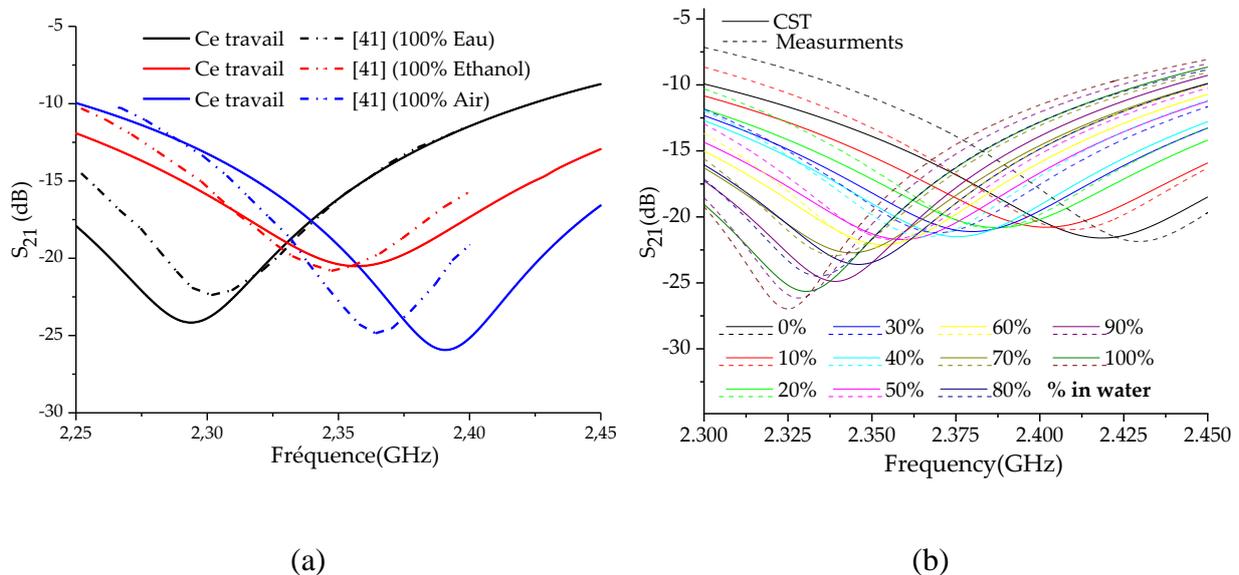
**Figure IV.5.** Prototype de capteur fabriqué : (a) vue de dessus ; (b) vue de dessous ; (c) capteur à structure planaire avec tube de test intégré en position horizontale.

## Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.

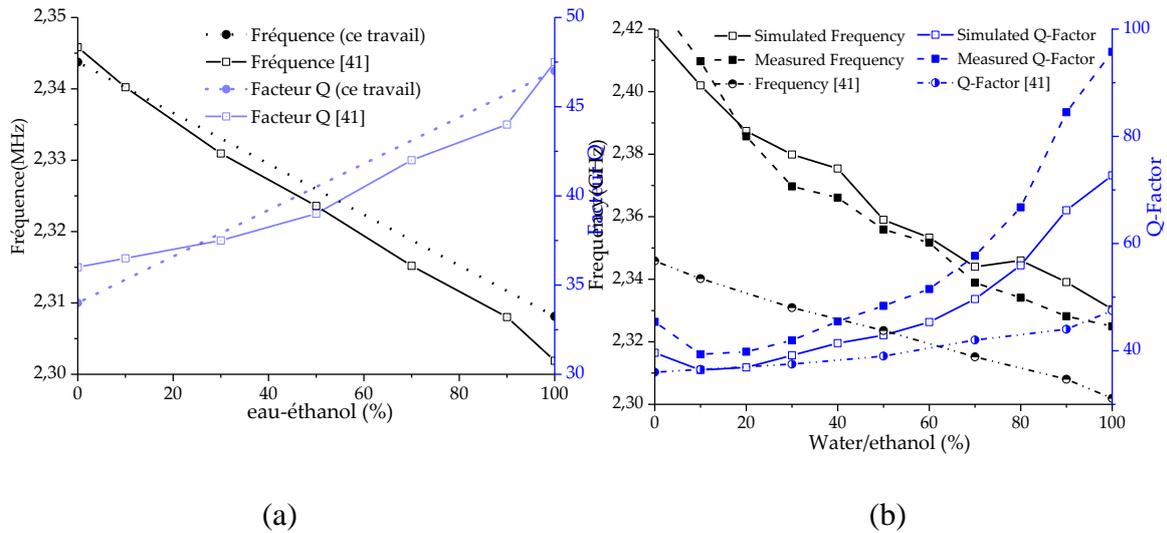
Ce type de tube capillaire est couramment utilisé dans les environnements cliniques et de laboratoire ; il mesure 75 mm de long, avec un rayon extérieur de 0.75 mm, un rayon intérieur de 0.5 mm et une permittivité relative de 5.5. Après la confirmation du potentiel de l'application de détection micro-ondes par les calculs numériques, le modèle de capteur micro-ondes a été fabriqué sur un substrat Roger RO3035 de 0.75 mm d'épaisseur avec le système de prototypage PCB Eleven Lab, comme illustré dans la figure IV.5.

Ce nouveau placement de tube horizontal a apporté un avantage significatif en termes d'interaction de champ avec le liquide testé, améliorant considérablement la sensibilité du capteur.

La figure IV.6 (b) illustre le paramètre  $S_{21}$  de simulations CST comparé avec les mesures expérimentales de conception de tubes de test horizontaux d'un mélange eau-éthanol, avec un rayon extérieur  $r = 0.75$  mm, il est clair que les deux allures sont presque superposées. La figure IV.7 (b) illustre les allures de  $Q$  et  $f_r$  des deux positions de tube de test, vertical et horizontal. En conséquence, les valeurs de sensibilité et facteur de qualité sont doublées au cas du tube de test horizontal par rapport au cas vertical. Notez que le facteur de sensibilité du capteur de tube de test vertical était de 38 MHz [41], alors qu'il est devenu de 89 MHz pour le cas horizontal, et que le facteur de qualité augmentait de 47 % à 73 %, respectivement.



**Figure IV.6** paramètres  $S_{21}$  : (a) validation CST de la structure planaire à tube de test vertical pour des échantillons (eau, éthanol et air) par rapport aux mesures [41], (b) comparaison des résultats simulés avec ceux mesurés expérimentalement (ce travail) pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol en position horizontale du tube de test.

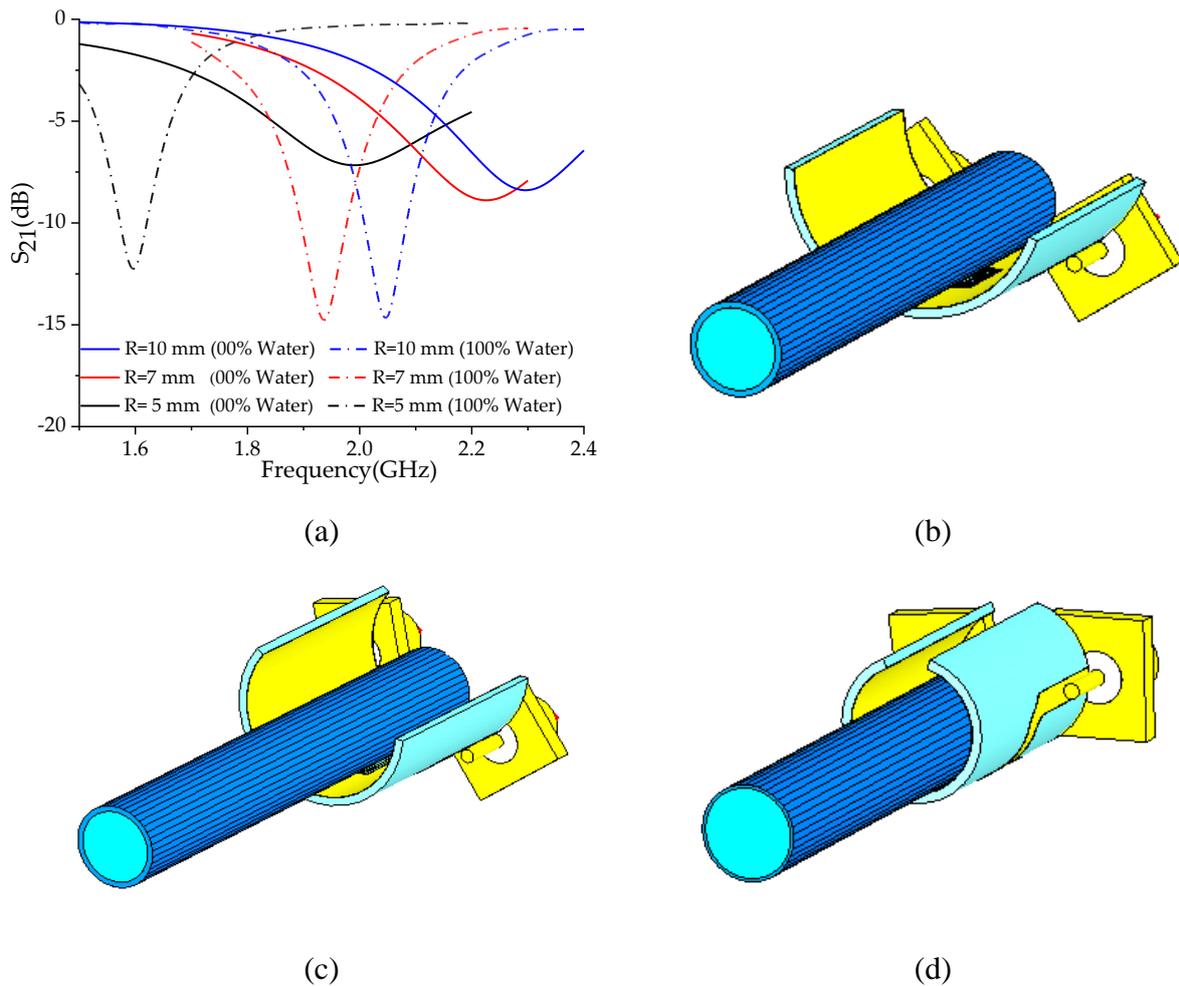


**Figure IV.7.** Facteur de qualité Q et fréquence de résonance  $f_r$  pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol : (a) validation CST de résultats de mesure en position vertical de tube de test [41], (b) comparaison des résultats simulés avec ceux mesurés expérimentalement en position horizontal de tube de teste (ce travail) et ceux mesurés en position verticales de l'éprouvette de test [41].

