

Université Mohamed Khider – Biskra
Faculté des Sciences et de la technologie
Département :.....
Ref :.....



جامعة محمد خيضر بسكرة
كلية العلوم و التكنولوجيا
قسم:.....
المرجع:.....

Thèse présentée en vue de l'obtention
Du diplôme de
Doctorat en sciences en : Electronique

Spécialité (Option) : Signaux et Communication

**Etude et modélisation d'un capteur haute
fréquence pour le contrôle non destructif
(CND)**

Présentée par :
AMAR Hichem

Soutenue publiquement le 28/10/2020

Devant le jury composé de :

Pr. OUAFI AbdIkrim	Professeur	Président	Université de Biskra
Pr. GHODBANE Hatem	Professeur	Rapporteur	Université de Biskra
Pr. ROUANE Amar	Professeur	Co-Rapporteur	Université de lorraine
Dr. DJOUANE Lotfi	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université de Batna
Dr. AJGOU Riadh	Maitre de Conférences 'A'	Examineur	Université d'El Oued

***JE DEDIE CE MODESTE TRAVAIL
DE THESE***

A MA MERE.

A MES FRERES, A MES SŒURS

***A MA FEMME ET MES ENFANTS
IBRAHIM, SIDRAT.***

***A TOUS MES COLLEGUES ET
AMIS.***

***A TOUS CEUX QUI ONT SACRIFIE
LEUR TEMPS POUR LA SCIENCE
ET A TOUS CEUX QUI UTILISENT
LA SCIENCE POUR LE BIEN
ET LA PROSPERITE DE
L'HUMANITE.***

Hichem

Remerciement

Tout d'abord, je tiens à remercier « **ALLAH** » pour m'avoir guidé jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Je tiens à remercier Monsieur **GHODBAN Hatem**, Professeur à l'Université de Biskra, qui m'a encadré tout au long de cette thèse et qui m'a fait partager son expérience. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

Je tiens à remercier Monsieur **ROUANE Amar**, Professeur à l'Université de Lorraine, qui m'a encadré durant mon séjour en France et qui m'a fait partager son expérience. Qu'il soit aussi remercié pour sa gentillesse, sa disponibilité permanente et pour les nombreux encouragements qu'il m'a prodigués.

J'adresse tous mes remerciements à Monsieur **OUAFI Abdelkrim**, Professeur de l'université de Biskra, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail et d'avoir accepté de présider le jury de cette thèse.

Je tiens aussi à remercier Monsieur **TALEB-AHMED Abdelmalik**, Professeur de l'université de Valenciennes, d'avoir contribué par ses conseils à faire avancer ce travail dans des domaines qui ne sont pas de nos compétences ; je le remercie d'avoir accepté d'être examinateur.

Je tiens à remercier également Monsieur **DJOUANE Lotfi**, Maître Assistant Classe A de l'Université de Batna, d'avoir accepté d'être examinateur.

Je tiens à remercier également Monsieur **AJGOU Riadh**, Maître Assistant Classe A de l'Université d'El Oued, d'avoir accepté d'être examinateur.

Merci aussi à Monsieur **MOUNIR Amir**, Maître Assistant Classe B de l'université de Tizi Ouzou qui a fortement participé dans les travaux menés dans cette thèse, je le remercie d'avoir accepté d'être invité.

Enfin, j'exprime mes remerciements à tous ceux qui ont contribué de près ou de loin à l'élaboration de ce travail.

Titre : Étude et modélisation d'un capteur haut fréquence pour le contrôle non destructif (CND)

Résumé

Les dispositifs micro-ondes ont été largement utilisés dans une variété d'applications allant de la communication jusqu'à des services militaires et agro-alimentaires, et l'étude des propriétés des matériaux à des hautes fréquences et le développement de ces matériaux ont toujours été parmi les zones les plus actives dans la physique des solides, la science des matériaux et l'ingénierie électrique et électronique. Ces dernières années, les exigences croissantes pour le développement des composants, des circuits et des systèmes à haute fréquence nécessitent une compréhension complète des propriétés des matériaux fonctionnant à des hautes fréquences. Tous ces aspects font de la caractérisation des propriétés des matériaux et le contrôle non destructif par les composants et techniques micro-ondes un champ important dans l'électronique à haute fréquence. Les objectifs principaux de cette thèse sont consacrés pour l'étude et le développement de nouvelle technique, basées sur les micro-ondes dans le domaine du contrôle non destructif ; tel que la détection de tous types de défauts sur le matériau conducteur et diélectrique. Ainsi que le développement et l'utilisation de ces méthodes pour la caractérisation des matériaux non conducteurs.

Mots-clés : Micro-ondes, Antennes, Composant micro-ruban, Sonde coaxiale, Champ proche.

Titer: Study and Modeling of a High Frequency Sensor for Non-Destructive Testing (NDT)

Abstract

Microwave devices have been widely used in a variety of applications. Ranging from communication to military and agri-food services and the study of the properties of materials at high frequencies and the development of these materials has always been among the areas most active in solid-state physics, materials science, and electrical and electronic engineering. In the recent years, the increasing demands for the development of high-frequency components, circuits and systems require a comprehensive understanding of the properties of

materials operating at high frequencies. All these aspects make the characterization of material properties and nondestructive testing using microwave components and techniques of high frequency.

The main objectives of this thesis are devoted to the study and development of new microwave techniques in the field of non-destructive testing; such as the detection of all types of defects on the conductive and dielectric material. As well as the development and use of these methods for the non-conductive characterization of materials.

Keywords: Microwave, Antennas, Microstrip, Component, Coaxial probe, Near field

العنوان: دراسة ونموذجة جهاز استشعار عالي التردد للاختبار غير المدمر (CND)

الملخص

تم استخدام أجهزة الميكروويف على نطاق واسع في مجموعة متنوعة من التطبيقات التي تتراوح من الاتصالات إلى الخدمات العسكرية والغذائية، ودراسة خصائص المواد على ترددات عالية وتطوير هذه المواد دائماً كانت من بين المجالات الأكثر نشاطاً في فيزياء الحالة الصلبة وعلوم المواد والهندسة الكهربائية والإلكترونية. في السنوات الأخيرة، تتطلب الطلبات المتزايدة لتطوير مكونات ودوائر وأنظمة عالية التردد فهماً كاملاً لخصائص المواد التي تعمل بترددات عالية. كل هذه الجوانب تجعل من توصيف خصائص المواد والاختبارات غير المدمرة بواسطة مكونات وتقنيات الميكروويف مجالاً مهماً في الإلكترونيات عالية التردد. الأهداف الرئيسية لهذه الرسالة مكرسة لدراسة وتطوير تقنيات جديدة، تعتمد على الموجات الدقيقة في مجال الاختبارات غير المدمرة. مثل الكشف عن جميع أنواع الأعطال في المواد الموصلة والعزل. وكذلك تطوير واستخدام هذه الأساليب لتوصيف المواد غير الموصلة.

الكلمات المفتاحية: الموجات الدقيقة، الهوائيات، مكونات الميكرو ستريب، المسبار المحوري، المجال القريب.

Table des matières

Introduction générale.....	1

PREMIERE PARTIE	
Revue de la littérature	

Chapitre I : Utilisation des techniques hautes fréquences dans plusieurs domaines	
Introduction.....	5
1. Problématique de la thèse	7
2. Les méthodes de caractérisations et de détections.....	7
1.1. Les méthodes en champ proche non résonantes.....	7
2.2.1. Méthode de guide d'onde rectangulaire.....	7
2.1.2. Méthode par sonde coaxiale.....	8
1.2. Les méthodes en champ proche résonantes.....	9
1.2.1. Cavite coaxiale résonante termine par une pointe.....	10
2.2.2. Ligne coaxial résonante termine par une pointe.....	11
3. Étude comparative des différentes méthodes.....	11
4. Définition des micro-ondes.....	13
5. Avantages et inconvénients des techniques micro-ondes.....	14
a. Avantages des techniques micro-ondes.....	14
b. Inconvénients des techniques micro-ondes.....	15
6. Caractéristiques des micro-ondes et ondes millimétriques.....	15
7. Etats de l'art sur les applications des techniques hautes fréquences.....	16
7.1 Application dans le domaine CND et la caractérisation des matériaux.....	16
1. Sonde coaxiale.....	16
2. Capteur IDE	19
3. Capteur a ligne coaxial ouvert.....	21
7.2 Application dans le domaine agroalimentaire.....	24
1. Sonde coaxiale à extrémité ouverture	24
2. Capteur à guide d'ondes ouvert.....	28
7.3 Application dans le domaine biomédicale.....	30
1. Capteur spiral.....	30
2. Capteur spiral : structure.....	31
Conclusion	33
Référence de chapitre I.....	34

DEUXIEMES PARTIE	
Les Sondes	

Chapitre II : Simulation et réalisation d'une sonde end-coaxial pour la caractérisation des matériaux et le CND	
Introduction.....	38
1. Le logiciel de simulation HFSS.....	39

2. Sonde coaxiale à extrémité ouverte.....	41
2.1. Détection des défauts.....	41
2.2. Méthode de sonde coaxiale à extrémité ouverte.....	41
2.3. Circuit équivalent d'une sonde coaxiale et modèle d'impédance.....	41
2.4. Modalisation.....	42
2.5. Type de défauts.....	43
2.6. Résultats de simulation.....	43
3. Partie expérimentale.....	47
3.1. Matériels.....	47
3.2. Les caractéristiques des sondes proposent.....	49
3.3. Structures proposes.....	51
3.4. Le choix des matériaux.....	51
3.5. Propriétés principales des matériaux.....	52
3.6. Création des défauts.....	57
3.7. Banc de mesure.....	59
3.8. Résultats de mesures.....	60
Conclusion.....	66
Référence de chapitre II.....	67

TROISIEMEMENT PARTIE	
Capteur micro-ruban	

Chapitre III : Modélisation et réalisation d'un capteur micro-ruban pour des applications agro-alimentaire	
Introduction.....	69
1. Présentation de la structure proposée.....	70
2. Etude théorique.....	71
3. Modélisation des différents éléments du capteur.....	75
a) Modélisation de l'élément rayonnant.....	75
• Equation intégrale du champ électrique (EFIE).....	75
• Formulation théorique du problème de la fonction de Green.....	75
• Détermination du tenseur de Green pour la structure étudiée.....	78
• Résolution de l'équation intégrale par la procédure de Galarkin.....	79
• Calcul de la fréquence de résonance et la bande passante.....	80
b) Modélisation de la ligne micro-ruban.....	80
4. Simulation sur HFSS.....	81
a) Simulation de structure propose.....	81
b) Variation de la permittivité et de la conductivité de l'eau en fonction de la fréquence.....	84
c) Effet de variation du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité de l'eau.....	85
d) Sensibilité de capteur sur tout le système.....	86
5. Résultats expérimentaux et discussion.....	88
Conclusions.....	94
Référence de chapitre III.....	95

<p>-----</p> <p>Quatrième PARTIE</p> <p>Capteur métamatériaux</p> <p>-----</p>	
Chapitre IV : Les capteurs a base métamatériaux	
Introduction.....	98
1. Métamatériaux.....	98
2. Historique des métamatériaux.....	98
3. Types de métamatériaux.....	99
4. Principes de fonctionnement des capteurs de métamatériaux.....	100
4.1 Principe de decalage de fréquence.....	100
4.2 Principe de division de fréquence.....	102
4.3 Principe de modulation de couplage.....	103
4.4 Principe de modulisation d'amplitude.....	104
5. Capteurs métamatériaux.....	106
5.1 Les SRR.....	107
5.2 Type des SRR.....	108
5.3 Recherches futures sur les capteurs de métamatériaux.....	112
6. Résultats de simulation.....	112
6.1 Optimisation de résonateur.....	
✓ Optimisation du résonateur à anneau micro-ruban pour la caractérisation de différents diélectriques.....	112
1. Conception de résonateur.....	113
2. Résultats et discussion.....	114
• Optimisation du résonateur à anneau micro ruban pour la caractérisation de différents diélectriques.....	117
1. Conception de résonateur.....	117
2. Résultats et Discussion.....	117
Conclusion.....	120
Référence chapitre IV.....	120

Liste des figures

N° de figure	Titre	N°de page
1-1	(a) Schéma de mesure en guide d'onde rectangulaire (b) photo de la cellule de mesure non réciproque en guide rectangulaire développée au LEST	8
1-2	Mesure en réflexion à l'aide d'une sonde coaxiale	9
1-3	Schéma de mesure en cavité	10
1-4	Différents types et configurations de structures de lignes de transmission	11
1-5	Plage de fréquences des ondes hyperfréquence et millimétrique et longueurs d'onde associées (non à l'échelle)	15
1-6	(a) sonde isolée par une couche mince. (b) sonde sans isolation	17
1-7	Variation de module et la phase de coefficient de réflexion par différents modèles	18
1-8	Dimensions du capteur IDE : $a = 12,8$ mm et $b = 12$ mm	19
1-9	Configuration de l'échantillon avec un défaut dans le métal pelliculé. S est la distance de blocage entre le capteur IDE et le revêtement.	19
1-10	Configuration expérimentale	20
1-11	Réponse de fréquence du capteur	21
1-12	Montage expérimental	22
1-13	Relations de l'échantillon avec le film de revêtement et la direction de balayage : (a) la vue de l'échantillon fixant le film de revêtement sur la fissure et (b) le balayage Direction de la pointe du capteur en traversant la fissure	23
1-14	Kit de sondes diélectriques Agilent 85070E (avec l'aimable autorisation de : home.agilent.com)	25
1-15	Configuration de la mesure constante diélectrique de la tomate avec le kit de sonde diélectrique Agilent 85070E et le VNA	26
1-16	Tomate [A] Partie réelle de la permittivité (ϵ') en fonction de la fréquence, [B] Perte tangente en fonction de la fréquence.	27

1-17	montage expérimental a) capteur de ligne coaxial couplé à un guide d'onde. b) emplacement de bouteille dans le guide d'onde et le liquide	29
1-18	La (a) vue du haut et (b) vue du bas du capteur en spirale à micro-ondes. (c) Le circuit équivalent simplifié des deux ports VNA connecté avec le résonateur spiral chargé par le MUT. (d) Circuit équivalent du capteur spiral à micro-déclenchement inductif couplé au MUT	31
1-19	La (a) vue du haut et (b) vue du bas du capteur en spirale à micro-ondes. (c) Le circuit équivalent simplifié des deux ports VNA connecté avec le résonateur spiral chargé par le MUT. (d) Circuit équivalent du capteur spiral à micro-déclenchement inductif couplé au MUT	32
2-1	Organigramme de logiciel HFSS	40
2-2	Equivalent circuit of a probe	41
2-3	Types de défauts a) défaut rectangulaire b) défaut circulaire	43
2-4	La structure du capteur a été étudiée en 3D	43
2-5	Structure de capteur avec contacte Sans défaut en 3D par HFSS	44
2-6	Coefficient de réflexion S11 sans défauts	44
2-7	Structure de capteur avec contacte avec défaut en 3D par HFSS	44
2-8	Coefficient de réflexion S11 avec défauts	45
2-9	Coefficient de réflexion S11 avec et sans défauts	45
2-10	Coefficient de réflexion S11 avec et sans défauts	46
2-11	Analyseur de réseau, réf PNA N5222A HP Agilent	47
2-12	Module de calibration électronique Réf : N4691B 300KHz-26,5 GHz	47
2-13	Tapi et bracelet antistatiques	48
2.14	Boite d'isolation	48
2.15	Table de déplacement (X. Y. Z)	49
2.16	Capteur avec cavité résonante réalisé avec le logiciel solide Works	50

2.17	Capteur sans cavité résonante réalisé avec le logiciel solide Works	50
2.18	Les structures propos a) capteur avec cavité b) capteur sans cavité	51
2.19	Microstructure par microscopie optique des matériaux utilise dans l'application (INOX 304 L et Aluminium 7022).	52
2.20	Microstructure par microscopie électronique à balayage des matériaux utilise dans l'application (INOX 304 L et Aluminium 7022)	52
2.21	Analyse quantitative de l'aluminium 7222	53
2.22	Analyse quantitative de l'INOX 403 L	53
2.23	Diffractogrammes de l'échantillon d'aluminium Brut obtenu par DRX en mode normal (90°)	54
2.24	Diffractogrammes de l'échantillon 304L Brut obtenus par DRX en mode normal (90°)	54
2.25	Cartographies Aluminium 7022	55
2.26	Cartographies d'INOX 304 L	55
2.27	Cycle d'hystérésis d'Aluminium	57
2.28	Cycle d'hystérésis d'INOX	57
2.29	Echantillon de fissures fines usinées peu profondes pour une langue de défaut 0.1mm : a) schématique et b) image	58
2.30	Echantillon de fissures fines usinées peu profondes pour une langue de défaut 0.5mm : a) schématique et b) image	59
2.31	Banc de mesure	59
2.32	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts	60
2.33	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts	61
2.34	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différent valeurs de profondeurs de défauts, pour L=01mm et L=0.5mm	62
2.35	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts	63
2.36	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts	63
2.37	Variation de S11 en fonction de fréquence pour différent valeurs de profondeurs de défauts, pour L=01mm et L=0.5mm	64
2.38	Comparaison entre les deux types de capteur	65

2.39	Comparaison entre les deux types de capteur	65
3.1	Structure du résonateur à micro ruban proposé	70
3.2	Résonateur micro-ruban rectangulaire multicouche	72
3.3	Représentation d'une couche j	77
3.4	Structure de l'Elément Rayonnant Micro-rubans	78
3.5	Structure de la Ligne Micro-rubans	80
3.6	Présentation du capteur sous HFSS	82
3.7	Résultats de caractérisation pour différents matériaux sur HFSS	83
3.8	Variation de la fréquence de résonance f_r en fonction de la Permittivité Relative ϵ_r	83
3.9	Variation de la conductivité et de la permittivité de l'eau en fonction de la fréquence	84
3.10	Perte de retour simulée, S_{11} (dB), du capteur de miro rubane proposé pour différentes permittivités de l'eau	86
3.11	Variation de S_{11} en fonction de différentes valeurs de paramètre de capteur pour deux milieux de permittivités	87
3.12	Capteur étudié	89
3.13	Procédure expérimentale	90
3.14	Variation de S_{11} en fonction de la fréquence du capteur, avec et sans porte-échantillon	90
3.15	Variation de coefficient de réflexion S_{11} (dB) du capteur à micro ruban proposé pour différents pourcentages d'eau ajoutée	91
3.16	Réponses du capteur S_{21} microstrip mesurées pour différents pourcentages d'eau ajoutée	92
3.17	Fréquence de résonance du capteur micro ruban en fonction du pourcentage d'eau ajoutée (%)	93
4.1	Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Changement de fréquence, (b) Dépendance à la fréquence du coefficient de transmission avec et sans échantillon	101
4.2	Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Division de fréquence, (b) Dépendance de fréquence du coefficient de transmission avec et sans échantillon	103

4.3	Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) modulation d'amplitude, (b) dépendance de fréquence du coefficient de réflexion avec valeur croissante du déplacement horizontal, x	104
4.4	Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Modulation de couplage, (b) Dépendance au temps du coefficient de transmission	105
4.5	(a) Représentation d'un résonateur à anneau fendu (SRR) et de son circuit équivalent modèle. Le résonateur est formé par deux anneaux métalliques (b) Représentation d'un résonateur à éclats complémentaires (CSRR) et son modèle de circuit équivalent. Dans ce cas, le résonateur est gravé sur une surface métallique. Les pièces métalliques sont représentées en gris. Figures extraites de [12]	108
4.6	a) Résonateur à anneau fendu non isotrope (NB SRR) et son modèle de circuit équivalent. (b) SRR à double fente et modèle de circuit (c) Résonateur à spirale (SR) et modèle (d) Résonateur à double spirale (DSR) et modèle. (e) Résonateur à éclats ouverts (OSRR) (f) Résonateur à anneau fendu couplé (BC SRR). (g) Résonateur à anneau fendu non bianisotrope couplé à large face (BC NB SRR) (h) Résonateur à spirale couplé à large face avec quatre tours (BC SR (4)). Chiffres extraits de [13,9]	109
4.7	Le résonateur en anneau proposé est alimenté par micro-band	113
4.8	Variation pour différentes valeurs de crêpeaux en fonction du coefficient de fréquence	114
4.9	Variation pour différentes valeurs de crêpeaux en fonction du coefficient de fréquence	114
4.10	Variation pour différentes valeurs de crêpeaux en fonction du coefficient de fréquence	115
4.11	Variation pour différents diélectriques en fonction du coefficient de réflexion en fréquence	115
4.12	Structure a étudié	117
4.13	Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différente valeurs de W	117
4.14	Sensibilité de résonateur propose	118
4.15	Variation de s_{11} en fonction de fréquence pour différente valeurs de nombre de spire	118
4.16	variation de s_{11} en fonction de fréquence pour différente valeur de S	119
4.17	Variation de s_{11} en fonction de fréquence pour différente valeurs de v	119

Liste des tableaux

1.1	Principales caractéristiques des méthodes	12
1.2	Permittivité relative des échantillons liquides utilisés dans cette étude	30
3.1	Paramètres de la structure proposée.	71
3.2	les valeurs des paramètres de capteur et les valeurs de fréquence de résonance, et calculer de ΔF	87
4.1	Classification des métamatériaux	99
4.2	Les avantages et des inconvénients de chaque principe	105
4.3	Exemples de capteurs de métamatériaux	111
4.4	Calcul de Δf et ΔS_{11}	116

Introduction générale

Introduction générale

Les besoins et les exigences du marché industriel ont imposé au domaine de la recherche technologique la notion de miniaturisation des circuits imprimés ; pour faire face aux besoins des diverses applications notamment en aérospatiale, réseaux sans fil, applications radars, contrôle non destructif ...etc.

Le contrôle non destructif est une science de l'évaluation de diverses propriétés d'un matériau, sans compromettre son utilité et son utilisation. Ces propriétés peuvent être physiques, chimiques, mécaniques ou géométriques. Il existe plusieurs techniques du contrôle non destructif telles que : émission acoustique [1], essais par ressuage [2], contrôle par courants de Foucault [3], les ultrasons et la radiographie [4,5], toutefois, chacune de ces méthodes possède certaines limitations et désavantages, à partir des années 1970, certains chercheurs ont tenté d'utiliser des techniques micro-ondes [6] pour la caractérisation des matériaux non conducteur tel que les composites, les diélectriques, le béton et le Bois. Les résultats obtenus par ces applications sont satisfaisants et encourageants la recherche dans ce domaine.

En raison de leurs diverses caractéristiques attrayantes et d'excellents avantages, les capteurs micro-onde ont attiré l'attention dans la recherche théorique et les applications d'ingénierie au cours des dernières décennies. Les capteurs à micro-ondes jouent un rôle important dans de nombreux domaines, sont utilisés dans un nombre croissant d'applications comme le diagnostic et les tests biomédicaux [7] et non destructifs [8]. De nombreux nouveaux problèmes de mesure ont été résolus par divers types de capteurs à micro-ondes. Ces capteurs sont donc de plus en plus répandus dans les différents secteurs. Les capteurs à micro-ondes sont utilisés dans les applications industrielles pour mesurer la distance, le mouvement, la forme et la taille des particules, contrôle de teneur de l'eau dans le lait [9], détection des défauts, détection de glucose dans le sang [10], mais le plus grand groupe d'applications est lié aux propriétés du matériau [11].

Il existe déjà de nombreux types de capteurs qui sont utilisés et commercialisés pour une grande variété d'applications, et sous différentes formes allant des alarmes domestiques au

suivi des paramètres vitaux dans la santé en passant par la sécurité de l'environnement, sécurité alimentaire.. .etc.

Le principal avantage des capteurs à hyperfréquences réside dans le fait qu'ils peuvent être mis en œuvre pour une large gamme d'applications de manière non destructive, économique et efficace, tout en permettant de mesurer de manière non invasive à courte distance, du fait de la pénétration des ondes sans créer risques pour la santé [12]. Ces types de capteurs fonctionnent sur des rayonnements non ionisants, ce qui signifie que les rayonnements électromagnétiques ne contiennent pas assez d'énergie par photon pour ioniser. Des atomes (ou des molécules) pour pouvoir éliminer complètement un électron de cet atome (ou molécule). Cela implique que ces types de capteurs ne causent aucun risque pour la santé au corps humain ou aux animaux, en particulier lorsqu'il est utilisé à des fréquences inférieures à quelques dizaines de GHz. En outre, ils peuvent facilement être installés dans une installation industrielle existante.

La falsification du lait crée des problèmes importants pour l'industrie laitière. Elle entraîne des pertes économiques, une détérioration de la qualité des produits finaux et constitue un risque pour la sécurité des consommateurs. L'ajout d'eau au lait est une pratique courante dans certaines régions du monde. Plusieurs méthodes standard peuvent être utilisées pour détecter la teneur en eau du lait. [13]

Ces techniques sont obtenus sur les changements du point de congélation du lait (méthode cryoscopique) ou sur les changements dans la réfraction de la lumière du composant de lactosérum du lait après l'élimination des composants de matière grasse. [14]

Cependant, la plupart de ces mesures sont coûteuses et prennent beaucoup de temps, car les échantillons de lait doivent être envoyés aux laboratoires laitiers pour analyser. Il est donc devenu nécessaire de développer des instruments nouveaux et améliorés pour la détection rapide et fiable de ce type de fraude.

Deux objectifs principaux des travaux de recherche sont présentés dans ce mémoire de thèse :

Le premier objectif est l'étude et le développement de nouvelles techniques basées sur la méthode en champ proche pour la détection et la caractérisation résonante et non résonante de matériaux, pour une application de contrôle non descriptif (CND). Réalisation des sondes coaxiales pour la détection des défauts et la caractérisation.

Le deuxième objectif de ce mémoire de thèse est l'étude et le développement d'un nouveau Capteur à base des lignes micro ruban, pour la détection de teneur de l'eau dans le lait.

Ce manuscrit comporte quatre chapitres développant les divers aspects du sujet abordé, précédé par une introduction générale, et suivi par une conclusion générale.

Nous débutons **le premier chapitre** par un état de l'art sur l'utilisation des techniques hautes fréquences. Ensuite, nous présentons plusieurs domaines d'application des techniques hautes fréquences. Enfin, des différents types de capteurs existants dans le littérature.

Le second chapitre consacré pour la simulation et la réalisation d'une sonde end-coaxial pour la caractérisation des matériaux et le CND, nous présentons en perf du logiciel HFSS, et la justification du choix de ce logiciel. Ensuite, présentation de la sonde coaxiale et son schéma électrique équivalent. Enfin une conclusion on présente l'utilité de cette sonde et la cohérence des résultats expérimentaux.

Le troisième chapitre de ce manuscrit sera composé de trois parties principales. La première partie sera consacrée à la Modélisation des différents éléments du capteur. La deuxième partie présentera la simulation du capteur par le logiciel HFSS. La dernière partie sera enfin consacrée au résultat expérimental et discussion.

Le dernier chapitre de ce manuscrit est consacré sur une étude par simulation de deux types de capteurs à base des métamatériaux, une étude théorique sur les principes de fonctionnement et les différents types de capteurs a été présentée dans cette section.

Enfin, dans la conclusion générale du manuscrit, nous récapitulons nos principales contribution, puis nous exposons quelques perspectives afin d'améliorer les performances des capteurs déjà réalisés.

Les recherches menées au cours de cette thèse s'inscrivent dans le cadre d'une collaboration entre le laboratoire de micro-onde de centre de recherche (CRTI) en Algérie et laboratoire de l'institut de Jean Lamour (IJL) de département nanomatériaux, électronique et vivant (N2EV) en France.

Référence de l'introduction générale

[1] Ahi, A. M., Yousefi, J., Najafabadi, M. A., Esmailzare, A. & Oskouei, A. R. (2017). Residual stress evaluation in friction stir-welded aluminum plates using finite element

- method and acoustic emission. *Journal of Materials Science*, 52(4), 2103–2116.
- [2] Lu, T. & Chen, J. (2017). Research of Penetration Testing Technology in Docker Environment
- [3] Arenas, M. P., Rocha, T. J., Angani, C. S., Ribeiro, A. L., Ramos, H. G., Eckstein, C. B., Rebello, J. M. O. & Pereira, G. R. (2018). Novel austenitic steel ageing classification method using eddy current testing and a support vector machine. *Measurement*, 127, 98–103.
- [4] Wagner, D. R., Thompson, B. J., Anderson, D. A. & Schwartz, S. (2018). A-mode and B-mode ultrasound measurement of fat thickness: A cadaver validation study. *European Journal of Clinical Nutrition*, 73(4), 518–523.
- [5] Wei, G., Han, S., Wang, H., He, L., Wang, Y., Wu, M. & Chen, D. (2015). Experience of the indirect neutron radiography method based on the x-ray imaging plate at CARR. *Physics Procedia*, 69, 258–264.
- [6] Kharkovsky, S., & Zoughi, R. (2007). Microwave and millimeter wave nondestructive testing and evaluation-Overview and recent advances. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 10(2), 26-38.
- [7] Balduino, R., McDermott, B., Porter, E., Elahi, M. A., Shahzad, A., O'Halloran, M., & Cavagnaro, M. (2019). Feasibility of water content-based dielectric characterisation of biological tissues using mixture models. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 26(1), 187-193.
- [8] Pamwani, L., Habib, A., Melandsø, F., Ahluwalia, B. S., & Shelke, A. (2018). Single-input and multiple-output surface acoustic wave sensing for damage quantification in piezoelectric sensors. *Sensors*, 18(7), 2017.
- [9] Agranovich, D., Renhart, I., Ishai, P. B., Katz, G., Bezman, D., & Feldman, Y. (2016). A microwave sensor for the characterization of bovine milk. *Food Control*, 63, 195-200.
- [10] Harnsoongnoen, S., Charoen-In, U., & Wanthong, A. (2017, March). Determination of glucose concentration with resonant coplanar microwave sensor. In 2017 International Electrical Engineering Congress (iEECON) (pp. 1-3). IEEE.
- [11] You, K. Y., & Sim, M. S. (2018). Precision permittivity measurement for low-loss thin planar materials using large coaxial probe from 1 to 400 MHz. *Journal of Manufacturing and Materials Processing*, 2(4), 81.
- [12] Feldt, M., Bjarnadottir, O., Kimbung, S., Jirström, K., Bendahl, P. O., Veerla, S. & Borgquist, S. (2015). Statin-induced anti-proliferative effects via cyclin D1 and p27 in a window-of-opportunity breast cancer trial. *Journal of translational medicine*, 13(1), 133.
- [13] Mabrook, M. F., & Petty, M. C. (2003). A novel technique for the detection of added water to full fat milk using single frequency admittance measurements. *Sensors and ActuatorsB: Chemical*, 96(1-2), 215-218.

[14] Mabrook, M. F., & Petty, M. C. (2003). A novel technique for the detection of added water to full fat milk using single frequency admittance measurements. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 96(1-2), 215-218.

Chapitre I

Utilisation des techniques hautes fréquences dans plusieurs domaines

Introduction

Le contrôle non destructif (CND) vise à caractériser l'état d'une pièce ou d'un matériau (mesure de paramètres physiques, détection et dimensionnement de défauts, etc.) sans porter atteinte à son intégrité. Il existe plusieurs techniques du contrôle non destructif tel que l'émission acoustique, essais par ressuage, contrôle par courants de Foucault, ultrasons et radiographie, toutefois, chacune de ces méthodes possède certaines limitations et désavantages. À partir des années 1970, certains chercheurs ont tenté d'utiliser des techniques micro-ondes pour détecter d'éventuelles fissures superficielles dans les composants métalliques. [1]

Ces techniques présentent des avantages par rapport aux autres méthodes traditionnelles (la radiographie, les ultrasons, les courants de Foucault) concernant le faible coût, une bonne pénétration dans les matériaux non métalliques, une bonne résolution et une caractéristique sans contact des capteurs micro-ondes (antenne). Actuellement, les essais non destructifs par micro-ondes (MNDR) peuvent être classés comme des techniques spécialisées (sauf pour la mesure de l'humidité) par rapport à d'autres méthodes d'essai non destructives. Cependant, l'électronique moderne permet d'améliorer son potentiel pour les applications industrielles (Botsco, 1986).

Le contrôle non destructif (CND) par la technique des micro-ondes est devenu un moyen efficace pour l'inspection des différents matériaux et structures, avec des applications dans les domaines de l'infrastructure civile, le contrôle de processus industriel, l'évaluation des matériaux, l'aéronautique et les applications navales [2].

Les méthodes de mesure applicables à toute application souhaitée dépendent de la nature du matériau diélectrique à mesurer, physiquement et électriquement, de la fréquence d'intérêt et du degré de précision requis. Être capable de concevoir un support approprié pour l'échantillon et d'obtenir un modèle adéquat du circuit pour des calculs fiables de la permittivité à partir de mesures électriques s'avère souvent un défi important.

Dans les gammes de fréquences basses et moyennes, les circuits de pont et de résonance ont souvent été utilisés pour caractériser les matériaux diélectriques.

1. Problématique de la thèse

Les dispositifs micro-ondes ont été largement utilisés dans des applications allant de la communication jusqu'à des applications biomédicale et agro-alimentaire, l'étude des propriétés des matériaux à des hautes fréquences et le développement de ces matériaux ont toujours été parmi les domaines les plus actifs dans la physique des solides, la science des matériaux et l'ingénierie électrique et électronique. Ces dernières années, les exigences croissantes pour le développement des composants, des circuits et des systèmes à haute fréquence nécessitent une compréhension complète des propriétés des matériaux fonctionnant à des hautes fréquences.

Le développement des capteurs et leurs systèmes électroniques permettent l'étude et la caractérisation des propriétés des matériaux ainsi que le contrôle non destructif.

Les objectifs principaux de cette Thèse de recherche sont consacrés pour l'étude et le développement de nouvelles techniques, basées sur les micro-ondes dans le domaine du contrôle non destructif ; telle que la détection de tous types de défauts sur le matériau conducteur et diélectrique. Ainsi que le développement et l'utilisation de ces méthodes pour la caractérisation des matériaux non conducteurs.