### IV.3.2. Structure Pliée

#### IV.3.2.1. Effet du rayon du cylindre R

Afin d'obtenir un facteur de sensibilité le plus élevé possible, diverses modifications ont été apportées à la configuration d'origine. La structure planaire a été pliée en une forme cylindrique en gardant la géométrie d'origine inchangée. Les différentes formes pliées ont été effectuées pour différentes valeurs du rayon de courbure R : 10, 7.5 et 5 mm (figure IV.8 (b), (c) et (d)) respectivement.



**Figure IV.8.** Capteur conçu dans l'interface CST : (a) Les réponses  $S_{21}$  (0% et 100% eau) pour les trois valeurs du rayon de courbure  $R$  en présence de tube de test de rayon  $r = 3.75$  mm. (b) Structure pliée pour  $R = 10$ , (c)  $R = 7.5$  mm et (d)  $R = 5$  mm.

Les reponses du coefficient de transmission  $S_{21}$  affectées par les differentes formes pliées de la structure de détection pour un tube de test de rayon  $r = 3,75$  mm sont présentés dans la Figure IV.8 (a). La bande de fréquence a augmenté proportionnellement avec un rayon de courbure plus petit ( $R = 5$  mm). On peut voir que l'intervalle de fréquence entre les concentrations d'eau supérieure (100 % d'eau) et inférieure (0 % d'eau) augmente avec la diminution du rayon de courbure pour 10 mm, 7,5 mm et la valeur minimale possible de 5 mm. Au-delà, la structure n'est pratiquement plus réalisable, du fait de la déformation de la structure ; par conséquent, la sensibilité augmente, et atteint son maximum.

➤ **Remarque**

Plier la structure sur un rayon de cylindre plus petit, maximum d'ondes sont confinées d'où une amélioration et augmentation de la sensibilité du capteur. Le tableau IV.2 résume les principaux résultats obtenus.

**Table IV.2.** Effet du rayon de courbure sur la sensibilité du capteur plié.

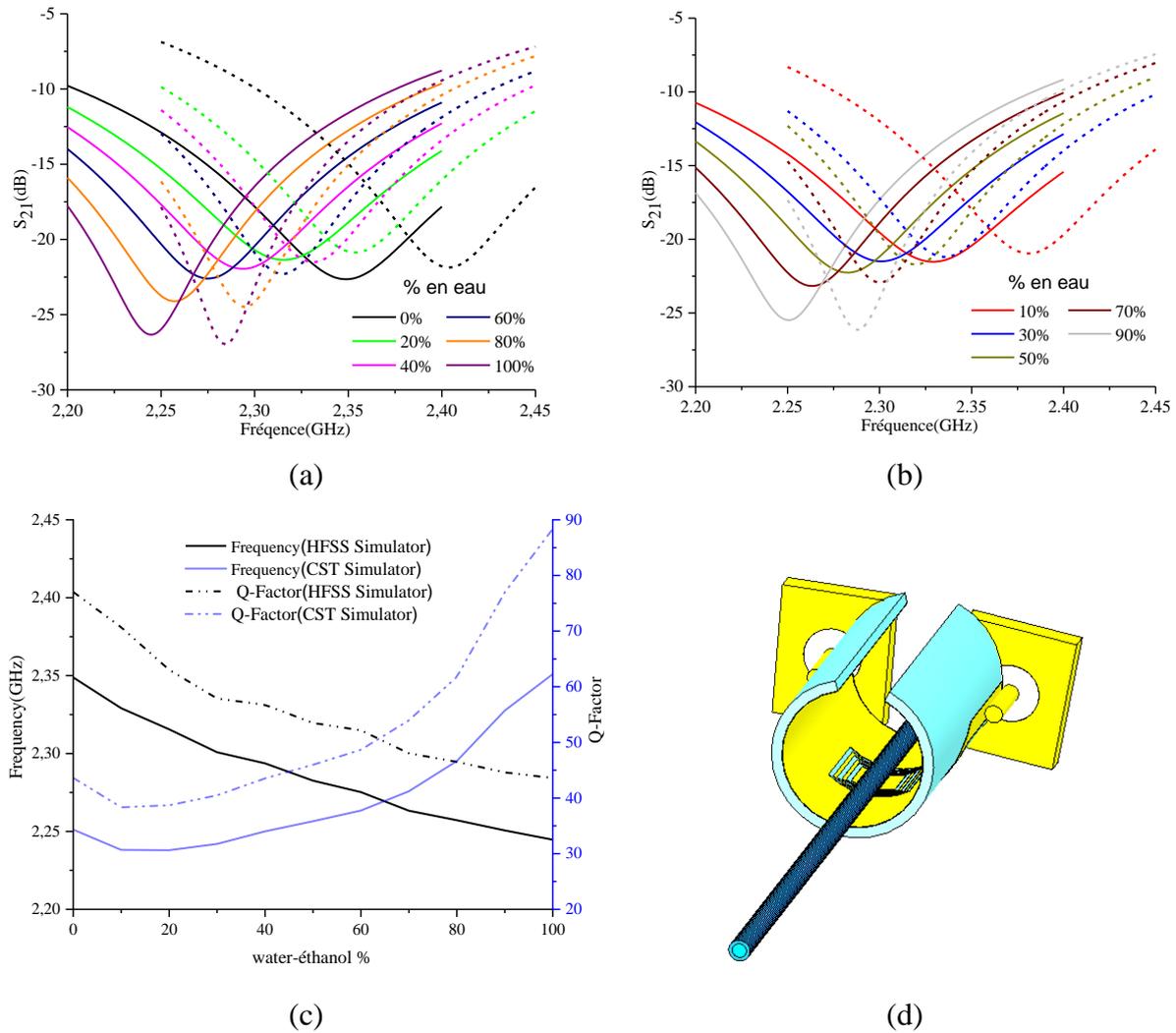
Rayon de courbure	Fréquence de résonance 0% (MHz)	Fréquence de résonance 100% (MHz)	Fréquence de résonance $\Delta f_r$ (MHz)	Maximum Facteur Q
R= 10 mm	2295.6	2046.3	249.3	38.6
R= 7.5 mm	2225.6	1936.4	289.2	34
R= 5 mm	1990.7	1596.3	394.5	27.9

### IV.3.2.2. Effet du rayon du tube à essai r

En plus de sa manipulation simple et rapide, la configuration en position horizontale du tube à essai nous a permis d'étudier davantage plusieurs cas de structures possibles en fonction du rayon du tube r dans le but d'optimisation. Cependant, la configuration normale [41] n'autorisait qu'un seul cas de rayon ( $r = 0.75$  mm), puisque le tube était inséré à travers un trou percé dans le substrat.

#### IV.3.2.2.1 Rayon du tube $r=0.75$ mm

La figure IV.9 présente une simulation CST validée par Ansys HFSS pour une éprouvette de rayon  $r = 0.75$  mm.



**Figure IV.9.** Comparaison des résultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=0.75\text{mm}$ .

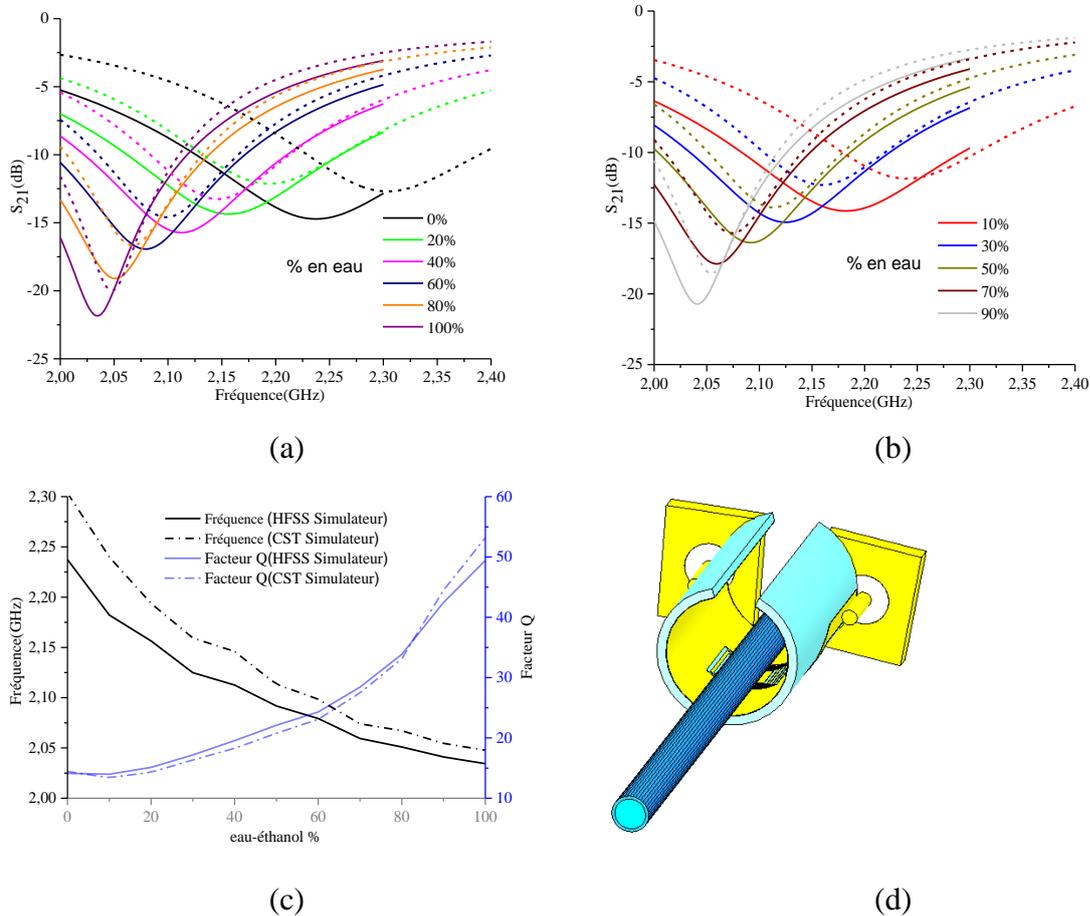
Les deux résultats de réponse du simulateur  $S_{21}$  à la résonance étaient similaires pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol, avec un décalage de 50 MHz (Figure IV.9 (a), (b)). Une sensibilité du capteur de 1.7 kHz et un facteur de qualité de 88.35 % ont été obtenus en utilisant CST. Ces résultats étaient proches de ceux obtenus à HFSS 1.5 kHz et 62.25 %, respectivement. Pour ce cas, notre dispositif fonctionne à une fréquence d'environ 2.4 GHz.

#### IV.3.2.2.2 Rayon de tube $r=1.5\text{mm}$

De la même manière, comme le montre la figure IV.10 ( $r = 1.5 \text{ mm}$ ), la sensibilité a été multipliée par près de 2.5 par rapport au cas du  $r = 0.75 \text{ mm}$ , tandis que le facteur de qualité

## Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.

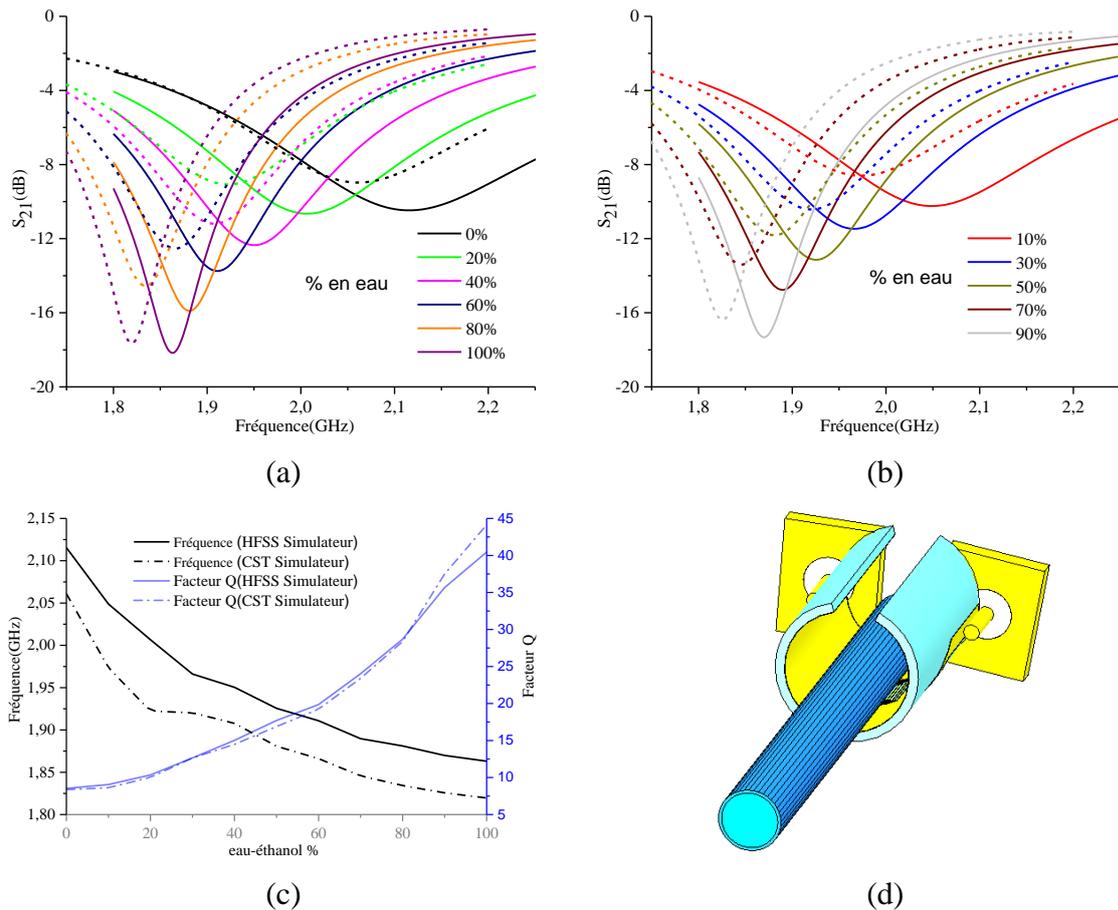
(qui a un lien direct avec la composante imaginaire de la permittivité) diminué de 15 %. Les allures de résultats CST et HFSS presque se chevauchent. La fréquence de résonance de ce boîtier a diminué, atteignant en moyenne une valeur de 2.2 GHz.



**Figure IV.10.** Comparaison des résultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité  $Q$  du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=1.5$  mm.

### IV.3.2.2.3 Rayon de tube $r=2.5$ mm

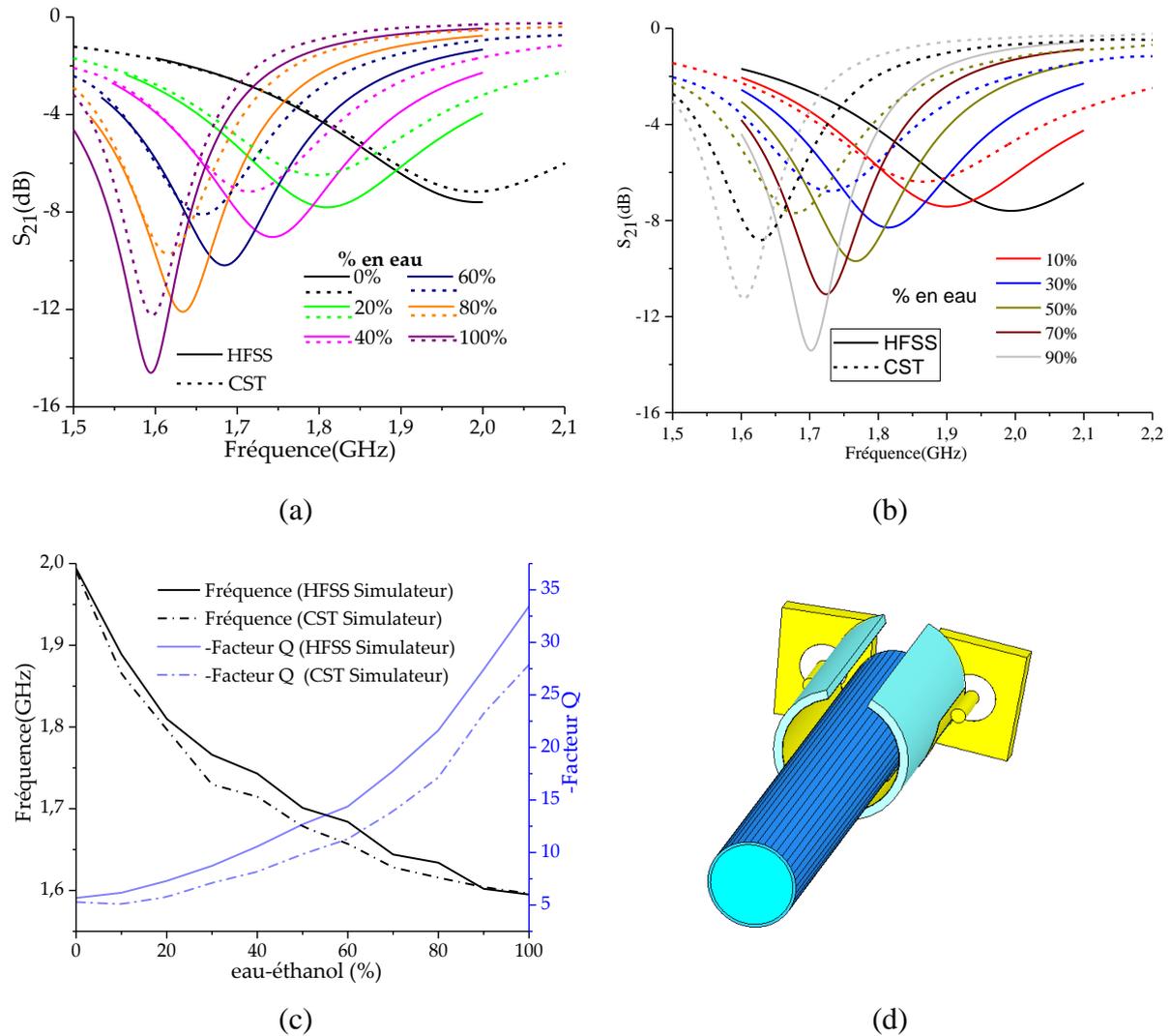
Pour  $r = 2.5$  mm, une amélioration des performances du capteur proposé a été constatée. La bande de fréquence a diminué et atteint une valeur moyenne de 2 GHz à la résonance, avec une sensibilité stable et une légère diminution du facteur de qualité. De plus, les résultats  $S_{21}$  simulés par CST et HFSS sont assez proches presque superposés (Figure IV.11).