Ces méthodes sont présentées comme suite :

Les méthodes en champ proche non résonantes

- ✓ Méthode de caractérisation et la détection par guide d'onde rectangulaire
- ✓ Méthode de caractérisation et la détection par sonde coaxiale.

Les méthodes en champ proche résonantes

- ✓ Cavité coaxiale résonante terminée par une pointe
- ✓ Ligne coaxiale résonante terminée par une pointe
- ✓ Sondes résonantes micro-ruban.

Les méthodes à base de coefficient de réflexion / transmission (Champ lointain)

- ✓ Utilisation d'une antenne comme émetteur et une autre comme récepteur.
- ✓ Utilisation d'une antenne comme émetteur et une caméra infrarouge comme récepteur.

2. Les méthodes de caractérisations et de détections

Plusieurs méthodes de caractérisation de matériaux sont décrites dans la littérature [3]. Le choix d'une des méthodes dépend de la bande de fréquences que l'on désire couvrir, du paramètre électrique privilégié, de la précision que l'on désire obtenir sur celui-ci, de la rapidité de la méthode ou de sa simplicité, du genre de matériau (isolant ou semi-conducteur) enfin, du type de matériau à caractériser (gaz, liquide, solide ou granule). On peut diviser ces méthodes en deux grands types : Les méthodes en champ proche non résonantes, les méthodes en champ proche résonantes.

2.1. Les méthodes en champ proche non résonantes

La recherche dans le domaine de micro-ondes utilisant les techniques en champ proche non résonantes permettant la caractérisation des matériaux et la détection non destructive de fissures a été adaptée dans les années 1990 et se maintient encore aujourd'hui. Les méthodes en champ proche non résonantes sont divisées en deux grands types :

- ✓ Les Méthodes de caractérisations et la détection par guide d'onde rectangulaire.
- ✓ Les Méthodes de caractérisations et la détection par sonde coaxiale.

Ces méthodes non résonantes exploitent la mesure du coefficient de réflexion à l'extrémité d'un guide d'onde rectangulaire ouvert [4] ou d'une ligne coaxiale ouverte [5].

2.2.1. Méthode de guide d'onde rectangulaire

Les méthodes guidées appartiennent à un grand groupe de méthodes non-résonantes pour mesurer la permittivité diélectrique complexe de différents matériaux dans le domaine micro-ondes.

Il existe dans la littérature un nombre important de structures propagatrices permettant la transmission des ondes électromagnétiques [6]. En général, ces structures peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux. On distingue la cellule de mesure en guide d'onde rectangulaire et la cellule en ligne de transmission coaxiale.

La technique de mesure en guide d'onde rectangulaire figure parmi les techniques les plus utilisées [7]. Le matériau à caractériser est placé à l'intérieur de la structure de propagation. Un analyseur de réseaux permet de mesurer sur une large bande de fréquences les coefficients de réflexion et, éventuellement, de transmission, dont on déduit les propriétés électromagnétiques (ϵ_r , μ_r) du matériau.

L'inconvénient de cette méthode est que la mesure ne peut s'effectuer que dans la bande passante du guide. Notons qu'il existe des dispositifs de mesure en guide fendu, utilisé pour la caractérisation de matériaux fins.

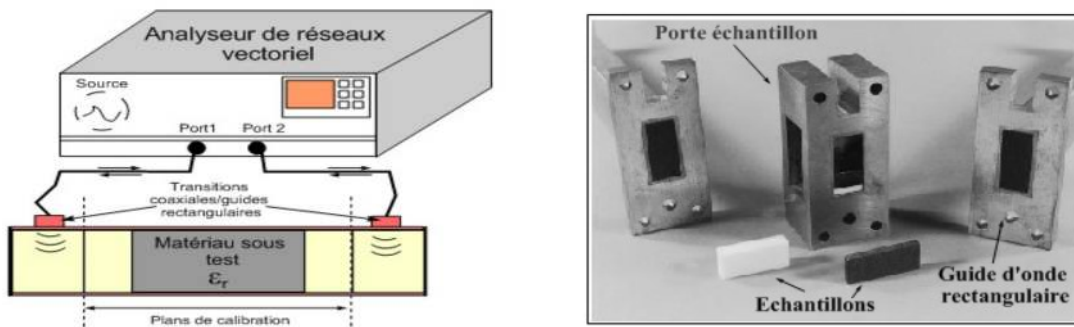


FIGURE 1.1 : (a) Schéma de mesure en guide d'onde rectangulaire (b) photo de la cellule de mesure non réciproque en guide rectangulaire développée par le Laboratoire d'Électronique et des Systèmes des Télécommunications (LEST).

2.1.2. Méthode par sonde coaxiale

C'est l'une des techniques les plus commodes et fréquemment utilisées pour mesurer les matériaux à pertes surtout les matériaux liquides et les tissus biologiques en micro-onde et en haute fréquence [9,8]. Elles répondent particulièrement bien aux besoins exprimés par les applications biomédicales et agroalimentaires [10]. Elles peuvent être effectuées à distance, dans le cas de mesures en défilement, ou directement en contact avec le matériau.

Dans ce dernier cas, cette technique nécessite une bonne planéité de la surface de l'échantillon pour garantir un bon contact. Pour les mesures en défilement, on utilise un modèle prenant en compte la distance entre le matériau et la sonde [11].

On distingue deux types de sonde de mesure : la sonde en ligne coaxiale ouverte et la sonde de type guide d'onde ouvert. Il est possible d'effectuer des mesures en transmission en mettant le matériau à caractériser entre deux sondes ou bien en réflexion en remplaçant une

sonde par un plan de référence court-circuit ou circuit ouvert. La figure 1.2 présente un exemple de mesure en réflexion utilisant une sonde coaxiale.

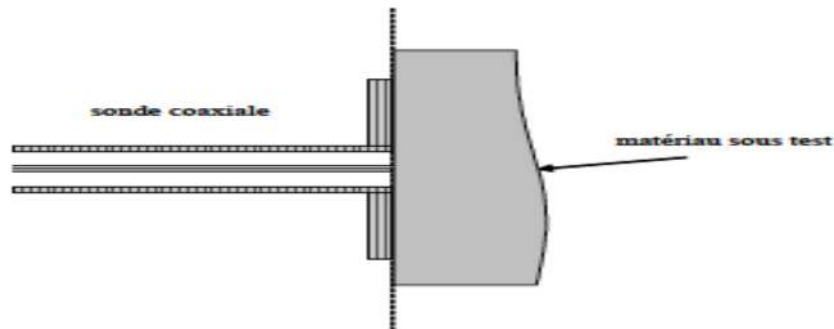


FIGURE 1.2 : Mesure en réflexion à l'aide d'une sonde coaxiale.

Les avantages de la méthode de mesure en sonde coaxiale sont :

- ✓ Ne nécessite aucun usinage de l'échantillon, préparation de l'échantillon facile.
- ✓ -Après l'étalonnage, les propriétés diélectriques d'un grand nombre d'échantillons peuvent être systématiquement mesurées en un court laps de temps.
- ✓ La mesure peut être effectuée dans un environnement à température contrôlée.

2.2. Les méthodes en champ proche résonantes

Les techniques en champ proche résonantes actuelles dérivent de la méthode proposée par E.A. Ash et G. Nicholls en 1972 [12] pour dépasser la barrière d'Abbe. Leur principe consiste à faire interagir un résonateur avec la pièce à contrôler et à mesurer les variations de la fréquence de résonance F_r et du facteur de qualité Q du résonateur induit par les anomalies présentes dans la pièce. Pour détecter les variations de fréquence et de facteur de qualité caractéristiques des défauts, on va donc exploiter l'échantillonnage en fréquence des appareils de mesure et non leur dynamique. L'analyseur de réseau est notamment très bien adapté à la mesure de variations de fréquence de résonance et de facteur de qualité.

Les nombreuses études sur la caractérisation de matériaux à l'aide de dispositifs résonants en champ proche ont montré que la résolution spatiale dépend de la taille de l'extrémité de la sonde et de la distance sonde- échantillon. Ceci explique pourquoi les travaux présentés dans la littérature sont axés essentiellement sur l'optimisation des

dimensions et de la forme des sondes et sur les dispositifs de contrôle de la distance sonde-échantillon.

Les méthodes résonantes sont basées sur les paramètres de résonance, à savoir la fréquence de résonance f_r ou le coefficient de qualité Q à vide. L'extraction de f_r ou de Q se fait à partir des paramètres de réflexion. Parmi les configurations permettant d'appliquer la méthode résonante, nous pouvons citer les résonateurs dits « whispering-gallery » [13], guides d'ondes (cylindriques, rectangulaires, etc.), cavités résonantes [14], etc.

2.2.1. Cavité coaxiale résonante terminée par une pointe

La méthode de la cavité résonante fait partie des techniques de mesure les plus anciennes pour la détermination de la permittivité. Une cavité résonante peut avoir une forme géométrique quelconque, les plus classiques sont les cavités métalliques rectangulaires ou cylindriques. Le principe de fonctionnement repose en général sur la méthode des perturbations [15], d'où sa grande sensibilité pour la mesure de la permittivité ϵ_r ou de la perméabilité μ_r des matériaux de faibles pertes. Les dimensions de la cavité sont déterminées selon la fréquence d'opération.

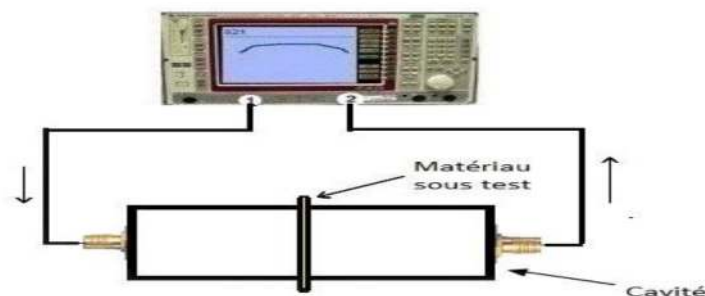


FIGURE 1.3 : Schéma de mesure en cavité.

Les cavités résonantes sont les méthodes de caractérisation les plus sensibles et précises pour déterminer les pertes d'un matériau. Elles sont particulièrement bien adaptées à la caractérisation des matériaux à faibles pertes. Le principal inconvénient de la mesure en cavité est d'être une méthode à bande étroite. La mesure est possible uniquement aux fréquences de résonance de la cavité.

2.2.2. Ligne coaxiale résonante termine par une pointe

Les méthodes de ligne de transmission (réflexion/transmission) sont basées sur la détermination des paramètres de propagation (Z_c et Y) en présence du matériau à caractériser. En effet, la présence d'un matériau de permittivité ou de perméabilité donnée modifie les paramètres de propagation Z_c et Y . La mesure de ces paramètres permet théoriquement de remonter aux propriétés du matériau à caractériser [16].

Pour extraire ces paramètres de propagation, on utilise soit les paramètres S en réflexion/transmission, soit uniquement la réflexion dans deux configurations différentes, à savoir, la ligne en court-circuit et la ligne en circuit ouvert.

Dans la littérature un grand nombre de structures propagatrices [17]. Ces structures peuvent être utilisées pour la caractérisation des matériaux de manière générale. Le choix de la structure dépend des objectifs et critères de la caractérisation : rapidité, simplicité et précision. Une structure remplie de diélectrique est dite guide d'onde chargé ou ligne chargée. La figure suivante représente quelques configurations de ligne de transmission. A partir des différentes structures propagatrices, nous pouvons mettre en place plusieurs configurations (micro-ruban, coplanaire, coaxiale, bifilaire, etc.) pour caractériser des matériaux (figure 1.4). Les structures planaires sont adaptées aussi bien à la caractérisation des matériaux en couches minces [18] qu'aux matériaux couches épaisses.

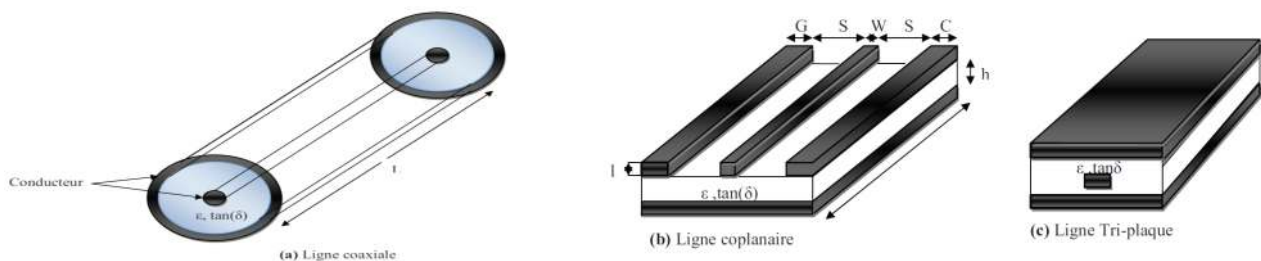


FIGURE 1.4 : Différents types et configurations de structures de lignes de transmission.

3. Étude comparative des différentes méthodes

Le tableau suivant résume les différentes méthodes de caractérisation et leur principe avec son avantage et inconvénient de chaque méthode :

Méthode de contrôle	Principe de caractérisation	Avantages	Inconvénients
Méthodes en champ lointain	Mesure des variations du coefficient de réflexion d'une antenne ou des variations du coefficient de transmission entre deux antennes	- Simplicité	- Résolution spatiale de l'ordre de la demi-longueur d'onde d'opération (barrière d'Abbe) _ pas adaptées à la détection de micro-défauts
Méthodes en champ proche non résonantes	Mesure des variations de l'amplitude et/ou de la phase du coefficient de réflexion à l'extrémité d'une structure de propagation ouverte	-Utilisation de sondes bien connues (guide rectangulaire et ligne coaxiale) - La résolution spatiale dépend de la taille de l'extrémité de la sonde et de la distance sonde échantillon	- Utilisation de la dynamique des appareils de mesure - Détection de microfissures nécessitant la mesure à plus de 100 GHz de variations d'amplitude de l'ordre du centième de dB et de variations de phase de quelques degrés
Méthodes en champ proche résonantes	Mesure des variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité d'une sonde résonante	- La résolution spatiale dépend de la taille de l'extrémité de la sonde et de la distance sonde échantillon - Utilisation de l'échantillonnage en fréquence des appareils de mesure - Possibilité de détecter des micro-défauts à des fréquences inférieures à 10 GHz	- Nécessité de contrôler très précisément la distance échantillon

Tableau 1.1 : Principales caractéristiques des méthodes. [20]

Parmi les deux types de méthodes micro-ondes en champ proche listés dans le tableau 1.1, les techniques résonantes sont les mieux adaptées à la caractérisation des microfissures de surface dans les métaux. Deux raisons justifient cette affirmation. Tout d'abord, les méthodes résonantes permettent de détecter des défauts de taille micrométrique à des fréquences inférieures à 10 GHz ce qui est impossible avec une méthode non résonante. Ensuite, les méthodes résonantes ne nécessitent pas un appareillage aussi complexe que les méthodes non résonantes. En effet, puisqu'on exploite l'échantillonnage en fréquence et non la dynamique des appareils de mesure, on peut détecter directement les variations de la fréquence de résonance et du facteur de qualité induites par les défauts à l'aide d'un analyseur de réseau. Au final, toutes ces considérations nous conduisent à opter pour une méthode en champ proche résonant afin de détecter les micro-fissures de surface dans les métaux.

4. Définition des micro-ondes

I. Le terme micro-ondes se réfère à des signaux du courant alternatif et des ondes électromagnétiques avec des fréquences comprises entre 300 MHz (3×10^8 Hz) et 300 GHz (3×10^{11} Hz). Comme la pénétration des micro-ondes dans les bons matériaux conducteurs est très faible, les techniques non destructives micro-ondes (MNDDT) sont principalement utilisées pour les matériaux non métalliques. La résolution spatiale de ces techniques dépend de la longueur d'onde du signal. Pour la bande des micro-ondes couramment utilisés de 3 à 100 GHz, la longueur d'onde varie de 100 mm à 3 mm [21].

II. Les micro-ondes sont des ondes électromagnétiques de longueur d'onde intermédiaire entre l'infrarouge et les ondes de radiodiffusion. Le terme micro-onde provient du fait que ces ondes ont une longueur plus courte que celles de la bande VHF, utilisée par les radars pendant la Seconde Guerre mondiale.

Les micro-ondes ont des longueurs d'onde approximativement dans la gamme de 30 cm (1GHz) à 1 mm (300GHz) ; toutefois, les limites entre l'infrarouge lointain, les micro-ondes et les ondes radio UHF sont assez arbitraires et varient selon le champ d'études. Les micro-ondes couvrent la fin des UHF (de 1 GHz à 3 GHz), les SHF (de 3 GHz à 30 GHz) et les EHF (de 30 GHz à 300 GHz).