**Figure IV.11** Comparaison des résultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=2.5$ mm.

#### IV.3.2.2.4 Rayon de tube $r=3.75$ mm

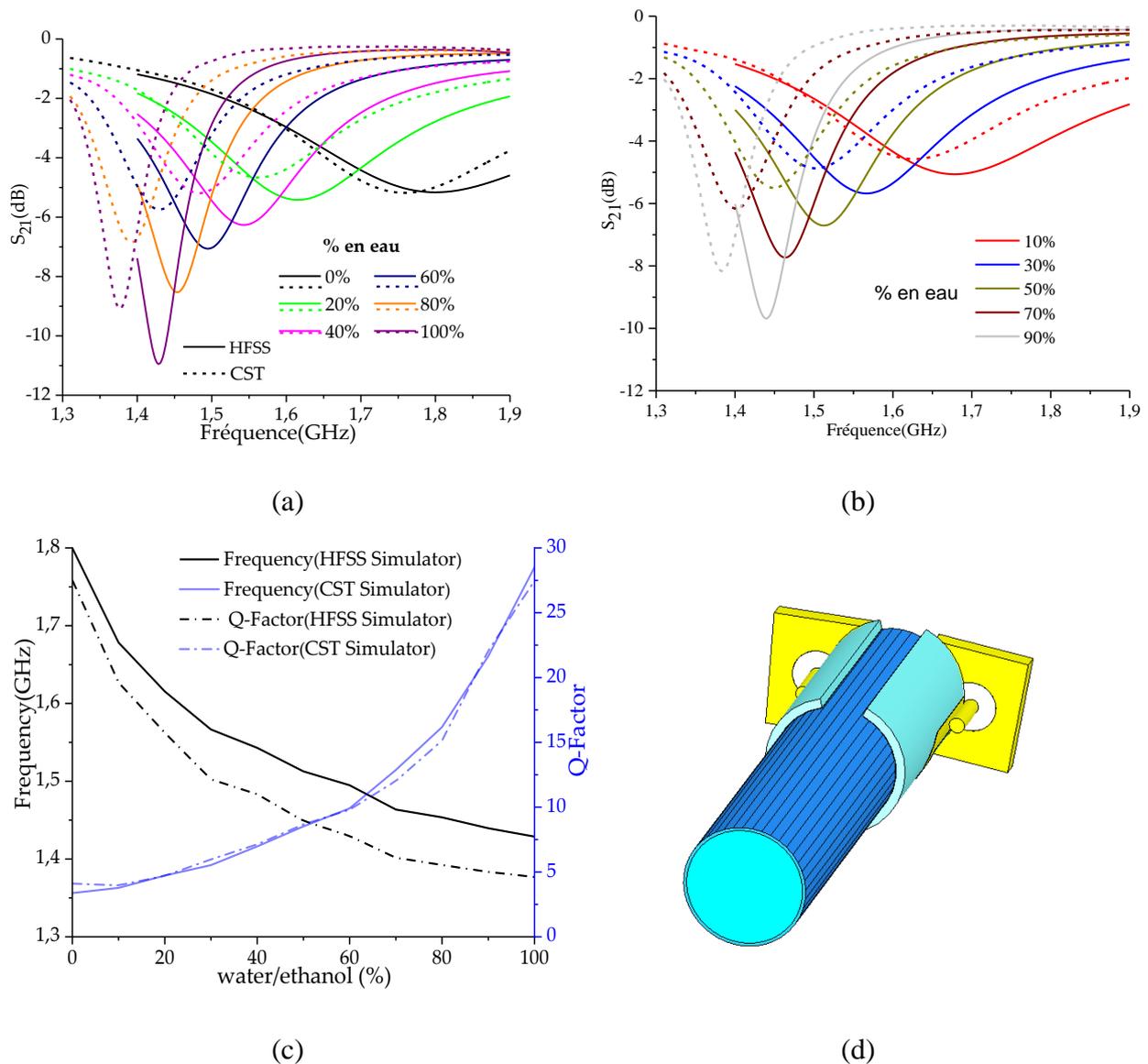
Pour  $r = 3.75$  mm, les résultats de simulations comparés étaient plus proches et presque se chevauchaient à des concentrations plus faibles (0%, 10% et 20%). En revanche, ils se sont légèrement éloignés l'un de l'autre à d'autres concentrations figure IV.12, et une augmentation importante de la sensibilité S et atteint sa valeur maximal (cas du r choisie) par rapport aux cas précédents a été observée avec un décalage de fréquence remarquable qui s'étal à une valeur de 400 MHz figure IV.12 (a). De la même manière, une légère diminution du facteur qualité a été observée. La fréquence de résonance centrale a diminuée jusqu'à atteindre 1.8 GHz.



**Figure IV.12.** Comparaison des résultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité Q du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur Q et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=3.75$ mm.

#### IV.3.2.2.5 Rayon de tube $r=5$ mm

De même, pour  $r = 5$  mm (Figure IV.13), la sensibilité a été améliorée de plus de 3 fois par rapport à celle de  $r = 0.75$  mm, avec une diminution du facteur de qualité de 30 %. Les résultats de la validation  $S_{21}$  HFSS sont proches de ceux obtenus par CST pour différentes concentrations du mélange eau-éthanol. La fréquence de résonance atteint une valeur d'environ 1.4 GHz.



**Figure IV.13.** Comparaison des résultats de simulation CST et HFSS en réponse  $S_{21}$  et facteur de qualité  $Q$  du mélange eau-éthanol pour différentes fractions volumiques, (a) fractions paires du  $S_{21}$ , (b) fractions impaires du  $S_{21}$ , (c) facteur  $Q$  et fréquence de résonance  $f_r$ . (d) structure pliée avec tube de test intégré pour  $r=5\text{mm}$ .

➤ **Discussion et interprétations**

Selon le tableau IV.3, la précision et la fiabilité du dispositif proposé ont été améliorées grâce à cinq mesures pour différents rayons de tube de test. Par exemple, les tubes avec  $r = 0.75$  et  $1.5$  mm avaient des facteurs  $Q$  plus élevés et étaient principalement utilisés pour extraire la partie imaginaire de la permittivité ( $\epsilon''$ ). Les tubes avec des rayons plus grands ( $r = 3.75$  et  $5$  mm) avaient une fréquence de plage de sensibilité de 400 MHz ; par conséquent, ils ont été avantageusement utilisés pour la permittivité et l'extraction de la partie réelle ( $\epsilon'$ ), puisque  $\epsilon'$  et  $\epsilon''$  sont directement liés à  $\Delta f_r$  et au facteur  $Q$ , respectivement [45].

**Table IV.3.** Sensibilité pour différents rayons de tube de test.

Rayon de tube (mm)	Fréquence résonance fraction 0% eau (MHz)	deFréquence de résonance fraction 100% eau (MHz)	$\Delta f_r$ (MHz)	Facteur de qualité maximal (%)
r=0.75	2403.7	2284.3	119.4	88.4
r=1.5	2303.6	2047.8	255.8	53.2
r=2.5	2061.1	1819.6	241.5	44.1
r=3.75	1990.7	1596.3	394.5	27.9
r=5	1758.6	1376.9	381.7	23.3

### IV.3.3 Extraction de la permittivité complexe

La méthode des moindres carrés [32] a été utilisée pour déterminer la permittivité complexe pour différentes concentrations d'éthanol dans l'eau. Les fonctions de permittivité complexes sont liées au changement de la fréquence de résonance et du facteur Q. La variation de la fréquence de résonance et du facteur Q est décrite en termes de permittivité complexe de l'échantillon liquide, en utilisant les équations linéaires [32-41] traduites en matrice M (Equation (IV.1)). Pour une analyse mathématique permettant la détermination des coefficients de la matrice, les valeurs de référence de la permittivité complexe pour différentes concentrations ont été extraites de [43]. Ces valeurs sont données dans des tableaux et illustrées par des figures dans l'annexe A, afin de permettre une meilleure compréhension des concentrations en mélange eau-éthanol pour des gammes de fréquences importantes.

$$\begin{bmatrix} \Delta f \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \varepsilon' \\ \Delta \varepsilon'' \end{bmatrix} \quad (\text{IV.1})$$

Où :

$$\Delta f = f\langle ech \rangle - f\langle ref \rangle \quad (\text{IV.2})$$

$$\Delta Q = Q\langle ech \rangle - Q\langle ref \rangle \quad (\text{IV.3})$$

$$\Delta\varepsilon = \varepsilon\langle ech \rangle - \varepsilon\langle ref \rangle \quad (IV.4)$$

.où  $m_{11}$ ,  $m_{12}$ ,  $m_{21}$  et  $m_{22}$  sont des coefficients de la matrice M inconnus,  $\Delta\varepsilon$  est la permittivité complexe relative,  $\Delta f$  est la fréquence de résonance relative et  $\Delta Q$  est le facteur de qualité relatif. La valeur de référence pour les trois paramètres à des fins d'analyse est prise à une concentration d'eau de 50 %. Les décalages des valeurs liées à la variation de la permittivité complexe, de la fréquence de résonance et du facteur Q pour différents échantillons du mélange eau-éthanol sont définis par les matrices X,  $Y_1$  et  $Y_2$ , respectivement, comme suit :

$$X = \begin{bmatrix} \Delta\varepsilon'_{0\%} & \Delta\varepsilon''_{0\%} \\ \Delta\varepsilon'_{10\%} & \Delta\varepsilon''_{10\%} \\ \Delta\varepsilon'_{20\%} & \Delta\varepsilon''_{20\%} \\ \Delta\varepsilon'_{30\%} & \Delta\varepsilon''_{30\%} \\ \Delta\varepsilon'_{40\%} & \Delta\varepsilon''_{40\%} \\ \Delta\varepsilon'_{50\%} & \Delta\varepsilon''_{50\%} \\ \Delta\varepsilon'_{60\%} & \Delta\varepsilon''_{60\%} \\ \Delta\varepsilon'_{70\%} & \Delta\varepsilon''_{70\%} \\ \Delta\varepsilon'_{80\%} & \Delta\varepsilon''_{80\%} \\ \Delta\varepsilon'_{90\%} & \Delta\varepsilon''_{90\%} \\ \Delta\varepsilon'_{100\%} & \Delta\varepsilon''_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -34.2259 & -5.2866 \\ -26.6591 & -1.9484 \\ -20.3808 & -0.651 \\ -12.1428 & 0.4194 \\ -7.7491 & -0.3072 \\ 0 & 0 \\ 5.5436 & -0.1577 \\ 16.0126 & -0.526 \\ 21.5426 & -2.4037 \\ 28.4697 & -5.009 \\ 33.4518 & -6.732 \end{bmatrix} \quad Y_1 = \begin{bmatrix} \Delta f_{0\%} \\ \Delta f_{10\%} \\ \Delta f_{20\%} \\ \Delta f_{30\%} \\ \Delta f_{40\%} \\ \Delta f_{50\%} \\ \Delta f_{60\%} \\ \Delta f_{70\%} \\ \Delta f_{80\%} \\ \Delta f_{90\%} \\ \Delta f_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.3124 \\ 0.1867 \\ 0.1189 \\ 0.0514 \\ 0.0365 \\ 0 \\ -0.0212 \\ -0.0501 \\ -0.0626 \\ -0.0742 \\ -0.082 \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad Y_2 = \begin{bmatrix} \Delta Q_{0\%} \\ \Delta Q_{10\%} \\ \Delta Q_{20\%} \\ \Delta Q_{30\%} \\ \Delta Q_{40\%} \\ \Delta Q_{50\%} \\ \Delta Q_{60\%} \\ \Delta Q_{70\%} \\ \Delta Q_{80\%} \\ \Delta Q_{90\%} \\ \Delta Q_{100\%} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -4.5466 \\ -4.7513 \\ -4.0621 \\ -2.7325 \\ -1.6591 \\ 0 \\ 1.4484 \\ 4.0915 \\ 7.3011 \\ 13.3947 \\ 18.0188 \end{bmatrix}$$

Après avoir obtenu la permittivité complexe, la fréquence de résonance et le facteur Q pour les différents échantillons des mélanges eau-éthanol, nous n'avons eu qu'à appliquer le modèle matriciel initial donné en (IV.1). Grâce à une analyse algébrique détaillée, les équations (IV.5) et (IV.6) ont été générées [32]. Ainsi, les coefficients inconnus peuvent être déterminés comme indiqué en (IV.7) :

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \end{bmatrix}^T = (X^T X)^{-1} \cdot X^T \cdot Y_1 \quad (IV.5)$$

$$\begin{bmatrix} m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}^T = (X^T X)^{-1} \cdot X^T \cdot Y_2 \quad (IV.6)$$

$$\begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0057 & -0.0187 \\ 0.2734 & -1.1230 \end{bmatrix} \quad (IV.7)$$

## Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.

La matrice finale fournissant des données sur les différents échantillons d'eau-éthanol est décrite par (IV.8). Ces coefficients calculés sont utilisés pour déterminer la permittivité complexe de n'importe quel échantillon donné en fonction du changement de la fréquence de résonance et du facteur Q de l'échantillon :

$$\begin{bmatrix} \Delta\varepsilon' \\ \Delta\varepsilon'' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -97.4829 & 1.6231 \\ -23.7329 & -0.4953 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta f_{res} \\ \Delta Q \end{bmatrix} \quad (IV.8)$$

Table IV.4 montre une comparaison des deux structures de détection proposées avec la littérature en termes de sensibilité et de facteur de qualité Q.

**Table IV.4.** Comparaison des capteurs proposés avec les données rapportées dans la littérature.

Reference	Fréquence de	Fréquence de	$\Delta f_r$ (MHz)	Facteur de qualité maximal (%)
	résonance fraction 0% eau (MHz)	résonance fraction 100% eau (MHz)		
[18]	3980	4250	270	7
[20]	1920	1530	390	9
[32]	2370	2020	350	32
[34]	1050	1500	450	5
[35]	265	210	55	8
[37]	1997	1962	35	42
[41]	2348	2302	46	47
[46]	1960	1855	105	26
[47]	3050	2990	60	55
Structure proposée	2418.5	2330.4	88.1	72.71
Structure pliée proposée	1990.7	1596.3	394.5	27.9

### IV.4. Conclusions

Cet article propose deux capteurs micro-ondes miniaturisés à base de métamatériaux à résonateur CSRR compacte, faible coût et très sensibles pour la caractérisation des liquides. Le tube de test capillaire en verre est rempli d'un mélange eau-éthanol placé en position horizontale parallèle à la surface de la structure planaire du capteur afin de déterminer les

paramètres diélectriques de différentes concentrations du mélange. Le capteur courbé basé sur le CSRR a été conçu en pliant la structure du capteur planaire autour d'un cylindre arbitraire. Des résultats très importants ont été obtenus. L'originalité du capteur plié offre la possibilité de changer rapidement et facilement les dimensions géométriques d'éprouvette pour de multiples mesures. La diversité de la forme courbée du capteur et la modification du rayon du tube de test améliorent considérablement la sensibilité à différents fréquences de résonance (1.8 GHz, 1.9 GHz, 2 GHz et 2.4 GHz). Les capteurs proposés présentent plusieurs avantages, tels qu'une petite taille, un faible coût, une capacité multi-performance, une sensibilité élevée et une manipulation facile, ce qui en fait des candidats idéaux pour diverses applications.

### References

- [1] Gao, M., Pan, J. S., Li, J. P., Zhang, Z. P., & Chai, Q. W. (2021). 3-D terrains deployment of wireless sensors network by utilizing parallel gases brownian motion optimization. *Journal of Internet Technology*, 22 (1), 13-29.
- [2] Zegadi, R., Lorrain, N., Bodiou, L., Guendouz, M., Ziet, L., & Charrier, J. (2021). Enhanced mid-infrared gas absorption spectroscopic detection using chalcogenide or porous germanium waveguides. *Journal of Optics*, 23 (3), 035102.
- [3] Zegadi, R., Ziet, L., & Zegadi, A. (2020). Design of high sensitive temperature sensor based on two-dimensional photonic crystal. *Silicon*, 12 (9), 2133-2139.
- [4] Yuan, C., & Sun, X. (2018). Fingerprint liveness detection adapted to different fingerprint sensors based on multiscale wavelet transform and rotation-invariant local binary pattern. *Journal of Internet Technology*, 19 (1), 091-098.
- [5] Malekian, R., Thakur, A., Nair, L., & Pedersen, C. F. (2018). A sensor based peer to peer vehicle data sharing system, an internet of vehicles approach. *Journal of Internet Technology*, 19 (7), 2155-2162.
- [6]. Kim, K. T., & Youn, H. Y. (2017). A dynamic level-based routing protocol for energy efficiency in wireless sensor networks. *網際網路技術學刊*, 18 (1), 11-21..
- [7] Chudpooti, N., Duangrit, N., Sangpet, P., Akkaraekthalin, P., Imberg, B. U., Robertson, I. D., & Somjit, N. (2020). In-situ self-aligned NaCl-solution fluidic-integrated microwave sensors for industrial and biomedical applications. *IEEE Access*, 8, 188897-188907.

- [8] Entesari, K., Helmy, A. A., & Moslehi-Bajestan, M. (2017). Integrated systems for biomedical applications: Silicon-based rf/microwave dielectric spectroscopy and sensing. *IEEE Microwave Magazine*, 18 (5), 57-72.
- [9]. Vlachogiannakis, G., Hu, Z., Shivamurthy, H. T., Neto, A., Pertijs, M. A., De Vreede, L. C., & Spirito, M. (2018). Miniaturized broadband microwave permittivity sensing for biomedical applications. *IEEE Journal of Electromagnetics, RF and Microwaves in Medicine and Biology*, 3 (1), 48-55.
- [10] Bourqui, J., & Fear, E. C. (2012). Shielded UWB sensor for biomedical applications. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 11, 1614-1617.
- [11] Helmy, A. A., Jeon, H. J., Lo, Y. C., Larsson, A. J., Kulkarni, R., Kim, J.,... & Entesari, K. (2012). A self-sustained CMOS microwave chemical sensor using a frequency synthesizer. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 47 (10), 2467-2483.
- [12] Mirzaei, A., & Neri, G. (2016). Microwave-assisted synthesis of metal oxide nanostructures for gas sensing application: A review. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 237, 749-775.
- [13] Zarifi, M. H., Deif, S., Abdolrazzaghi, M., Chen, B., Ramsawak, D., Amyotte, M.,... & Daneshmand, M. (2017). A microwave ring resonator sensor for early detection of breaches in pipeline coatings. *IEEE Transactions on industrial electronics*, 65 (2), 1626-1635.
- [14] Jilani, M. T., Rehman, M. Z. U., Khan, A. M., Chughtai, O., Abbas, M. A., & Khan, M. T. (2019). An implementation of IoT-based microwave sensing system for the evaluation of tissues moisture. *Microelectronics Journal*, 88, 117-127.
- [15] Bakır, M., Karaaslan, M., Unal, E., Akgol, O., & Sabah, C. (2017). Microwave metamaterial absorber for sensing applications. *Opto-Electronics Review*, 25 (4), 318-325.
- [16]. Kumar, R. (2021). A review on RF micro-electro-mechanical-systems (MEMS) switch for radio frequency applications. *Microsystem Technologies*, 27 (7), 2525-2542.
- [17] Zhang, K., Bariani, F., Dong, Y., Zhang, W., & Meystre, P. (2015). Proposal for an optomechanical microwave sensor at the subphoton level. *Physical review letters*, 114 (11), 113601.
- [18] Rawat, V., Dhobale, S., & Kale, S. N. (2014). Ultra-fast selective sensing of ethanol and petrol using microwave-range metamaterial complementary split-ring resonators. *Journal of Applied Physics*, 116 (16), 164106.