L'existence des ondes électromagnétiques telles que les micro-ondes a été prédite par James Clerk Maxwell en 1884 à partir de ses fameuses équations. En 1888, Heinrich Rudolf Hertz fut le premier à démontrer l'existence des ondes électromagnétiques en construisant un appareil produisant des ondes radio. [22]

5. Avantages et inconvénients des techniques micro-ondes

a. Avantages des techniques micro-ondes

Les techniques de caractérisation par micro-ondes permettent d'effectuer des mesures sans contact, non invasive et non destructive. Elles permettent aussi de remonter à des informations relatives au cœur des matériaux diélectriques sous test. Ce sont des mesures qui peuvent être effectuées dans des milieux hostiles (haute et basse température, humidité, poussière...). Aussi, ce sont des méthodes sans danger pour l'utilisateur compte tenu des puissances utilisées (quelques mW). Les systèmes sont faibles coûts comparativement à d'autres techniques de CND, des efforts sont réalisés pour les rendre plus transportables, et le traitement des données peut être dans certains cas relativement simples.

Lors de l'application d'ondes hectométriques et millimétriques NDT (Contrôle Non Destructif) dans les applications en champ proche, il existe certain avantages. Ces avantages comprennent le fait que ces méthodes sont [19] :

- ❖ Sans contacte
- ❖ Unilatérale
- ❖ Ne nécessitent pas de coupleur pour transmettre le signal à l'essai (contrairement aux méthodes à ultrasons).
- ❖ Relativement peu coûteux.
- ❖ Robuste, robuste et reproductible
- ❖ Permettent d'obtenir des images à haute résolution puisque dans le champ proche la résolution spatiale est une fonction de dimensions de la sonde (dans cette fréquence les gammes sont assez petites) et non la longueur d'onde.
- ❖ Ne nécessitent pas l'expertise des opérateurs dans le génie des micro-ondes.

Facilement adaptable aux scanners industriels existants.

b. Inconvénients des techniques micro-ondes

Ce type de caractérisation est sujet aux problèmes de diffraction de l'onde électromagnétique sur le bord des matériaux du fait qu'il n'est pas possible d'émettre un pinceau d'onde électromagnétique comparable, en optique, au faisceau laser.

Les systèmes de mesures par micro-ondes ne sont pas universels mais dédiés à un type d'applications données. Ceci va par conséquent conditionner le choix des antennes, de la fréquence de travail et de la puissance.

La résolution du problème inverse n'est pas triviale compte tenu de la complexité des mécanismes d'interaction ondes/matériaux influencés en particulier par l'État de surface, la non-linéarité de la réponse en permittivité, la géométrie de l'objet (effets de bord). Ajoutons qu'il est nécessaire de calibrer les systèmes hyperfréquences avant leur utilisation.

6. Caractéristiques des micro-ondes et ondes millimétriques :

Le spectre de fréquences micro-ondes bien établi d'environ 300 MHz à 30 GHz, alors que la durée de 30-300 GHz est associée au spectre des ondes millimétriques ; les gammes de longueurs d'onde correspondantes sont de 1 000 à 10 mm et 10 mm à 1 mm, respectivement [21]. La figure 1.5 montre la fréquence et les longueurs d'onde associées en millimètres. Interrogation de signaux à ces fréquences peut facilement pénétrer dans les matériaux diélectriques et interagir avec leur structure intérieure [19].

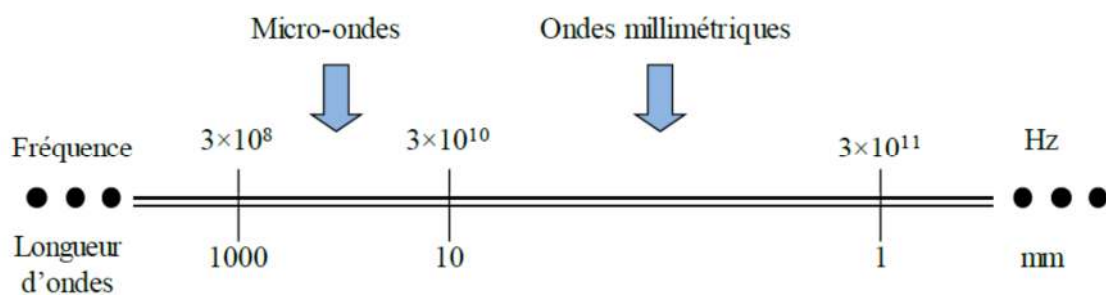


FIGURE 1.5 : Plage de fréquences des ondes hyperfréquence et millimétrique et longueurs d'onde associées (non à l'échelle).

L'utilité des micros ondes et millimétriques NDT (Contrôle Non Destructif) ont été utilisées aux applications suivantes :

✓ Caractérisation des matériaux

Diélectriques utilisant un ensemble de divers techniques et pour une large gamme d'applications comprenant la caractérisation de la propriété diélectrique, la détermination de constituants de mélange diélectrique, l'évaluation de porosité dans des polymères, des mesures d'humidité, surveillance de durcissement de liants de résine, de produits de caoutchouc et de matériaux à base de ciment.

- ✓ La détection et le calibrage des variations minutieuses (de l'ordre de quelques μm) d'épaisseur des matériaux en feuilles diélectriques, et la détection de petits vides et les décollements minces et les délaminations dans les composites stratifiés (sandwich) et l'estimation de leur emplacement.
- ✓ La détection et le dimensionnement des fissures par fatigue dans les surfaces métalliques, y compris celles sous peinture et les revêtements diélectriques minces utilisant plusieurs approches uniques et la détection d'autres anomalies de surface dans les métaux.
- ✓ La détection et l'évaluation de la corrosion sous la peinture et des stratifiés composites, y compris la détection de la corrosion des précurseurs de piqûres.
- ✓ L'imagerie par ondes hyperfréquence et par ondes millimétriques à ouverture de champ, focalisée et synthétique pour la détection et l'évaluation des défauts dans diverses structures composites.
- ✓ Applications biologiques.
- ✓ Microscopie à micro-ondes

7. Etats de l'art sur les applications des techniques hautes fréquences

7.1 Application dans le domaine CND et la caractérisation des matériaux

1. Sonde coaxiale

1.1 Sonde coaxiale isolée [23]

Étudier la possibilité de mesurer la permittivité diélectrique complexe de divers milieux au moyen d'une sonde sous la forme d'une ligne coaxiale ouverte isolée du milieu

sondé par une mince couche diélectrique. Le modèle d'admission à pleine onde de cette sonde a été développé sous la forme d'une série avec le nombre de termes correspondant au nombre de modes plus élevés excités dans son ouverture.

Les modèles d'admission de base de la ligne coaxiale à ouverture chargée d'un milieu semi-infini comprennent les modèles suivants : modèle à paramètres groupés, modèle électrodynamique (ou modèle à ondes complètes), modèle de mode principal.

En ce qui concerne le processus de fabrication, cette sonde peut être produite par collage d'une fine pellicule diélectrique sur l'extrémité ouverte de la sonde équipée d'une bride métallique plate comme représentée à la figure 1.6. 1a ou par dépôt d'une mince couche diélectrique. Dans ce cas, on peut également utiliser une sonde sans bride comme le montre la figure. 1b. Pour le matériau isolant, nous pouvons utiliser dans le premier cas, par exemple, un film de ce polyéthylène téréphtalate (PET) ou le verre borosilicaté dans le deuxième cas. Dans ces circonstances, dans le cas d'une sonde non isolée, les questions importantes comprennent le compte rendu correct des inexactitudes et estimation de la sensibilité et modèle fonctionnel rationnel.

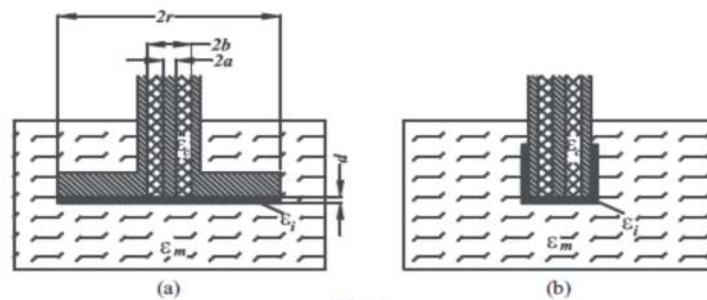


Fig. 1.

FIGURE 1.6 : (a) sonde isolée par une couche mince. (b) sonde sans isolation. [23]

Pour une sonde isolée, il convient d'utiliser des modèles de chargement de l'extrémité ouverte sur une mince couche diélectrique avec les paramètres ϵ_i , $\tan \zeta_i$ et l'épaisseur du matériau isolant délimitée par la référence ou étudiée semi-milieu infini ou plan de conduite idéal. Il est évident que seul le modèle de pleine onde et le modèle de mode principal comme son cas particulier peut être généralisé pour le cas d'isolement sonde.

Le but de cette étude est de développer une technique de mesure de la permittivité diélectrique par l'extrémité ouverte de la sonde coaxiale isolée et d'estimer la sensibilité de cette sonde.

1.2 Résultats par le modèle proposé :

Les résultats de calcul obtenus à l'aide de modèles ont été comparés à la fréquence relations obtenues par simulation numérique en utilisant la méthode du domaine temporel de la différence finie (FDTD) avec plusieurs itérations consécutives et adaptation automatique de la grille jusqu'à ce que la convergence de la solution soit réalisée (la différence relative entre les résultats de deux itérations consécutives ne dépassait pas $2 \cdot 10^{-3}$).

La figure 1.7 présente les valeurs du module $|R_0|$ et de la phase $\arg R_0$ du coefficient de réflexion pour le milieu avec les paramètres de l'espace libre, le méthanol, et idéalement le milieu conducteur (lors des calculs par la méthode FDTD, l'admission du milieu a été choisie pour être égale à l'admission du mercure utilisé dans les mesures réelles pour l'étalonnage) respectivement.

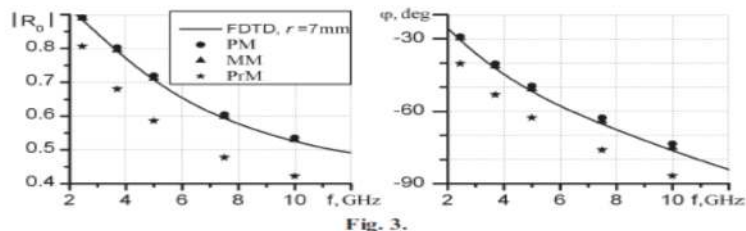


Fig. 3.

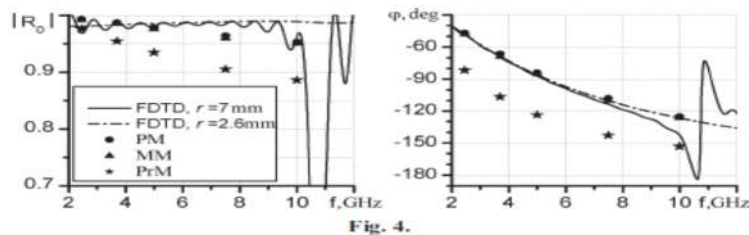


Fig. 4.

FIGURE 1.7 : Variation de module et la phase de coefficient de réflexion par différents modèles. [23]

Le modèle d'admission développé de la sonde coaxiale isolée et la technique adaptée sur la base de ce modèle est adapté pour mesurer la permittivité diélectrique complexe avec une extrémité ouverte de la ligne coaxiale le long avec les estimations de sensibilité obtenues nous permettent d'utiliser la sonde isolée pour la mesure diélectrique les caractéristiques des milieux liquides et des tissus biologiques dans la bande de micro-onde. Malgré une certaine

perte de sensibilité par rapport à la méthode conventionnelle, la sonde isolée doit assurer une répétabilité plus élevée des résultats de mesures.

La tâche envisagée dans le présent document se rattache au problème de la palpation des couches d'épaisseur finie présentant diverses applications pratiques : de la détermination de l'épaisseur des couches d'émulsion et des matériaux d'emballage, le contenu de l'armature dans la couche de béton armé, et d'autres applications dans l'industrie et jusqu'au diagnostic des cancers de la peau.

2. Capteur IDE [24]

2.1 Conception des capteurs et analyse numérique

Sans optimisation systématique, le capteur IDE conçu est montré dans figure 1.8. Le connecteur Sub-Miniature version A (SMA) est situé au centre du substrat. Le conducteur interne d'un rayon de 0,4 mm est inséré dans le centre du substrat et relié à la moitié de l'IDE par une voie métallisée et l'autre moitié est reliée au conducteur extérieur par une voie métallisée d'un diamètre de 0,127 mm. La structure IDE possède sept lignes de bande interdigitales gravées sur un substrat RC4003, d'une épaisseur de 0,813 mm et a un contour rond. Le capteur IDE est alimenté par un 50 Ω ligne coaxiale.

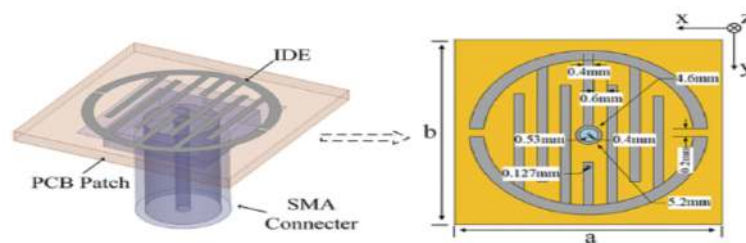


FIGURE 1.8 : Dimensions du capteur IDE : $a = 12,8$ mm et $b = 12$ mm

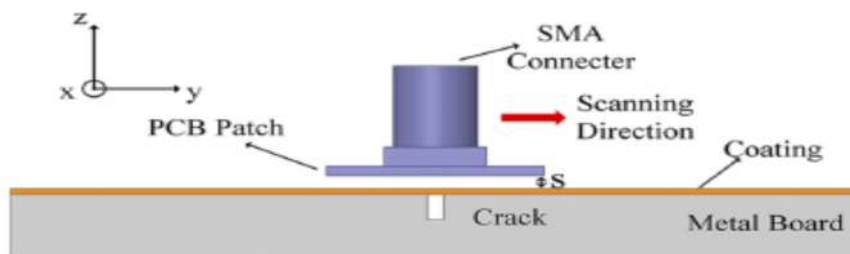


FIGURE 1.9 : Configuration de l'échantillon avec un défaut dans le métal pelliculé. S est la distance de blocage entre le capteur IDE et le revêtement. [24]

La figure 1.9 montre le schéma du capteur et un panneau métallique recouvert d'une pellicule présentant un défaut de surface. Le capteur est situé au-dessus de la carte métallique et maintenu à une distance d'arrêt fixe. Le changement de la distance de blocage influe sur la fréquence de résonance du capteur ; par conséquent, la distance de blocage doit être aussi précise que possible dans l'expérience. Afin de localiser le défaut, la carte métallique est scannée en déplaçant le capteur. Pour la détection des défauts, la distance est de 0,2 mm et l'épaisseur du revêtement est de 0,08 mm.

2.2 Résultats expérimentaux et analyse

✓ Configuration expérimentale

La figure 1.10 montre la configuration expérimentale. Le capteur est fixé par le fixateur et peut-être déplacé le long de l'axe y en tournant le bouton (le système de coordonnées est défini dans la figure 1.9). L'étape de déplacement pour le capteur est de 0,1 mm/pas. La distance entre le capteur IDE et le film de Téflon peut être contrôlée en tournant le bouton du fixateur. Le gradient est utilisé pour s'assurer que la carte en aluminium est parallèle au capteur. Le film de Téflon est fixé sur l'aluminium carte. Le capteur est connecté à la VNA (analyseur de réseaux) par un câble coaxial et la VNA est utilisée pour enregistrer le coefficient de réflexion.

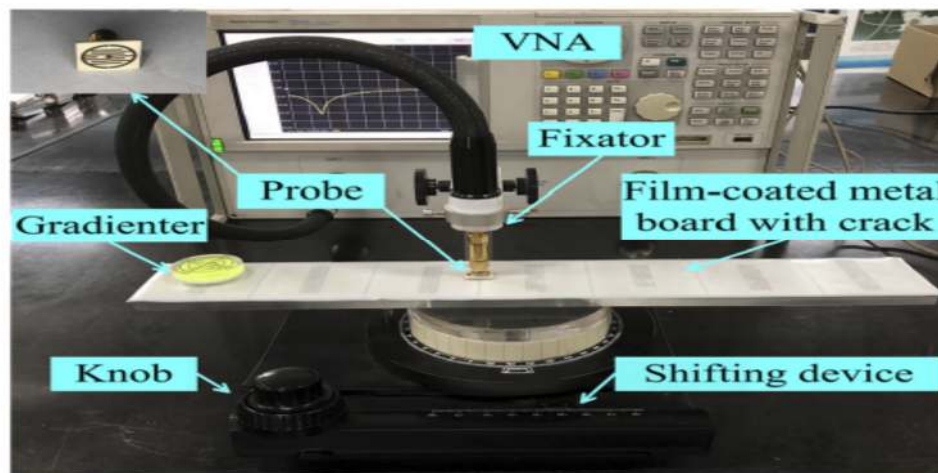


FIGURE 1.10 : Configuration expérimentale. [24]

La réponse de fréquence du capteur est montrée dans FIGURE 1.11. Il peut il y a quelques différences entre la simulation et l'expérience. Cette différence est principalement causée par l'imperfection dans le processus de fabrication. Bien qu'il y ait quelques différences dans l'ampleur du coefficient de réflexion, il y a un accord fort en fréquence de résonance qui vérifie la fiabilité de la simulation. (Nous soulignons que nous sommes préoccupés par la fréquence de résonance plutôt que l'ampleur du coefficient de réflexion).

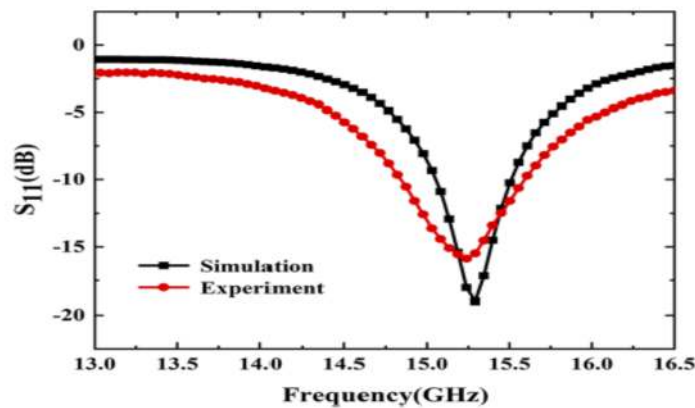


FIGURE 1.11. Réponse de fréquence du capteur. [24]

Un nouveau capteur basé sur la structure interdigitale pour la détection des défauts et la mesure de l'épaisseur du revêtement a été conçu, fabriqué et testé. Les résultats expérimentaux concordent bien avec les résultats réels, qui vérifient la précision du capteur. Le capteur offre une plus grande sensibilité par rapport à l'autre micro-onde capteurs présentés dans cet article. Le capteur peut être fabriqué en utilisant des techniques de cartes de circuits imprimés planaires, qui le rend peu coûteux et disponible. La taille du capteur est très petite, ce qui le rend portable et pratique.

3. Capteur a ligne coaxial ouvert [25]

Détection des fissures de surface des métaux revêtus d'un film à l'aide d'un capteur a ligne coaxial ouvert et deux fréquences micro-ondes. La détection des fissures superficielles est importante pour assurer la sécurité des structures métalliques. La technique d'onde électromagnétique peut détecter les métaux revêtus des fissures de surface, de nombreuses recherches sur cette méthode ont été menées.

3.1 Matériel et méthodes

✓ Configuration expérimentale

La configuration expérimentale consiste en un analyseur de réseau, un capteur de ligne coaxial ouvert et une étape x-y-z pour déplacer le capteur. L'analyseur de réseau (8720D, Agilent, USA) à la fréquence allant de DC à 20GHz. Le capteur de ligne coaxial ouvert a été fabriqué pour être 20mm de longueur de ligne et attache avec un connecteur Sub Miniature version A (SMA), la configuration des mesures à micro-ondes est illustrée à la figure 1.12.

Une fissure superficielle de 260 mm de largeur, 2 mm de profondeur et 10 mm de longueur était formulée par la méthode d'électro-érosion. Le sens de balayage du capteur sur ce spécimen avec la fissure superficielle 2 mm. Pour évaluer l'effet de l'enrobage du film sur le coefficient de réflexion des micro-ondes, deux épaisseurs du film mince de 0,1 mm et 0,2 mm ont été utilisés.

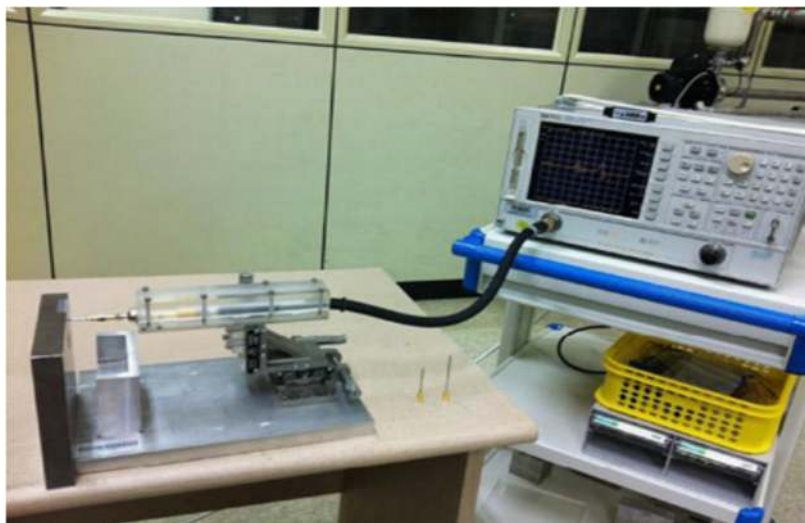


FIGURE 1.12 : Montage expérimental. [25]

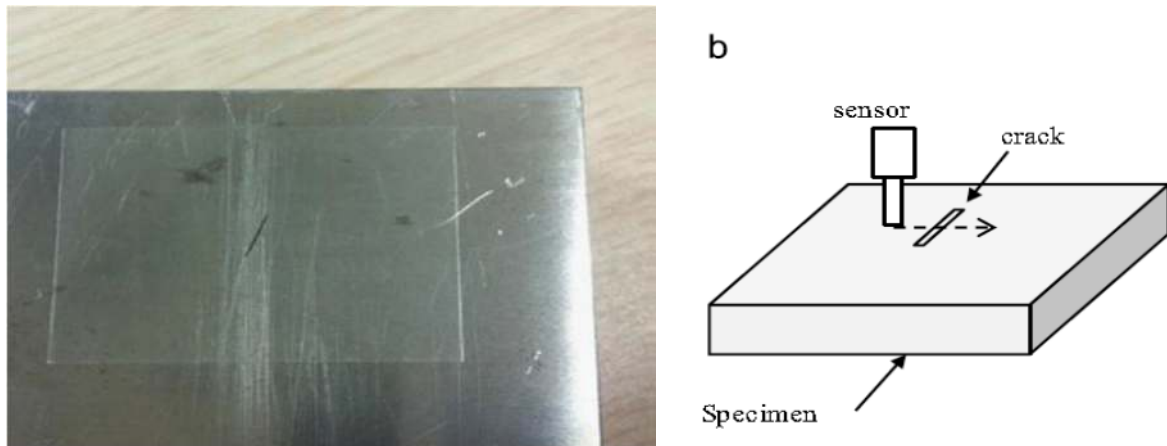


FIGURE 1.13 : Relations de l'échantillon avec le film de revêtement et la direction de balayage : (a) la vue de l'échantillon fixant le film de revêtement sur la fissure et (b) le balayage Direction de la pointe du capteur en traversant la fissure. [25]

La technique de micro-onde pour détecter une fissure de surface dans les métaux a été étudiée pour compenser les limitations des techniques existantes Il y a des ultrasons, des émissions acoustiques et des courants de Foucault. La technique de l'onde électromagnétique permet de détecter le spécimen dans des conditions de non-contact ou de pelliculage. Cette étude a été menée pour améliorer la sensibilité de la détection d'une fissure superficielle sur un métal recouvert de film PVC à l'aide de la micro-onde méthode de réflexion. Cette étude a montré que la sensibilité de détection pourrait être améliorée, comme moyen de faire fondre la magnitude du coefficient de réflexion aux fréquences habituelles.

L'amélioration des rapports de sensibilité de détection étaient compris entre 44,7 et 97,7% pour la fréquence groupe allant de 14 à 15 GHz et de 32,0 à 39,6% dans le groupe allant de 15,5 à 16,5 GHz. Pour la condition avec le 0,2 mm pelliculage, qui était la condition la plus difficile à détecter la fissure, la fluctuation du coefficient de réflexion balayée à la fissure était de 0,37dB et 0,43dB, avec la double fréquence se séparant de 14 GHz à 15 GHz et 1 groupe de 5,5 GHz à 16,5 GHz, respectivement.

7.2 Application dans le domaine agroalimentaire

1. Sonde coaxiale à extrémité ouverture [26]

Les propriétés diélectriques (c.-à-d. la permittivité et le facteur de perte) ont été mesurées pour certains légumes et fruits frais à l'aide de la technique de la sonde coaxiale à ouverture à deux températures différentes (16°C et 25°C). Les propriétés diélectriques ont été mesurées pour la première fois pour certains fruits et légumes cités dans ces travaux et d'autres données ont été vérifiées.

A. Méthodologie de la recherche

A.1 Préparation des échantillons pour la mesure des propriétés diélectriques

Divers fruits et légumes frais ont été récoltés sur le marché. Ils ont ensuite été conservés séparément dans deux locaux différents climatisés respectivement à 16°C et 25°C pendant plus de 5 heures. Dans le cas de l'eau de coco, deux noix de coco ont été conservées séparément à 16°C et 25°C pendant 5 heures, puis l'eau de coco a été extraite séparément de deux noix de coco pour la mesure des propriétés diélectriques. Pour les autres fruits et légumes, la pulpe extrêmement fine a été enlevée et coupée à l'aide d'un couteau pour obtenir une surface plane pour une mesure précise comme le montre la figure 1.14.

A.2 Technique de sonde coaxiale ouverte pour la mesure propriétés diélectriques

La méthode de la sonde coaxiale ouverte est utilisée depuis des années comme méthode d'essai non destructif. Stuchly et Stuchly (1980) ont mis au point une méthode de sonde ouverte pour la mesure diélectrique. Cette technique particulière évalue les propriétés diélectriques à partir de la phase et de l'amplitude du signal réfléchi à l'extrémité d'une sonde coaxiale insérée ou immergée dans des échantillons solides, semi-solides ou liquides à des fins de mesure.

Le coefficient de réflexion est mesuré à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA). Le VNA avec un système de sonde est d'abord étalonné de manière à ce que les mesures du coefficient de réflexion soient référencées sur le plan d'ouverture de la sonde. La méthode utilise des liquides de référence pour l'étalonnage direct à l'extrémité ouverte de la sonde.

A.3 Configuration de la mesure des propriétés diélectriques

Le kit de sonde diélectrique Agilent 85070E doit être connecté à l'analyseur de réseau Agilent avec un câble et doit également être interfacé avec un ordinateur pour installer le logiciel de kit de sonde diélectrique Agilent 85070E pour le calcul de la constante diélectrique et la perte tangente par rapport au coefficient de réflexion du matériau en contact avec l'extrémité active de la sonde. Comme la VNA présente au laboratoire de micro-onde JU peut mesurer jusqu'à 8,5 GHz, les propriétés diélectriques ont été mesurées dans une gamme de fréquences de 200 MHz à 8,5 GHz à 101 points d'échantillonnage sur l'échelle logarithmique. Initialement, le VNA a été étalonné avec une charge ouverte, courte et adaptée avant l'étalonnage de la sonde à ligne coaxiale ouverte avec des mesures à l'air, un bloc de raccourci et de l'eau distillée.



FIGURE 1.14 : Kit de sondes diélectriques Agilent 85070E (avec l'aimable autorisation de : home.agilent.com). [26]

A.4 Représentation graphique des propriétés diélectriques

Au départ, les propriétés diélectriques comme la permittivité et la perte des valeurs tangentes ont été mesurées pour chacun des fruits et légumes, puis sauvegardées sous forme de fichier de données à 101 points à l'aide du logiciel 85070E. Ensuite, ces fichiers

de données ont été convertis en fichiers Excel. Ensuite, la partie réelle des données de permittivité et de perte tangente a été importée dans MATLAB pour représenter les graphiques.

B. Résultats de mesure

La mesure de permittivité d'une tomate fraîche de taille moyenne typique a été montrée à la figure 1.15. Dans cette figure, la sonde de mesure constante à haute température a été pressée doucement sur le tissu interne de la tomate de sorte qu'il n'y est pas d'écart d'air entre eux. Cette configuration donne une mesure précise de la constante diélectrique de la tomate.



FIGURE 1.15 : Configuration de la mesure constante diélectrique de la tomate avec le kit de sonde diélectrique Agilent 85070E et le VNA. [26]

Comme le montre la figure 1.16 [A], la partie réelle de la permittivité décroît presque exponentiellement avec la fréquence à 16°C et 25°C. Il semble important de souligner que la courbe de permittivité de la tomate est toujours élevée à 16°C (courbe verte) qu'à 25°C (courbe rouge) dans la gamme de fréquences de 0,5 GHz à 8,5 GHz. Des observations similaires ont également été rapportées pour d'autres fruits/légumes à l'échelle de fréquence de GHz par S. O. Nelson et son équipe [5-6] [9]. La permittivité relative de la tomate est d'environ 63 à 200 Mhz, qui tombe à 40 à 8,5 GHz, indépendamment des températures mentionnées ci-dessus.

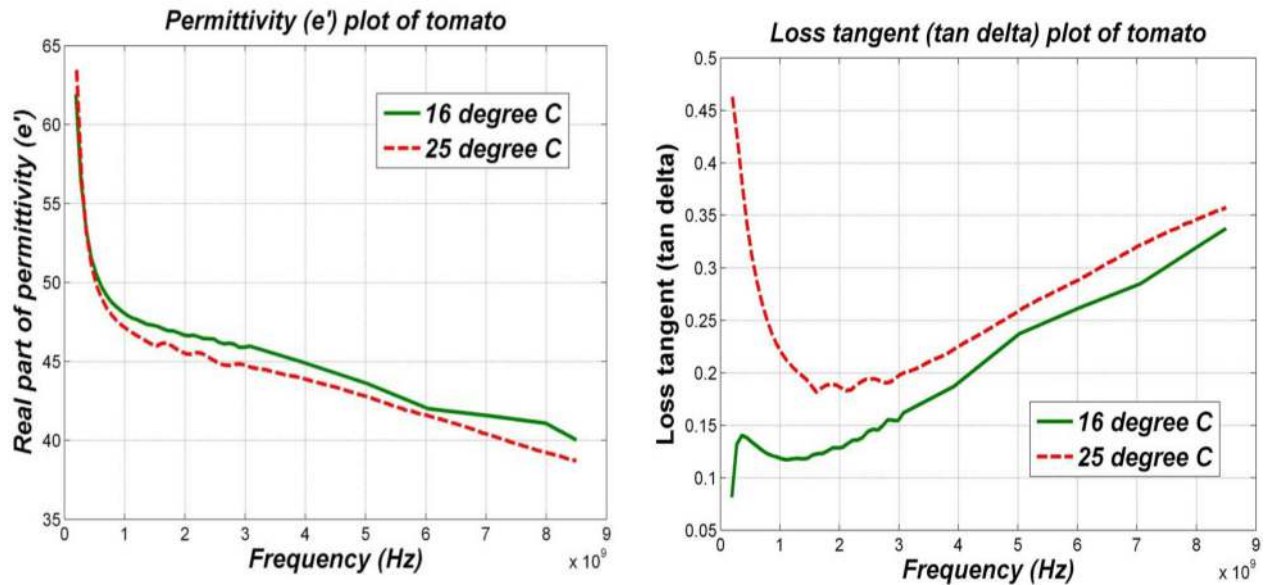


FIGURE 1.16 : Tomate [A] Partie réelle de la permittivité (ϵ') en fonction de la fréquence, [B] Perte tangente en fonction de la fréquence. [26]

Cela implique que la capacité de stockage d'énergie de la tomate diminue avec la fréquence. Ainsi, le DAS dû au rayonnement RF à haute fréquence serait inférieur aux effets SAR à la fréquence légale avec le même niveau d'exposition sur le terrain. La tangente de perte a une valeur minimale d'environ 1 GHz à 2 GHz comme le montre la figure 1.16 [B]. De chaque côté de cette bande de fréquences, la partie imaginaire de la permittivité augmente. Ainsi, la perte d'énergie de champ / conversion d'énergie à la chaleur est minimum dans la gamme de fréquences de 1 GHz à 2 GHz. Une autre observation importante est que la courbe tangente de perte de la tomate est constamment faible à 16°C (courbe verte) qu'à 25°C (courbe rouge) sur la plage de fréquences de 0,2 GHz à 8,5 GHz. Les données mesurées de permittivité et de perte tangente peuvent être utilisées dans l'évaluation SAR des légumes/fruits susmentionnés en raison du rayonnement RF provenant des tours de téléphonie mobile.

2. Capteur à guide d'ondes ouvert [27]

Les explosifs liquides et les liquides dangereux, comme l'essence, l'acide nitrique, le nitrobenzène et l'éthylène-glycol, ont une permittivité beaucoup plus faible que les autres liquides de sécurité; il est donc possible de les identifier en évaluant la permittivité. Par conséquent, l'utilisation des micro-ondes présente un grand potentiel de détection non destructive de tels liquides dangereux en raison de sa grande sensibilité et de sa capacité à être déployé comme un appareil portatif. Cependant, la plupart des méthodes de détection de micro-ondes précédents nécessitent un étalonnage spécial pour la précision, sont inconfortables à utiliser, et nécessitent une forme ou des dimensions d'échantillon spécifiques, qui limitent ces techniques pour l'utilisation dans les instruments pratiques.

2.1 Montage expérimentale

L'instrument expérimental est composé d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et un capteur de ligne coaxial couplé à un guide d'ondes, comme indiqué sur la fig. 1a. Le capteur coaxial sert à la fois de port d'émission et de réception des signaux micro-ondes. Le câble intérieur doit être assez long pour produire des signaux forts dans le guide d'ondes circulaire ; ici, le capteur est conçu avec un câble intérieur de $b = b_1 + b_2 = 23.0\text{mm}$ protrusion, comme le montre la figure 1.17(a).