## **Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.**

---

- [19] Van de Vosse, F. N., & Stergiopoulos, N. (2011). Pulse wave propagation in the arterial tree. *Annual Review of Fluid Mechanics*, 43 (1), 467-499.
- [20] Ebrahimi, A., Withayachumnankul, W., Al-Sarawi, S., & Abbott, D. (2013). High-sensitivity metamaterial-inspired sensor for microfluidic dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 14 (5), 1345-1351.
- [21] Veselago, V. (1967). The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$  (english translation). *Soviet Physics-Solid State*, 8 (12), 2854-2856.
- [22] Sarkhel, A., Mitra, D., & Bhadra Chaudhuri, S. R. (2016). A compact metamaterial with multi-band negative-index characteristics. *Applied Physics A*, 122 (4), 1-10.
- [23] Alqadami, A. S. M., Jamlos, M. F., Soh, P. J., Rahim, S. K. A., Vandebosch, G. A., & Narbudowicz, A. (2017). Miniaturized dual-band antenna array with double-negative (DNG) metamaterial for wireless applications. *Applied Physics A*, 123 (1), 1-5.
- [24] Webb, B. A., & Ziolkowski, R. W. (2021). Metamaterial-inspired multilayered structures optimized to enable wireless communications through a plasmasonic region. *Applied Physics Letters*, 118 (9), 094102.
- [25] Manage, P. S., Naik, U., Nargundkar, S., & Rayar, V. (2020, August). A Survey on applications of Metamaterials in Antenna Design. In *2020 Third International Conference on Smart Systems and Inventive Technology (ICSSIT)* (pp. 153-158). IEEE.
- [26] Canet-Ferrer, J. (Ed.). (2019). *Metamaterials and metasurfaces. BoD–Books on Demand*.
- [27] Kayal, S., Shaw, T., & Mitra, D. (2020). Design of metamaterial-based compact and highly sensitive microwave liquid sensor. *Applied Physics A*, 126 (1), 1-9.
- [28] KT, M. S., Ansari, M. A. H., Jha, A. K., & Akhtar, M. J. (2017). Design of SRR-based microwave sensor for characterization of magnetodielectric substrates. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, 27 (5), 524-526.
- [29] Kiani, S., Rezaei, P., & Navaei, M. (2020). Dual-sensing and dual-frequency microwave SRR sensor for liquid samples permittivity detection. *Measurement*, 160, 107805..
- [30] Viswanathan, A. P., Moolat, R., Mani, M., VA, S., & Pezholil, M. (2020). A simple electrically small microwave sensor based on complementary asymmetric single split resonator for dielectric characterization of solids and liquids. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 30 (12), e22462.

## **Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.**

---

- [31] Vélez, P., Su, L., Grenier, K., Mata-Contreras, J., Dubuc, D., & Martín, F. (2017). Microwave microfluidic sensor based on a microstrip splitter/combiner configuration and split ring resonators (SRRs) for dielectric characterization of liquids. *IEEE Sensors Journal*, 17 (20), 6589-6598.
- [32] Javed, A., Arif, A., Zubair, M., Mehmood, M. Q., & Riaz, K. (2020). A low-cost multiple complementary split-ring resonator-based microwave sensor for contactless dielectric characterization of liquids. *IEEE Sensors Journal*, 20 (19), 11326-11334.
- [33] Zhao, W. S., Gan, H. Y., He, L., Liu, Q., Wang, D. W., Xu, K.,... & Wang, G. (2020). Microwave planar sensors for fully characterizing magneto-dielectric materials. *IEEE Access*, 8, 41985-41999.
- [34] Gan, H. Y., Zhao, W. S., Liu, Q., Wang, D. W., Dong, L., Wang, G., & Yin, W. Y. (2020). Differential microwave microfluidic sensor based on microstrip complementary split-ring resonator (MCSRR) structure. *IEEE Sensors Journal*, 20 (11), 5876-5884.
- [35] Lee, C. S., Bai, B., Song, Q. R., Wang, Z. Q., & Li, G. F. (2019). Open complementary split-ring resonator sensor for dropping-based liquid dielectric characterization. *IEEE Sensors Journal*, 19 (24), 11880-11890.
- [36] Armghan, A., Alanazi, T. M., Altaf, A., & Haq, T. (2021). Characterization of Dielectric Substrates Using Dual Band Microwave Sensor. *IEEE Access*, 9, 62779-62787.
- [37] Kumar, A., Rajawat, M. S., Mahto, S. K., & Sinha, R. (2021). Metamaterial-Inspired Complementary Split Ring Resonator Sensor and Second-Order Approximation for Dielectric Characterization of Fluid. *Journal of Electronic Materials*, 50 (10), 5925-5932.
- [38] Zarifi, M. H., Thundat, T., & Daneshmand, M. (2015). High resolution microwave microstrip resonator for sensing applications. *Sensors and Actuators A: Physical*, 233, 224-230.
- [39] ul Haq, T., Ruan, C., Ullah, S., & Kosar, A. (2018, August). Reconfigurable ultra wide band notch filter based on complementary metamaterial. In *2018 IEEE Asia-Pacific Conference on Antennas and Propagation (APCAP)* (pp. 381-382). IEEE.
- [40] Haq, T. U., Ruan, C., Zhang, X., & Ullah, S. (2019). Complementary metamaterial sensor for nondestructive evaluation of dielectric substrates. *Sensors*, 19 (9), 2100.

## **Chapitre VI : Simulation et réalisation d'un capteur CSRR à haute sensibilité.**

---

[41] Chuma, E. L., Iano, Y., Fontgalland, G., & Roger, L. L. B. (2018). Microwave sensor for liquid dielectric characterization based on metamaterial complementary split ring resonator. *IEEE Sensors Journal*, 18 (24), 9978-9983.

[42] Yeo, J., & Lee, J. I. (2019). High-sensitivity microwave sensor based on an interdigital-capacitor-shaped defected ground structure for permittivity characterization. *Sensors*, 19 (3), 498.

[43] Salim, A., & Lim, S. (2016). Complementary split-ring resonator-loaded microfluidic ethanol chemical sensor. *Sensors*, 16 (11), 1802.

[44] Bao, J. Z., Swicord, M. L., & Davis, C. C. (1996). Microwave dielectric characterization of binary mixtures of water, methanol, and ethanol. *The Journal of chemical physics*, 104 (12), 4441-4450.

[45] Li, D., Free, C. E., Pitt, K. E., & Barnwell, P. G. (2001). A simple method for accurate loss tangent measurement of dielectrics using a microwave resonant cavity. *IEEE microwave and wireless components letters*, 11 (3), 118-120.

[46] Withayachumnankul, W., Tuantranont, A., Fumeaux, C., & Abbott, D. (2013). Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization. *Sensors and Actuators A: Physical*, 189, 233-237.

[47] Awang, R. A., Tovar-Lopez, F. J., Baum, T., Sriram, S., & Rowe, W. S. (2017). Meta-atom microfluidic sensor for measurement of dielectric properties of liquids. *Journal of Applied Physics*, 121 (9), 094506..

# **Conclusion Générale**

### Conclusion générale

Dans l'intérêt économique et scientifique lié à la réduction du coût de fabrication, la durée d'exécution et la taille des dispositifs électroniques, notre thèse de doctorat est basée et concentrée essentiellement sur l'étude et le développement d'un capteur micro-ondes à résonateur complémentaire à anneaux fondus CSRR basé sur les métamatériaux. Tout d'abord nous avons effectué une synthèse bibliographique consacrée principalement aux ressources de la documentation d'articles et reviews actualisés suivi d'un aperçu général sur les propriétés physiques et géométriques des capteurs micro-ondes, ainsi, nous avons décrit principalement les caractéristiques propres des métamatériaux dans le but d'optimiser et concevoir un dispositif de détection micro-fluidique sensible, compacte, efficace et facile à manipuler.

Dans ce travail, le choix du capteur original est basé sur un résonateur CSRR planaire à trois anneaux carrés (article chuma), disposé d'un tube capillaire suspendu verticalement au milieu de la structure qui sert pour la caractérisation et l'identification d'un liquide remplie à l'intérieur de tube. Il s'agit d'un mélange eau-éthanol comme liquide à tester. Au début nous avons validé les résultats expérimentaux du capteur original en utilisant l'interface CST.

Dans le cadre d'une amélioration des performances du capteur, nous avons pensé à établir deux modifications au tube de test : spatial et géométrique avec une étude paramétrique pour chacune. Le changement de la position de tube de test du vertical à l'horizontal selon  $ox$  où  $oy$  est la première modification qui favorise d'avantage à changer facilement le diamètre de tube, la deuxième est basé sur le changement du diamètre de tube, de 1.5 jusqu'à 10mm. Une étude paramétrique de simulation en utilisant l'interface HFSS a été effectuée pour chaque cas, les réponses de simulation  $S_{21}$  sont détaillées dans des figures cas par cas ainsi que les allures de la variation de la fréquence de résonance  $f_{res}$  et le facteur de qualité  $Q$  en fonction des concentrations du mélange eau-éthanol. Par une simple comparaison des résultats de simulations, la position et le diamètre qui correspondent aux meilleures performances sont sélectionnées où la sensibilité  $S$  est améliorée 5 fois plus par rapport à la structure originale. Ces résultats correspondant aux performances optimales sont validés avec des mesures expérimentales, le modèle de capteur micro-ondes a été fabriqué avec le système de prototypage PCB Eleven Lab.

Le capteur planaire à résonateur CSRR en position horizontale de tube a été modélisé sous forme d'une suite de bloc RLC parallèles, en intervenant du simulateur ADS, les allures de réponses en impédances  $Z$  sont superposées à 100% par contre les paramètres  $S$  sont légèrement décalées.

Finalement la phase la plus importante de ce travail est la nouvelle idée que nous avons proposée inspirée des structures fermées qui favorisent le confinement des ondes électromagnétiques provoquant une forte interaction entre le résonateur et le milieu de caractérisation. Donc, cette nouvelle modification se réside dans le changement structurel du capteur de sa forme planaire en une forme cylindrique de rayon  $R$ . Deux autres études paramétriques de simulations ont été effectuées en variant  $R$  d'une part et  $r$  (rayon de tube de test) d'autre part. Nous avons obtenu leurs valeurs optimales qui correspondent à une amélioration importante qui fait augmenter la sensibilité de 10 fois plus par rapport à la structure originale.

Une relation empirique décrivant les deux structures proposées : planaire et cylindrique, reliant  $f_{res}$  et  $Q$  du capteur avec la permittivité  $\epsilon$  du milieu à tester, à cause de la linéarité des deux allures :  $f_{res} = f(\epsilon)$  et  $Q = f(\epsilon)$ .

Comme perspective, nous envisageons à réaliser expérimentalement le capteur à structure cylindrique dès que nous disposerons d'un substrat diélectrique flexible.