L'échantillon liquide est rempli dans une bouteille de polyéthylène téréphtalate (PET), placée verticalement dans le guide d'ondes cylindrique. Le guide d'ondes circulaire utilisé dans cette étude présente les caractéristiques suivantes, comme la montre la FIGURE 1.17 (b) rayon interne a de 38,0mm, épaisseur de paroi a_0 de 3,0mm, et longueur d de 140,0mm.

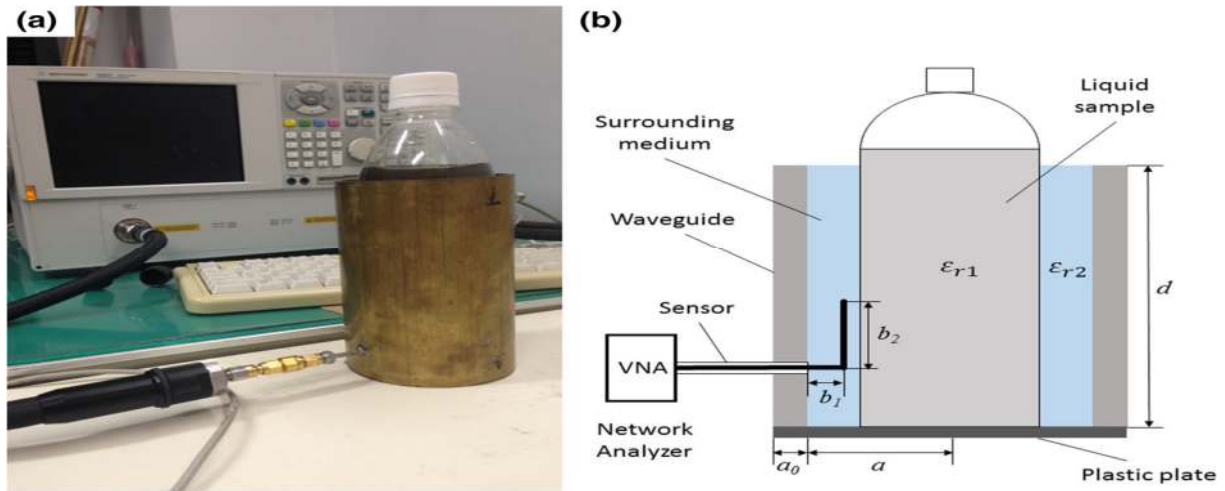


FIGURE 1.17 : montage expérimental a) capteur de ligne coaxial couplé à un guide d'onde. b) emplacement de bouteille dans le guide d'onde et le liquide.

Une plaque de plastique est utilisée pour terminer le fond du guide d'ondes, de sorte que l'espace entre le guide d'ondes et la bouteille peut être rempli d'eau distillée comme milieu environnant, qui a une permittivité relative similaire à l'échantillon liquide, c'est-à-dire qu'une couche de milieu environnant recouvre l'échantillon liquide. Dans cette condition, le coefficient de réflexion d'un incident d'onde du diélectrique à l'air aux deux extrémités du guide d'ondes est très élevé ; ainsi, les deux interfaces de terminaison agissent presque comme des murs magnétiques.

2.2 Préparation des échantillons

Sept échantillons liquides ont été analysés dans le cadre de l'expérience, notamment de l'eau distillée, une solution aqueuse d'éthylène-glycol et différents mélanges aqueux d'éthanol. Les valeurs de la permittivité relative ϵ_{r1} de ces échantillons sont présentées dans le tableau 1 [9,10]. De plus, le volume du milieu environnant, l'eau distillée, est de 175 ml. La perméabilité relative μ_r de tous les échantillons et du milieu environnant est égale à 1.

Solution	Permittivité relative	Eau distillée (ml)	Ethylène glycol (ml)	Ethanal (ml)
Sol. 1	81.00	460	-----	-----
Sol. 2	74.23	360	100	-----
Sol. 3	68.00	360	-----	100
Sol. 4	62.40	310	-----	150
Sol. 5	62.18	308	-----	152
Sol. 6	61.94	306	-----	154
Sol. 7	61.70	304	-----	156

Tableau 1.2 : Permittivité relative des échantillons liquides utilisés dans cette étude.

Dans cette recherche, ils ont démontré une méthode de détection rapide de la permittivité des échantillons liquides dans des récipients en plastique ou en verre. Bien que le facteur Q de cette cavité hypothétique ne soit pas élevé, en raison de l'énergie de micro-onde émise de la fin, les pics résonnants des résultats mesurés peuvent encore être déterminés avec précision. Les fréquences de résonance théoriques correspondantes sont calculées en matière de permittivité de l'échantillon liquide, sur la base de la théorie de résonance de cavité cylindrique.

7.3 Application dans le domaine biomédicale

1. Capteur spiral [28]

Un capteur spiral à résonance électromagnétique a été réalisé (figure 1.18) pour mesurer la glycémie chez le porc. Le sang et la concentration de glucose en solution aqueuse en utilisant une interaction électromagnétique en temps réel phénomène entre le capteur de micro-onde et le liquide.

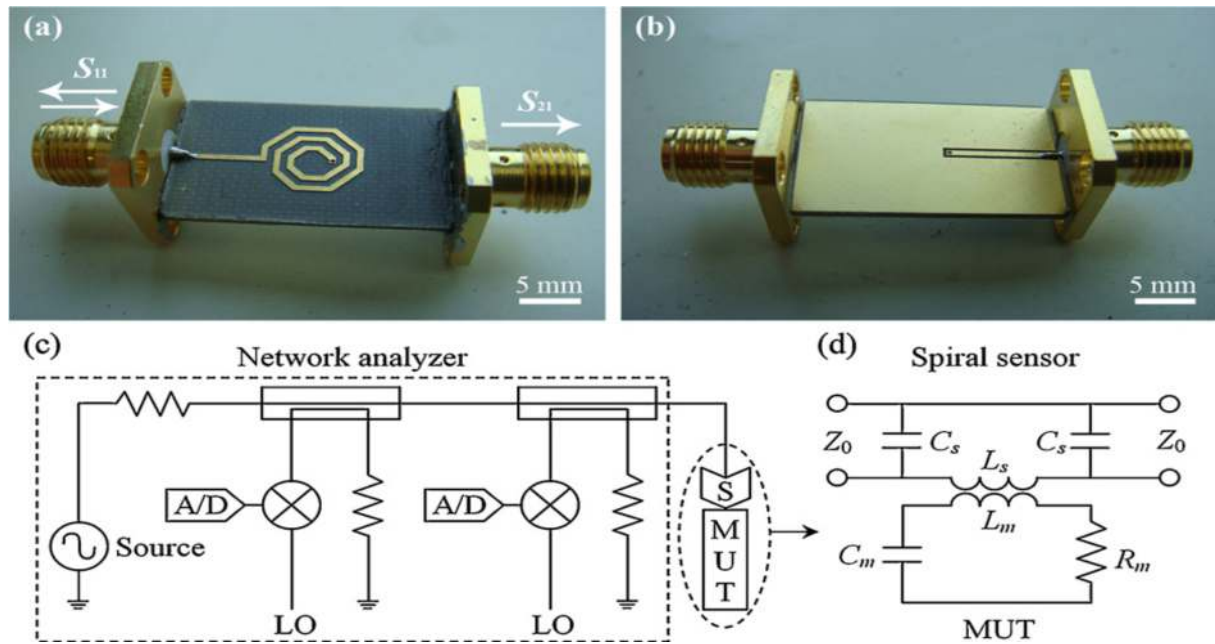


FIGURE 1.18 : La (a) vue du haut et (b) vue du bas du capteur en spirale à micro-ondes. (c) Le circuit équivalent simplifié des deux ports VNA connecté avec le résonateur spiral chargé par le MUT. (d) Circuit équivalent du capteur spiral à micro-déclenchement inductif couplé au MUT.

Ils ont mis au point un capteur spiral à résonance électromagnétique et ont mesuré la glycémie chez le porc, le sang et la concentration de glucose en solution aqueuse en utilisant une interaction électromagnétique en temps réel phénomène entre le capteur de micro-ondes et le liquide. Nous pourrions déterminer la concentration de glucose avec une résolution minimale de 5 mg/dl dans la plage de concentration de 100 à 600 mg/dl la fréquence de fonctionnement d'environ 7,65 GHz (pour la solution aqueuse de glucose) et 7,77 GHz (pour l'échantillon de sang de porc).

1.1 Capteur spiral : structure

Le résonateur à micro-ruban en spirale simple est fabriqué en préparant un panneau de micro-déclenchement comme illustré aux figures 1.18 (a) et (b). Le capteur est gravé en panneau de projet à double face recouvert d'or avec un substrat de Téflon. Le téflon a un constant diélectrique relatif d'environ 2,2 et perte tangente de 0,0009 dans la gamme de

fréquences micro-ondes. Le centre de conducteur est soudé à la strip-line et au conducteur extérieur est soudé au sol.

Le capteur en spirale se compose d'un raccord à circuit résonnant ouvert inductif avec le matériau en cours d'essai (MUT). L_s et L_m sont les inductances de capteur spirale et le MUT, respectivement, C_s est la capacité de ce capteur de microstrip à double couche, Z_0 est l'impédance correspondante de la ligne de transmission et R_m et C_m sont la résistance et la capacité du MUT comme le montre la figure 1.18 (d).

1.2 Préparation de l'échantillon de sang

Le deuxième groupe d'échantillons, basé sur la concentration de sang de porc de glucose naturel dans le sang de l'animal, est de 72 mg/dl (concentration sans ajout de glucose). La glycémie du porc était équilibrée à 100 mg/dl pour le niveau de référence des 2es groupes des échantillons, puis en ajoutant du glucose dans le sang, des échantillons de glucose dans la gamme 100-600 mg/dl ont été préparés. Le sang de porc a été analysé par les services vétérinaires de l'abattoir pour éviter toute contamination. Avant de faire des échantillons, le sang frais a été mélangé avec du citrate de sodium ($C_6H_5Na_3O_7$) afin d'éviter coagulation ; de sang a été mélangé avec 4 g de citrate de sodium. Le sang était ensuite stocké au réfrigérateur et le stockage était limité à 3 jours.

1.3 Résultats

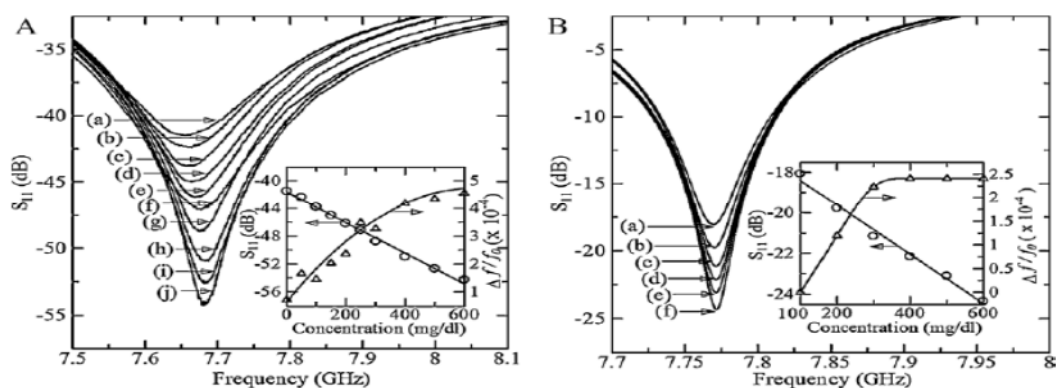


FIGURE 1.19 : (A) Profil du coefficient de réflexion de micro-onde S_{11} pour (a) l'eau DI et pour la solution aqueuse d-glucose avec une concentration de glucose de (b) 50 mg/dl, (c) 100 mg/dl, (d) 150 mg/dl, (e) 200 mg/dl, (f) 250 mg/dl, (g) 300 mg/dl, (h) 400 mg/dl, (i) 500 mg/dl et (j) 600 mg/dl à environ 7,65 GHz. L'encart montre (axe gauche) la réflexion de micro-onde le coefficient S_{11} et (axe droit) la dépendance relative du

décalage de fréquence f/f_0 à la concentration de glucose à la fréquence résonnante. (B) Le coefficient de réflexion de micro-onde profil S11 pour les échantillons de sang de porc ayant une concentration de glucose de (a) 100 mg/dl, (b) 200 mg/dl, (c) 300 mg/dl, (d) 400 mg/dl, (e) 500 mg/dl et (f) 600 mg/dl à environ 7,77 GHz. L'insert montre (axe gauche) le coefficient de réflexion de micro-onde S11 et (axe droit) la fréquence relative.

Il a été trouvé que le S11 a diminué et f/f_0 a augmenté avec la concentration de glucose augmenté comme indiqué dans les encarts de la figure 1.19. Le S11 minimum tendance de variation avec la concentration de glucose était linéaire, tandis que pour f/f_0 cette tendance à un comportement de saturation.

La tendance S11 varie avec pente de $S_{11} / c = 0,022 \text{ dB}/(\text{mg}/\text{dl})$, alors que la fréquence le décalage varie en fonction des pentes de $(f/f_0)/c = 0,653 \times 10^{-4} (\text{mg}/\text{dl})^{-1}$ et $(f/f_0) / c = 0,0094 \times 10^{-4} (\text{mg}/\text{dl})^{-1}$ dans le bas (0 à 400 mg/dl) et dans les plages de concentration élevées (400 à 600 mg/dl), pour le premier échantillon de groupe. La tendance S11 varie avec pente de $S_{11} / c = 0,0121 \text{ dB}/(\text{mg}/\text{dl})$, alors que la fréquence change variée avec les pentes de $(f/f_0)/c = 0,0112 \times 10^{-4} (\text{mg}/\text{dl})^{-1}$ et $(f/f_0) / c = 0,0005 \times 10^{-4} (\text{mg}/\text{dl})^{-1}$ dans le bas (100 à 300 mg/dl) et dans le haut la relation de S11 en fonction de la concentration de glucose est $2 \times 10^{-4} (\text{mg}/\text{dl})^{-1}$ dans l'échelle linéaire. La moyenne racinaire carrée statistique bruit dans S11 pour notre système est d'environ 4×10^{-6} dans l'échelle linéaire.

Les résultats montrent la sensibilité et l'utilité du biocapteur en spirale pour le glucose détection. Ce biocapteur à micro-ondes a été particulièrement réussi pour la surveillance en temps réel de la concentration de glucose des solutions et mélanges aqueux et enfin c'est une bonne approche pour la mesure non invasive et sans contact glycémie.

Conclusion

En conclusion, nous avons présenté une introduction approfondie aux diverses techniques de caractérisation et de détection des matériaux de différentes formes (liquide, granules, plaquettes, etc.) résonnantes et non résonnante. Nous avons mis en évidence les avantages et les inconvénients des différentes techniques et avons présenté une comparaison approfondie. Ensuite différents domaines d'application méthodes hyperfréquences de caractérisations et de

détections à savoir dans le domaine de contrôle non descriptif (CND), Agro-alimentaire et biomédicale.

Référence de chapitre I

[1] Corneloup, G., & Gueudré, C. (2016). LE CONTRÔLE NON DESTRUCTIF et la contrôlabilité des matériaux et des structures.

[2] RAMADAN, S., RIETHMULLER, M., YAACOUBI, S., MANDOUZE, F., & CHAUVEAU, D. (2012). L'ÉMISSION ACOUSTIQUE: UNE DÉMARCHE OPÉRATIONNELLE PROMETTEUSE VERS LE CONTRÔLE EN SERVICE DES RÉSERVOIRS COMPOSITES DE STOCKAGE DE GAZ SOUS HAUTE PRESSION. *Soudage et techniques connexes*, 66(1-2), 33-37.

[3] Hasar, U. C. (2010). Procedure for accurate and stable constitutive parameters extraction of materials at microwave frequencies. *Progress In Electromagnetics Research*, 109, 107-121.

[4] Ghasr, M. T., Carroll, B., Kharkovsky, S., Austin, R., & Zoughi, R. (2006). Millimeter-wave differential probe for nondestructive detection of corrosion precursor pitting. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 55(5), 1620-1627.

[5] Ju, Y., Saka, M., & Uchimura, Y. (2005). Evaluation of the shape and size of 3D cracks using microwaves. *NDT & E International*, 38(8), 726-731.

[6]TEBACHE, S. (2013). *Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées* (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider Biskra).

[7] Baker-Jarvis, J., Vanzura, E. J., & Kissick, W. A. (1990). Improved technique for determining complex permittivity with the transmission/reflection method. *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, 38(8), 1096-1103.