# **Annexe**

## Annexe. 1

Revenons aux deux équations de Maxwell [19] :

$$\text{rot } H = + \frac{\partial D}{\partial t} \quad \text{et } \text{rot } E = - \frac{\partial B}{\partial t} \quad (\text{A1.1})$$

Nous pouvons les écrire sous forme intégrale sur une ligne d'un contour C qui enferme une section S :

$$\int_C H \cdot dl = + \frac{\partial}{\partial t} \iint_S D \cdot ds \quad \int_C E \cdot dl = - \frac{\partial}{\partial t} \iint_S B \cdot ds \quad (\text{A1.2})$$

Notons par  $H_{moy}$  la valeur moyenne du champ H le long des trois axes x, y, z de la cellule unitaire pour un élément de rayon dr :

$$(H_{moy})_X = a^{-1} \int_{r=(0,0,0)}^{r=(a,0,0)} H \cdot dr \quad (\text{A1.3})$$

$$(H_{moy})_Y = a^{-1} \int_{r=(0,0,0)}^{r=(0,a,0)} H \cdot dr \quad (\text{A1.4})$$

$$(H_{moy})_Z = a^{-1} \int_{r=(0,0,0)}^{r=(0,0,a)} H \cdot dr \quad (\text{A1.5})$$

Nous définissons  $B_{moy}$  la valeur moyenne du champ B sur chacun des trois faces xy, xz, yz de la cellule unitaire pour un élément de surface ds et notées par :

$S_x$  - surface délimitée par les deux axes y et z

$S_y$  - surface délimitée par les deux axes x et z

$S_z$  - surface délimitée par les deux axes x et y

$$(B_{moy})_X = a^{-2} \iint_{S_x} B \cdot ds \quad (\text{A1.6})$$

$$(B_{moy})_Y = a^{-2} \iint_{S_y} B \cdot ds \quad (\text{A1.7})$$

$$(B_{moy})_Z = a^{-2} \iint_{S_z} B \cdot ds \quad (\text{A1.8})$$

En électromagnétisme, la relation qui relie le champ d'excitation magnétique  $H$  et l'induction magnétique  $B$  est la perméabilité  $\mu$ , ainsi que la relation entre le champ d'excitation électrique  $E$  et la polarisation induite  $D$  est la permittivité  $\varepsilon$  tel que :

$$B_{moy} = \mu \cdot H_{moy} = \mu_{eff} \cdot \mu_0 \cdot H_{moy} \quad \text{d'où} \quad \mu_{eff} = \frac{B_{moy}}{\mu_0 H_{moy}} \quad (\text{A1.9})$$

$$D_{moy} = \varepsilon \cdot E_{moy} = \varepsilon_{eff} \cdot \varepsilon_0 \cdot E_{moy} \quad \varepsilon_{eff} = \frac{D_{moy}}{\varepsilon_0 E_{moy}} \quad (\text{A1.10})$$

d'où le rapport qui définit  $\mu_{eff}$  et  $\varepsilon_{eff}$  est :

$$(\mu_{eff})_X = \frac{(B_{moy})_X}{(\mu_0 H_{moy})_X} \quad (\varepsilon_{eff})_X = \frac{(D_{moy})_X}{(\varepsilon_0 E_{moy})_X} \quad (\text{A1.11})$$

$$(\mu_{eff})_Y = \frac{(B_{moy})_Y}{(\mu_0 H_{moy})_Y} \quad (\varepsilon_{eff})_Y = \frac{(D_{moy})_Y}{(\varepsilon_0 E_{moy})_Y} \quad (\text{A1.12})$$

$$(\mu_{eff})_Z = \frac{(B_{moy})_Z}{(\mu_0 H_{moy})_Z} \quad (\varepsilon_{eff})_Z = \frac{(D_{moy})_Z}{(\varepsilon_0 E_{moy})_Z} \quad (\text{A1.13})$$

En appliquant un champ extérieur  $H_0$  au réseau de cylindres de la figure II.18 (a) parallèlement aux axes des cylindres à parois surfaciques conductrices où nous avons la circulation d'un courant de densité  $J$  par unité de longueur (J.A/m) qui engendre un champ magnétique intérieur  $H$  tel que ;

$$H = H_0 + J - \frac{\pi r^2}{a^2} J \quad (\text{A1.14})$$

$H_0$  : champ extérieur appliqué.

$J$  : champ induit par le courant circulant dans la paroi du cylindre.

$\frac{\pi r^2}{a^2} J$  : champs dépolarisants avec des sources aux extrémités du cylindre.

Nous calculons la force électromotrice totale (f.e.m) autour d'un cylindre :

$$Fem = -\pi r^2 \mu_a \frac{\partial}{\partial t} \left[ H_0 + J - \frac{\pi r^2}{a^2} J \right] - 2\pi r \sigma J \quad (\text{A1.15})$$

$$F_{em} = +i \omega \pi r^2 \mu_a \left[ H_0 + J - \frac{\pi r^2}{a^2} J \right] - 2 \pi r \sigma J \quad (A1.16)$$

où  $\sigma$  est la conductivité (résistance/unité de surface) du cylindre.

La fém résultante doit s'équilibrer, de l'équation (II.26) nous trouvons :

$$J = \frac{-i \omega \pi r^2 \mu_0 H_0}{i \omega \pi r^2 \mu_0 \left[ 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \right] - 2 \pi r \sigma} \quad J = \frac{-H_0}{\left[ 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \right] + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}} \quad (A1.17)$$

Pour un champ se propageant dans une ligne située entièrement à l'extérieur des cylindres  $H_{moy}$  dans l'expression (II.25) devient :

$$H_{moy} = H_0 - \frac{\pi r^2}{a^2} J \quad H_{moy} = H_0 - \frac{\pi r^2}{a^2} \frac{-H_0}{\left[ 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \right] + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}} \quad (A1.18)$$

$$H_{moy} = H_0 \frac{1 + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}}{\left[ 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \right] + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}} \quad (A1.19)$$

Nous sommes maintenant en mesure de calculer les moyennes pertinentes. L'équation (II.23) du champ moyen sur toute la cellule unitaire devient :

$$B_{moy} = \mu_0 \cdot H_0 \quad (A1.20)$$

A partir des trois équations (II.23), (II.28) et (II.29), nous définissons  $\mu_{eff}$  :

$$\mu_{eff} = \frac{B_{moy}}{\mu_0 H_{moy}} = \frac{\mu_0 H_0}{\mu_0 H_0 \frac{1 + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}}{\left[ 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \right] + i \frac{2 \sigma}{\omega r \mu_0}}} \quad (A1.21)$$

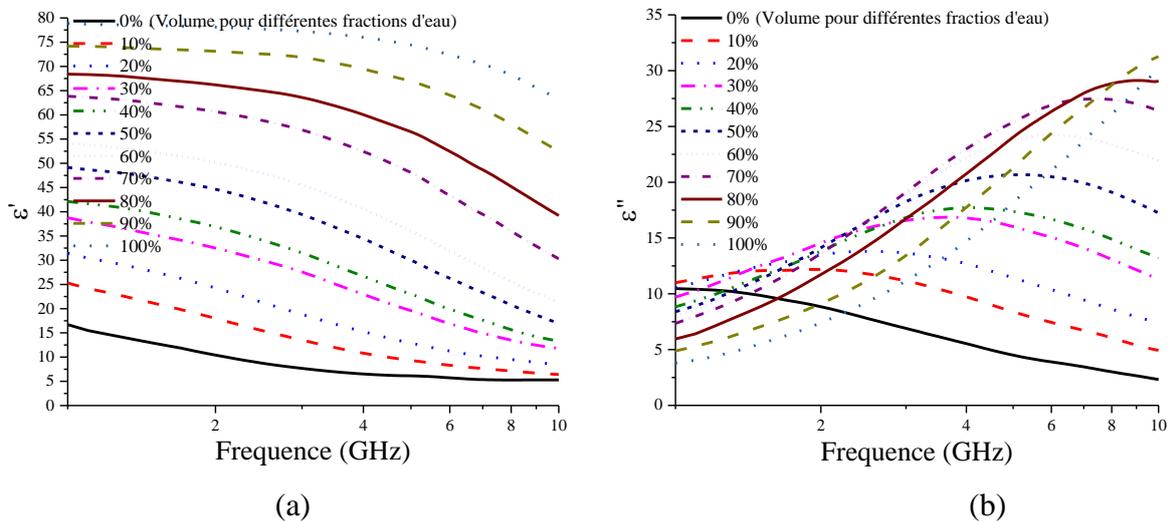
$$\mu_{\text{eff}} = \frac{1}{1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}} \frac{1}{\left[1 - \frac{\pi r^2}{a^2}\right] + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}} \quad \mu_{\text{eff}} = \frac{\left[1 - \frac{\pi r^2}{a^2}\right] + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}}{1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}} \quad (\text{A1.22})$$

$$\mu_{\text{eff}} = \frac{1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0} - \frac{\pi r^2}{a^2}}{1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}} \quad \mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2 \left(1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}\right)} \quad (\text{A1.23})$$

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \left[1 + i \frac{2\sigma}{\omega r \mu_0}\right]^{-1} \quad (\text{A1.24})$$

## Annexe. 2

Les propriétés de différentes concentrations du mélange eau-éthanol et de permittivités complexes sont données dans [44], et sont représentées dans les figures suivantes. La difficulté rencontrée lors de la lecture des données telle que décrite dans [44] nous a obligés à reproduire ces allures dans la figure  $A_1$  sous forme numériques. Deux tableaux décrivant les propriétés du mélange eau-éthanol (parties réelle et imaginaire de la permittivité) sont donnés dans les tableaux  $A_1$  et  $A_2$  respectivement de [44]. Dans cette annexe, le travail s'est basé principalement sur les travaux présentés dans [44], de manière à fournir la dépendance en fréquence de la permittivité complexe de toute concentration en eau (Figure  $A_1$ ), qui servira de base aux recherches futures. Dans notre cas, les travaux se limitent à la bande de fréquence 1,5-3 GHz pour les mélanges eau-éthanol (tableaux  $A_1$  et  $A_2$ ).



**Figure A1.** Dépendance en fréquence de la permittivité complexe du mélange eau-éthanol [44] : (a) partie réelle ; (b) partie imaginaire.

**Tableau A1** Spectres diélectriques réels ( $\epsilon'$ ) mesurés pour un mélange eau-éthanol à 25 °C  
avec différentes fractions volumiques ; données rapportées de [44].