- [8] Gregory, A. P., & Clarke, R. N. (2006). A review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, 13(4), 727-743.
- [9] Khan, M. T., & Ali, S. M. (2012). A brief review of measuring techniques for characterization of dielectric materials. *International Journal of Information Technology and Electrical Engineering*, 1(1).
- [10] Adous, M. (2006). *Caractérisation électromagnétique des matériaux traités de génie civil dans la bande de fréquence 50 MHz-13 GHz* (Doctoral dissertation).
- [11] Bakhtiari, S., Qaddoumi, N., Ganchev, S. I., & Zoughi, R. (1994). Microwave noncontact examination of disbond and thickness variation in stratified composite media. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 42(3), 389-395.
- [12] Ash, E. A., & Nicholls, G. (1972). Super-resolution aperture scanning microscope. *Nature*, 237(5357), 510.
- [13] Krupka, J., Derzakowski, K., Annino, G., Cassettari, M., Longo, I., & Martinelli, M. (2000, May). Whispering gallery modes in rutile resonators at millimeter wave frequencies. In *13th International Conference on Microwaves, Radar and Wireless Communications. MIKON-2000. Conference Proceedings (IEEE Cat. No. 00EX428)* (Vol. 1, pp. 41-44). IEEE.
- [14] Wang, C. (2000). Determining dielectric constant and loss tangent in FR-4. *UMR EMC. Laboratory technical report: TR00-1-041*.
- [15] Poinot, A. (1977). Exemple De Resolution Numerique De L'equation Caracteristique D'une Cavite Hyperfrequence Contenant Un Echantillon Dielectrique.
- [16] Baker-Jarvis, J. (1990). *Transmission/reflection and short-circuit line permittivity measurements*. Colorado: National Institute of Standards and Technology.

- [17] Mbango, F. M. (2008). *Contribution à la caractérisation des matériaux utilisés en microélectronique radiofréquence* (Doctoral dissertation).
- [18] Janezic, M. D., Williams, D. F., Blaschke, V., Karamcheti, A., & Chang, C. S. (2003). Permittivity characterization of low-k thin films from transmission-line measurements. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 51(1), 132-136.
- [19] S. Kharkovsky and R. Zoughi, "Overview and Recent Advances," no. April, 2007.
- [20] Kerouedan, J. (2009). *Conception et réalisation de sondes hyperfréquences pour la détection de micro-fissures de fatigue à la surface des métaux* (Doctoral dissertation, Brest).
- [21] L. E. S. Telephones, M. Cellulaires, and L. E. S. H. O. U. Micro-ondes, "I. les hyperfréquences ou micro-ondes.
- [22] "Cours_II_Guidage_Des_Ondes_MicroOndes_GBrotos."
- [23] V. K. Ivanov, a. O. Silin, and a. M. Stadnik, "Determination of dielectric permittivity of materials by an isolated coaxial probe," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 50, no. 7, pp. 367–374, 2007.
- [24] Yang, X., Chen, J., Xie, Y., Su, P., Luo, J., Lei, X., ... & Zhu, Z. (2019). Detection of surface defects in film-coated metals and measurement of coating thickness. *Review of Scientific Instruments*, 90(9), 095005.
- [25] S. H. Yang, K. B. Kim, and J. S. Kang, "Detection of surface crack in film-coated metals using an open-ended coaxial line sensor and dual microwave frequencies," *NDT E Int.*, vol. 54, pp. 91–95, 2013.

[26] A. Kundu and B. Gupta, “Broadband dielectric properties measurement of some vegetables and fruits using open ended coaxial probe technique,” *Int. Conf. Control. Instrumentation, Energy Commun. CIEC 2014*, no. 1980, pp. 480–484, 2014.

[27] Y. Jiang, Y. Ju, and L. Yang, “Nondestructive In-situ Permittivity Measurement of Liquid Within a Bottle Using an Open-Ended Microwave Waveguide,” *J. Nondestruct. Eval.*, vol. 35, no. 1, p. 7, 2016.

[28] Melikyan, H., Danielyan, E., Kim, S., Kim, J., Babajanyan, A., Lee, J., ... & Lee, K. (2012). Non-invasive in vitro sensing of d-glucose in pig blood. *Medical engineering & physics*, 34(3), 299-304.

Chapitre II

Simulation et réalisation d'une sonde end-coaxial pour la caractérisation des matériaux et le CND

Introduction

Les techniques de micro-ondes les plus courantes, en revanche, ont toujours nécessité la découpe et l'usinage d'échantillons dans des gabarits d'essai appropriés (guide d'onde ou cavité) ; Ils sont donc destructeurs et ne le font pas Fournir une réponse en temps réel. [1]

Les nouvelles méthodes non destructives devenir particulièrement intéressant par la disponibilité croissante de sources d'état solide peu coûteuses, robustes et faciles à utiliser ; ils fournissent des moyens intéressants pour résoudre de manière simple plutôt difficile Problèmes.

La méthode de la sonde coaxiale est une méthode de mesure des micro-ondes qui permet se mesurant le coefficient de réflexion aux bornes de la sonde en profondément la borne de la sonde aux matériaux mesurés afin de capturer la permittivité complexe hyperfréquence des matériaux. Cette technique a non seulement les avantages d'être non descriptive et non invasive des matériaux, mais aussi la capacité de mesurer la bande passante et la facilité d'échantillonnage. En conséquence, cette méthode a été largement appliquée pour mesurer la permittivité des complexes hyperfréquences de matériaux diélectriques et les composites. [2]

La surveillance des fissures est essentielle pour garantir la sécurité des structures. Actuellement, de nombreuses approches ont été développées pour la surveillance des fissures, permettant ces méthodes ont trouvé les sondes coaxiales. [3]

Ce chapitre sera entièrement consacré à :

Présentation du logiciel HFSS, présentation de la sonde coaxiale et son schéma électrique équivalent, Simulation de la sonde proposée,

- Présentation de la sonde réalisé et comparaison entre les résultats de la simulation et les résultats expérimentaux, et le choix de matériaux et présente les différentes propriétés de deux matériaux soient l'aluminium 7072 et inox 304L.
- Utilisation de la sonde réalisée pour la caractérisation des matériaux, et la détection des défauts.

- Présente l'utilité de cette sonde et la cohérence des résultats expérimentaux.

1. Le logiciel de simulation HFSS

1.1. Présentation du logiciel

Le logiciel ANSYS HFSS (**High Frequency Structure Simulation**) est la référence de l'industrie pour la simulation de champs électromagnétiques en haute fréquence. Grâce à son très haut niveau de précision, à ses solveurs avancés et à ses technologies de calcul parallèle haute performance, il est l'outil indispensable pour les ingénieurs impliqués dans des tâches de conception précises et rapides d'appareils électroniques haute fréquence, ultra haut débit et leur intégration sur plateforme. HFSS offre des solveurs de pointe basés sur les éléments finis, les équations intégrales et sur les méthodes asymptotiques et hybrides avancées, afin de résoudre un large spectre d'applications micro-ondes, radiofréquence (RF) et numériques ultra-rapides. [4]

HFSS offre la précision full-wave 3D au niveau des composants, permettant la conception d'application RF et ultra haut débit. Grâce aux simulateurs de champs électromagnétiques avancés, dynamiquement liés à la simulation circuit, HFSS évite les itérations de conception et la conception fastidieuse de nombreux prototypes physiques. Avec HFSS, les équipes techniques peuvent réaliser régulièrement des tâches de conception de grande qualité dans un large éventail d'applications, notamment les antennes, les antennes réseau à commande de phase, les composants RF/mW passifs, les interconnexions ultra haut débit, les connecteurs, les boîtiers d'essai. Le logiciel Ansoft HFSS, basé sur la méthode des éléments finis. [5.6]

Le choix de ce logiciel pour notre application est très éclairée, en effet c'est un logiciel dédié à la simulation haute fréquence des circuits micro-ondes, ce qui convient à la simulation des antennes patch. En outre, ce logiciel permet de visualiser les détails de tous les paramètres qui peuvent nous être intéressants, en l'occurrence, évolution des paramètres « S » en fonction de la fréquence, répartition des champs électromagnétiques, diagramme de rayonnement de l'antenne, fréquence de résonance, bande passante etc.

1.2. Méthode de calcul

Le logiciel de simulation HFSS fait coopérer des équations aux dérivées partielles. Il existe trois méthodes principales : la méthode des éléments finis, la méthode des différences finies et la méthode des moments. Le principe de ces méthodes est de discrétiser l'espace à l'aide d'un maillage propre à la méthode et de résoudre les équations localement. HFSS utilise

la méthode des éléments finis afin de résoudre les équations de Maxwell et on peut citer comme exemple le CST Microwave Studio qui base sur la résolution des équations par la méthode différences finies. [7]

1.3. Principe de fonctionnement de HFSS

Toutes les simulations sont réalisées à base du logiciel HFSS v13.0. Il s'agit d'un logiciel puissant de simulation qui permet de représenter la distribution des champs et de calculer les paramètres S_{ij} des structures hyperfréquences passives.

La technique de simulation utilisée afin de calculer le champ électromagnétique tridimensionnel à l'intérieur d'une structure (Résolution des équations de MAXWELL) est basée sur la méthode des éléments finis (FEM).

La méthode des éléments finis consiste à transformer les équations aux dérivées partielles sous forme intégrale, puis à découper l'espace en sous domaines (mailles) dans lesquelles sont placés les nœuds (l'ensemble maille + nœud formant les éléments) [8].

Pour déterminer une solution approchée du problème, il faut ensuite calculer les valeurs du problème aux nœuds des éléments en résolvant les équations locales sous forme intégrale. Plus les éléments sont petits, plus la solution est précise mais plus le temps de calcul est long.

1.4. Organigramme de logiciel HFSS

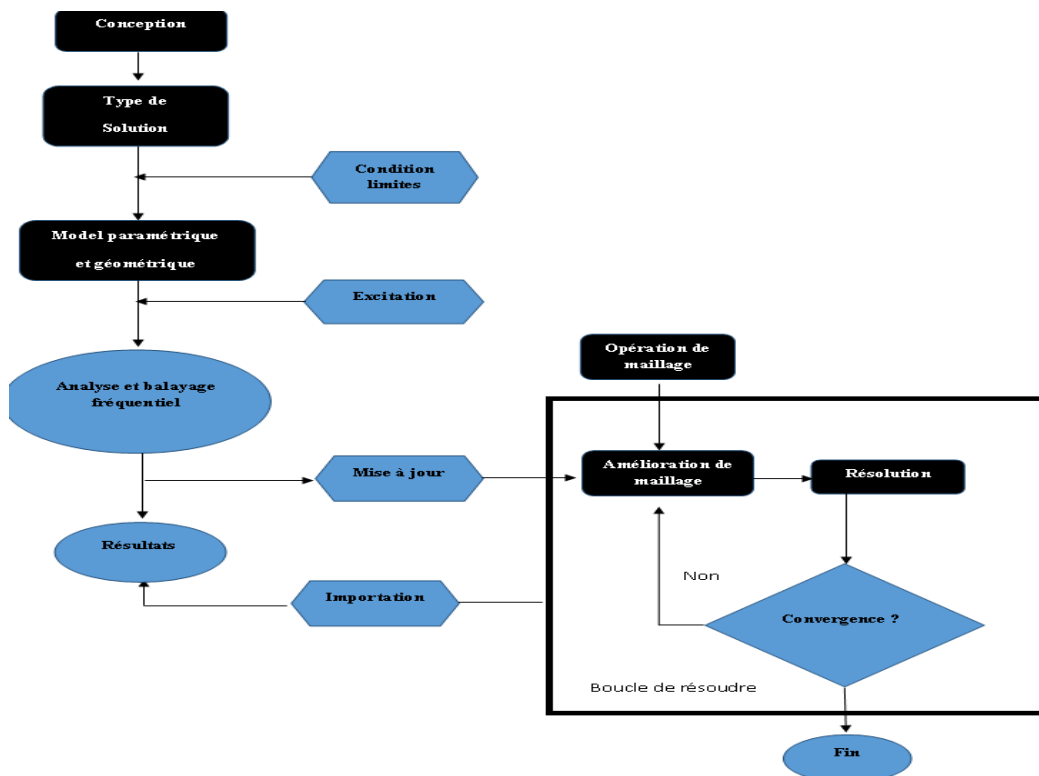


FIGURE 2.1 : Organigramme de logiciel HFSS.

2. Sonde coaxiale à extrémité ouverte

2.1. Détection des défauts

La détection des défauts à l'aide d'une sonde coaxiale à extrémité ouverte est basée sur la méthode de réflexion, son type de méthode non résonnante. Dans cette méthode, l'échantillon soumis à l'essai est introduit dans une certaine position d'une ligne transmission, et ainsi le chargement de l'impédance sur la ligne de transmission est modifié. Les propriétés de l'échantillon sont dérivées de la réflexion due à la discontinuité d'impédance provoquée par le chargement de l'échantillon.

2.2. Méthode de sonde coaxiale à extrémité ouverte

Les méthodes de test en champ proche micro-ondes peuvent pénétrer une substance non métallique pour détecter les fissures cachées ou bouchées, ce qui est supérieur aux autres techniques de contrôle non destructif. Les sondes à extrémité ouverte peuvent créer une forte localisation et améliorer l'énergie du champ électrique autour de la sonde afin d'améliorer leur efficacité. Lorsque la sonde connectée à l'analyseur de réseaux par la fiche SMA, l'analyseur émet une onde électromagnétique qui est perpendiculaire par rapport ou échantillon dans notre cas la plaque d'aluminium qui contient des défauts. Dans le cas Ya pas de défaut l'onde réfléchi de même angle que l'onde émise par l'analyseur, dans le cas de présence de défauts l'onde réfléchi change l'angle par rapport l'onde incidente qui provoque un changement de fréquence cet effet qui s'appelle l'effet doppler.

2.3. Circuit équivalent d'une sonde coaxiale et modèle d'impédance

Une sonde coaxiale contient deux conducteurs entre ce conducteur un isolé qui forme une capacité plus une charge.

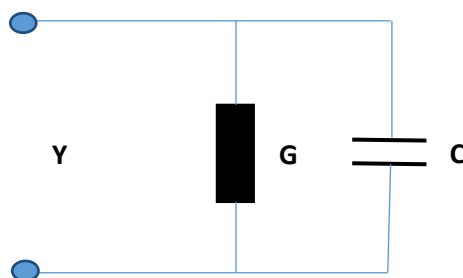


FIGURE 2.2: Circuit équivalent d'une sonde. [10]

Un certain nombre de modèles différents ont été proposés pour relier l'impédance au plan T avec la constante diélectrique du matériau testé. Les modèles les plus souvent utilisés sont le modèle de paramètres groupés, la version légèrement élargie du modèle de paramètres groupés, le modèle d'antenne, le modèle de ligne virtuelle et la fonction rationnelle. Il a été démontré qu'étant donné un échantillon d'au moins deux fois l'épaisseur du diamètre extérieur de la sonde, le modèle de Marcuvitz est suffisamment précis. Comme monter la figure 2. 2. [10] [11]

2.4. Modalisation

Le coefficient de réflexion est déterminé en fonction des combinaisons de la sonde coaxiale, l'échantillon et un film mince est placé entre eux, ce film mince devient un autre condensateur. Dans ce cas, le coefficient de réflexion à l'extrémité de la sonde coaxiale est exprimé comme :

$$S_{11} = \frac{1 - j2\pi fG[C_f + C(\epsilon_f) + C + C(\epsilon_s)]}{1 + j2\pi fG[C_f + C(\epsilon_f) + C + C(\epsilon_s)]} \quad (2.1)$$

Où : G , C et C_f sont l'impédance caractéristique de la sonde coaxiale, la capacité de l'échantillon et la capacitance du film respectivement. ϵ_s et ϵ_f sont la permittivité relative complexe de l'échantillon et du film. F est la fréquence.

Afin de simplifier le calcul, l'effet du film mince sera négligé. (1) devient

$$S_{11} = \frac{1 - j2\pi fG[C + C(\epsilon_s)]}{1 + j2\pi fG[C + C(\epsilon_s)]} \quad (2.2)$$

Les capacités avec et sans la fissure de surface sont différentes dû à la fissure comprend un espace d'air qui n'existe pas sans la fissure de surface. Ainsi, la fissure de surface peut être détectée en comparant les coefficients de réflexion sur l'échantillon avec et sans la fissure de surface. En outre, il existe certaines fréquences de mesure auxquelles le coefficient de réflexion est modifié de manière sensible en raison de la fissure de surface, ces fréquences peuvent être les fréquences optimales pour détecter la fissure de surface. [12,11]

2.5. Type de défauts

Afin d'évaluer les dimensions des défauts, deux modèles ont été utilisés pour représenter les géométries de défaut courant, il est important de noter qu'une définition alternative d'une longue fissure, liée à la taille de la sonde. Les paramètres de défaut dépendent du type de défaut utilisé il y a plusieurs types le plus utilisé deux formes rectangulaires ou circulaires, dont le travail de note est intéressé par le défaut rectangulaire. La figure suivante montre les deux types de défauts. (L) représente la longueur du défaut et (w) la largeur du défaut, (D) le diamètre du défaut. [13]

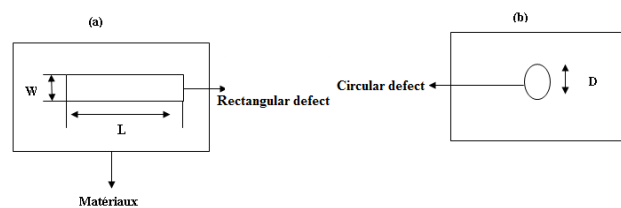


FIGURE 2.3 : Types de défauts a) défaut rectangulaire b) défaut circulaire. [13]

2.6. Résultats de simulation

A. Structure du capteur à Vide

La figure 2.4 montre la structure 3D de la sonde coaxiale a été étudiée par le logiciel de simulation HFFS. L'ouverture de section frontale de la sonde coaxiale montre un diamètre de 1 mm de diamètre du conducteur interne (cuivre), 3 mm de diamètre de Téflon rempli de coaxial et 4 mm de diamètre du conducteur externe. Les deux conducteurs intérieurs et extérieurs guident l'onde de propagation dans la ligne coaxiale. De plus, une bride en acier de $2a = 11,3$ mm de diamètre total sont utilisés pour couvrir le champ de franges total au niveau de la sonde d'ouverture. La longueur du capteur est $h1 + h3 = 14.8$ mm [14]. La sonde se termine par une ouverture qui est mise en contact avec la surface plate de l'échantillon étudié.