<b>F (GHz)</b>	<b>0%</b>	<b>10%</b>	<b>20%</b>	<b>30%</b>	<b>40%</b>	<b>50%</b>	<b>60%</b>	<b>70%</b>	<b>80%</b>	<b>90%</b>	<b>100%</b>
1.5	12.8519	21.0867	27.566	35.2247	39.6522	47.0192	52.2535	62.3769	67.3889	73.6248	78.4483
1.6	12.335	20.433	26.882	34.657	39.067	46.536	51.830	62.009	67.136	73.52	78.379
1.7	11.8721	19.8409	26.2388	34.1461	38.5128	46.0731	51.4296	61.6617	66.9092	73.4357	78.3121
1.8	11.3234	19.179	25.5572	33.5753	37.9806	45.6131	51.0303	61.338	66.6868	73.3392	78.2389
1.9	10.8541	18.5743	24.9102	33.0398	37.4472	45.1421	50.6211	61.0071	66.447	73.2332	78.1716
2	10.4244	17.9912	24.2695	32.5075	36.9012	44.6503	50.1939	60.6629	66.1929	73.12	78.1021
2.1	10.0188	17.4183	23.6274	31.9647	36.341	44.1386	49.7499	60.304	65.9307	73.0038	78.0283
2.2	9.6427	16.8679	22.995	31.4244	35.7738	43.6112	49.2946	59.9344	65.6675	72.8897	77.9499
2.3	9.304	16.3549	22.3861	30.9054	35.2085	43.0745	48.8339	59.5598	65.4111	72.7818	77.8677
2.4	9.0006	15.8796	21.8051	30.4104	34.6493	42.5389	48.3722	59.1837	65.1676	72.6806	77.7838
2.5	8.7265	15.4338	21.2502	29.9319	34.0992	42.0134	47.9121	58.808	64.9361	72.5828	77.7011
2.6	8.4771	15.0114	20.7194	29.463	33.5615	41.4977	47.4517	58.4318	64.7056	72.4804	77.6186
2.7	8.2487	14.6098	20.2112	28.9968	33.0362	40.9826	46.9851	58.0515	64.4607	72.3615	77.5328
2.8	8.0394	14.228	19.725	28.5265	32.5193	40.4626	46.5099	57.6652	64.1927	72.2178	77.4422
2.9	7.8489	13.8649	19.2613	28.049	32.0087	39.9424	46.0304	57.2748	63.903	72.0503	77.3496
3	7.6754	13.518	18.819	27.5659	31.5029	39.4261	45.5487	56.879	63.5945	71.863	77.2556

**Tableau A2.** Spectres diélectriques imaginaires ( $\epsilon''$ ) mesurés pour un mélange eau-éthanol à 25 °C pour différentes fractions volumiques ; données rapportées de [44].

<b>F (GHz)</b>	<b>0%</b>	<b>10%</b>	<b>20%</b>	<b>30%</b>	<b>40%</b>	<b>50%</b>	<b>60%</b>	<b>70%</b>	<b>80%</b>	<b>90%</b>	<b>100%</b>
1.5	9.857	12.0791	12.4836	12.5329	11.5566	11.3342	11.0666	10.4624	8.8525	7.0544	5.5275
1.6	9.639	12.0977	12.7086	12.9647	12.0202	11.9023	11.6584	11.1057	9.4186	7.4721	5.9109
1.7	9.422	12.0869	12.8847	13.3445	12.4596	12.4676	12.2457	11.7436	10.0072	7.88	6.2745
1.8	9.2413	12.1474	13.1168	13.7721	12.9276	13.0323	12.8336	12.3691	10.5878	8.2944	6.6377
1.9	9.0486	12.1806	13.3146	14.1746	13.3837	13.5877	13.4095	12.9892	11.1687	8.7079	7.0145
2	8.8445	12.1827	13.4801	14.5505	13.8239	14.1311	13.9734	13.6051	11.7274	9.1221	7.3991
2.1	8.634	12.1507	13.611	14.8947	14.2411	14.6573	14.5224	14.2157	12.2563	9.5372	7.7857
2.2	8.4198	12.0882	13.7056	15.2029	14.6299	15.1566	15.0538	14.818	12.7667	9.9527	8.1704
2.3	8.2037	12.0029	13.7659	15.4741	14.9887	15.622	15.5695	15.4079	13.277	10.3688	8.5512
2.4	7.9914	11.9011	13.7973	15.7088	15.3174	16.057	16.073	15.9822	13.7915	10.7868	8.9274
2.5	7.7885	11.7873	13.8066	15.9089	15.6177	16.4708	16.5661	16.5393	14.3003	11.2093	9.2995
2.6	7.5949	11.6664	13.8002	16.0801	15.8952	16.8688	17.0509	17.0811	14.7989	11.6399	9.6675
2.7	7.408	11.5426	13.7823	16.2304	16.1568	17.2512	17.5308	17.6109	15.2939	12.0819	10.0337
2.8	7.2292	11.4171	13.753	16.3635	16.4035	17.615	18.0042	18.1281	15.7885	12.5332	10.4033
2.9	7.0617	11.289	13.7092	16.4789	16.6303	17.9543	18.4616	18.6269	16.2732	12.9858	10.78
3	6.9029	11.1574	13.6504	16.5768	16.8335	18.2642	18.8947	19.1053	16.7367	13.4346	11.1603

## ملخص

في هذه الأطروحة، نقدم تصميم مستشعر موجات دقيقة مضغوط وعالي الحساسية يعتمد على مرنان حلقي مكمل (CSRR) يعتمد على المواد الفوقية أو مواد-الميتا، لتوصيف الوسائط السائلة في مجال الموجات الدقيقة أو الميكروويف.

يتكون تصميم المستشعر من بنية رنانة مستطيلة الشكل مزودة بشريط دقيق من منفذين مطبوعة على ركيزة من المادة العازلة روجر RO3035 ذات مقاس  $20 \times 28$  مم<sup>2</sup> بسمك 0.75 مم، وسماحية نسبية تبلغ 3.5 وظل فقد قدره 0.0015.

يتم تثبيت مرنان CSRR على مستوى الأرض لتصغير حجم المستشعر الدقيق. يتم تعبئة العينة السائلة قيد الاختبار في أنبوب شعري زجاجي مثبت في وضع موازٍ لسطح المستشعر.

إن وضع الأنبوب الشعري الذي يحتوي على السائل المراد تحديده في وضع موازٍ يحسن أداء المستشعر المقترح ويحقق ضعف القيمة من حيث الحساسية وعامل الجودة Q مقارنة بأداء المستشعر الأصلي (أنبوب الاختبار في الوضع الرأسي) مع الحفاظ على نفس قطر الأنبوب.

من خلال طي الهيكل المقترح، تم تحقيق المزيد من التحسينات من خلال هذا التحول الكبير في المستشعر من شكل مستوي إلى شكل أسطواني. تؤدي هذه التغييرات إلى حدوث تحول في تردد الرنين وعامل الجودة Q الخاص بالمستشعر. لذلك، يمكننا زيادة حساسية S بمقدار 10 مرات أكثر مقارنة بالهيكل المستوي الأصلي.

**الكلمات المفتاحية:** مستشعر موجات دقيقة، مرنان CSRR، المواد الفوقية، مواد-الميتا، السماحية، تردد الرنين، عامل الجودة.

## Résumé

Dans cette thèse, on présente la conception d'un capteur micro-onde compact et très sensible basé sur un résonateur à anneau fondu complémentaire (CSRR) à base de métamatériau, pour la caractérisation des milieux liquides dans le domaine des hyperfréquences.

La conception du capteur se compose d'une structure résonnante de patch rectangulaire, alimentée par micro-ruban à deux ports, imprimée sur un substrat Roger RO3035 de  $20 \times 28 \text{ mm}^2$  avec une épaisseur de 0,75 mm, une permittivité relative de 3,5 et une tangente de pertes de 0,0015.

Le résonateur CSRR est implanté sur le plan de masse dans le but d'une miniaturisation du capteur micro-onde. L'échantillon liquide sous test est rempli dans un tube capillaire en verre placé parallèlement au plan de la surface du capteur.

Le placement du tube capillaire contenant le liquide à identifier en position parallèle améliore les performances de notre capteur proposé et atteint deux fois la valeur en termes de sensibilité et de facteur de qualité Q par rapport aux performances du capteur original (tube de test en position verticale) tout en maintenant le même rayon de tube.

En pliant la structure proposée, d'autres améliorations ont été obtenues par cette transformation importante du capteur d'une forme plane en une forme cylindrique. Ces changements entraînent un décalage de la fréquence de résonance et du facteur de qualité Q du capteur. Par conséquent, on pourra augmenter la sensibilité S de 10 fois plus par rapport à la structure originale plane.

**Mots-clés** : Capteur micro-ondes, résonateur CSRR, Métamatériaux, permittivité, fréquence de résonance, facteur de qualité.

## **Abstract**

In this thesis, we present the design of a compact and highly sensitive microwave sensor based on a complementary fused ring resonator (CSRR) based on meta-material, for the characterization of liquid media in the microwave domain. The sensor design consists of a two-port microstrip-fed rectangular patch resonant structure printed on a  $20 \times 28 \text{mm}^2$  Roger RO3035 substrate with a thickness of 0.75mm, a relative permittivity of 3.5 and a tangent loss of 0.0015.

The CSRR resonator is installed on the ground plane in order to miniaturize the microwave sensor. The liquid sample under test is filled into a glass capillary tube placed parallel to the plane of the sensor surface.

The placement of the capillary tube containing the liquid to be identified in parallel position improves the performance of our proposed sensor and achieves twice the value in terms of sensitivity and Q-factor compared to the performance of the original sensor (the test tube in vertical position) while maintaining the same tube radius.

By folding the proposed structure, further improvements have been achieved by this significant transformation of the sensor from a planar to a cylindrical shape. These changes have led to a shift in the resonant frequency and the quality factor of the sensor. Therefore, we could increase the S sensitivity by more than 10 times compared to the original planar structure.

**Keywords:** Microwave sensor, CSRR resonator, Meta-materials, permittivity, resonance frequency, quality factor.