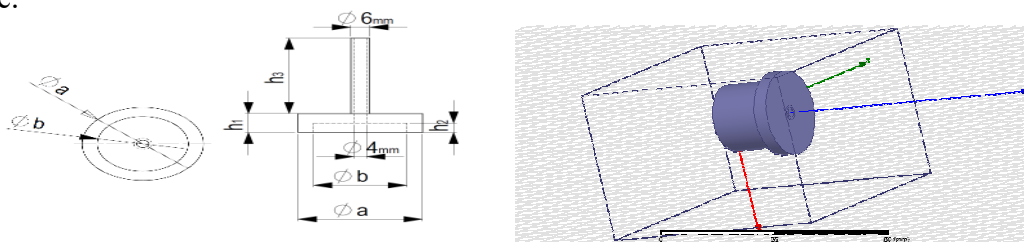


FIGURE 2.4 : La structure du capteur a été étudiée en 3D.

B. Structure de capteur à contact Avec le Matièreaux

B.1 Structure de capteur sans défaut

La figure 2.5 représente la structure de capteur avec contact avec le matériau par le logiciel de simulation électromagnétique HFSS.

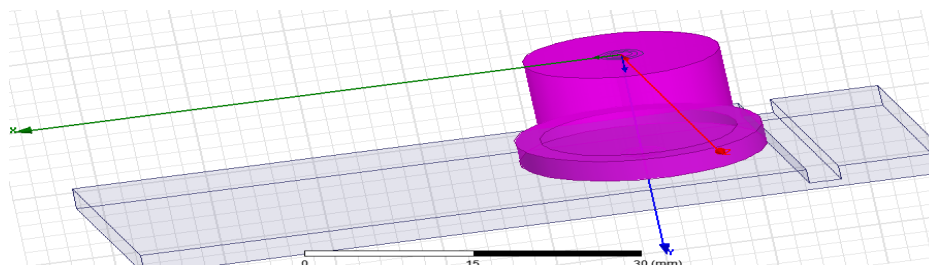


FIGURE 2.5 : Structure de capteur avec contact Sans défaut en 3D par HFSS.

La figure au-dessous représentée la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de fréquence dans le cas sans défaut.

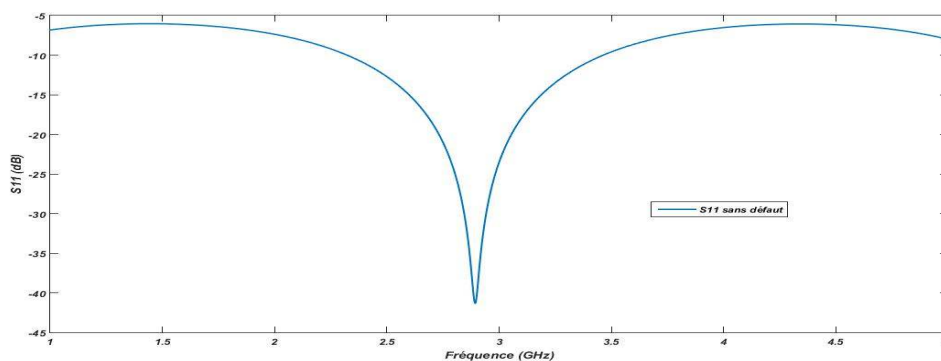


FIGURE 2.6 : Variation de coefficient de réflexion S_{11} sans défauts.

B.2. Structure de capteur Avec défaut

La figure 2.7 représente la structure de capteur avec contact avec le matériau par le logiciel de simulation HFSS.

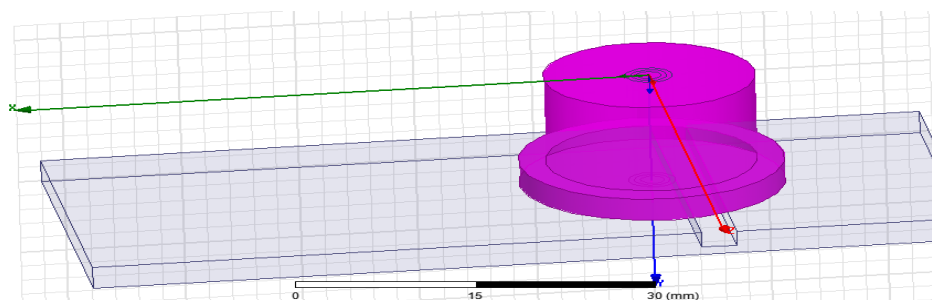


FIGURE 2.7 : Structure de capteur avec contact avec défaut en 3D par HFSS.

La figure au-dessous représentée la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de fréquence dans le cas avec défaut.

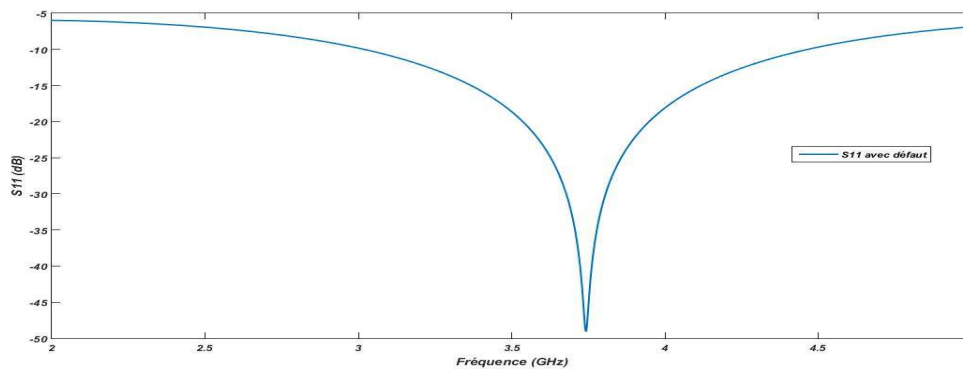


FIGURE 2.8 : Variation de coefficient de réflexion S_{11} avec défauts.

La figure 2.9 représente la variation de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de présence et absence de défaut.

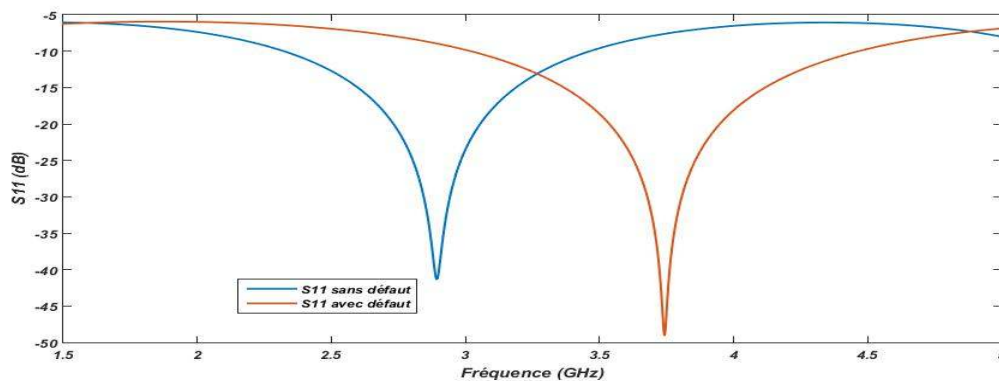


FIGURE 2.9 : Coefficient de réflexion S_{11} avec et sans défauts.

Dans cette figure on a tracé le coefficient de réflexion avec et sans défaut en fonction de fréquence, on remarque que le coefficient de réflexion (S_{11}) varie en fonction de présence de défauts sur le matériau cette méthode qui s'appelle la méthode de décalage de fréquence. la fréquence de résonance sans défaut est égale à 2.8 (GHz) qui correspondent un coefficient de réflexion de -42 (dB) et de 3.7 (GHz) avec défaut qui correspondent à un coefficient de -50 (dB).

C. Effet de la de profondeur de défauts sur le Coefficient de Réflexion (S_{11})

Dans la figure suivante, nous présentons la profondeur du défaut d'effet sur le coefficient de réflexion. La fréquence de résonance se décale en fréquence lorsque la profondeur du défaut augmente, ce comportement peut s'expliquer par le changement de la capacité de l'échantillon dû à l'espace d'air créé par la fissure.

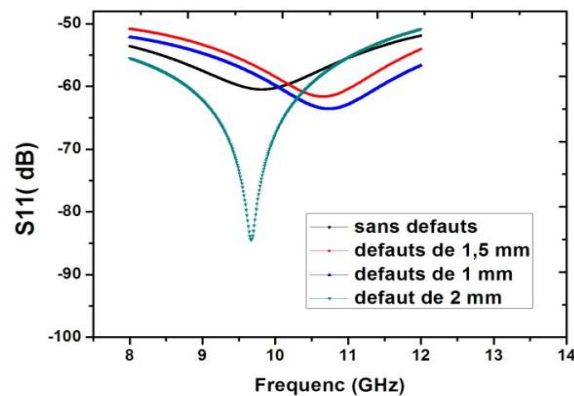


FIGURE 2.10 : Variation de Coefficient de Réflexion (S_{11}) en fonction de profondeur de défauts.

On note que dans chaque cas, la profondeur du défaut augmenté la fréquence augmente par rapport au coefficient de réflectivité. Les variations du module et de la phase du coefficient de réflexion à mesurer sont extrêmement faibles (variations du module de l'ordre du centième de (dB), ce qui permet d'améliorer la résolution et la sensibilité de la détection. Dans le cas d'un défaut égal à 0mm, on obtient un coefficient de réflexion de l'ordre de -65 dB de fréquence de $9 \cdot 10^{10}$ Hz. Les défauts varient de 1 mm à 2 mm, l'amplitude du coefficient de réflexion augmente de -65 dB à 86 dB. La fréquence de résonance varie de $9.3 \cdot 10^{10}$ Hz à $10^5 \cdot 10^{10}$ Hz.

Dans cette partie, nous avons effectué une simulation numérique d'un capteur à câble coaxial à extrémité ouverte en utilisant le logiciel HFSS-3D. Pour simuler les caractéristiques d'un capteur à vide par HFSS nous commençons de schématiser la structure réelle qu'on souhaite simuler (le choix des matériaux, dimensionnement de la structure). Après cela, vient l'étape de choix des conditions aux frontières. La simulation numérique nous a permis de calculer le coefficient de réflexion qui caractérise le capteur. Nous avons ensuite étudié la sensibilité de coefficient de réflexion à la profondeur de défauts. Nous avons trouvé qu'à chaque fois la profondeur de défaut augmenté conduit un augment de coefficient de réflexion.

3. Partie expérimentale

3.1. Matériels

Le matériel disponible au sein du laboratoire micro-ondes au centre de recherche en technologie industrielle CRTI est le suivant :

1. Analyseur de réseau vectoriel (PNA)

Il permet de générer des signaux micro-ondes et en parallèle de mesurer le module et la phase des paramètres de capteur alimenté (réflexion, rapport d'onde stationnaire, l'impédance réelle et imaginaire diagramme de rayonnement...etc.).

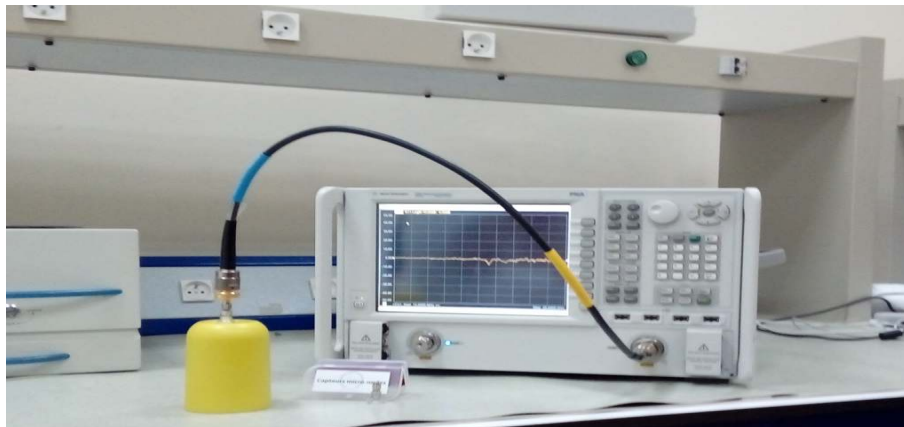


FIGURE 2.11 : Analyseur de réseau, réf PNA N5222A HP Agilent.

2. Module de calibration électronique

Des erreurs de mesure existent dans toute mesure par micro-ondes. Que le système de mesures soit aussi simple qu'un compteur d'énergie ou aussi complexe qu'un analyseur de réseau vectoriel, les ambiguïtés de mesure associées au système ajouteront une incertitude aux résultats [19]. Donc un calibrage doit être fait pour les appareils de mesure.



FIGURE 2.12 : Module de calibration électronique Réf : N4691B 300KHz-26,5 GHz.

Le calibrage sert à déterminer la matrice des erreurs systématiques du système de mesures (analyseur + câbles + transitions). Il faut donc amener le plan de calibrage à l'extrémité des câbles pour s'affranchir des pertes dues aux câbles (pertes en transmission, phase) et des désadaptations dues à diverses transitions.

3. Tapis et bracelet antistatiques

Ils servent aidé pour protéger l'équipement informatique contre les dangers de l'électricité statique. Ce tapis antistatique performant est fabriqué à partir d'un matériau dissipateur de charges statiques de la meilleure qualité pour assurer le fonctionnement sans danger de l'équipement.



FIGURE 2.13 : Tapis et bracelet antistatiques.

4. Boite d'isolation

C'est une enceinte en aluminium conductrice qu'est relié à la terre de façon à maintenir le potentiel fixe, dans le but de protéger l'opérateur des micro-ondes.



FIGURE 2.14 : Boite d'isolation.

Il y a aussi les câbles coaxiaux.

5. La table traçante

Table de déplacement X.Y.Z réalisée au niveau de centre de recherche avec une précision de $4\mu\text{m}$.

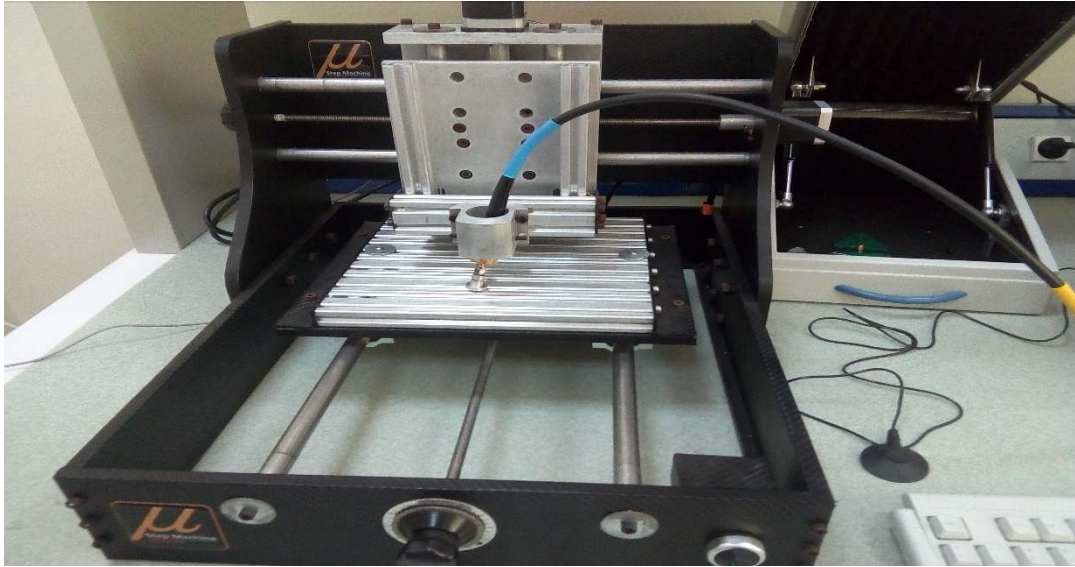


FIGURE 2.15 : Table de déplacement (X. Y. Z).

3.2. Les caractéristiques des sondes proposent

1. Capteur avec cavité résonante

Le capteur à cavité résonante présente les caractéristiques suivantes :

• **Poids** : 6,48 g

• **Dimensions** :

Diamètre $D = 15.85\text{mm}$

Hauteur $H = 25.70\text{mm}$

• **fréquence sans charge**

$Fr = 23,97\text{ GHz}$

La figure suivante représente le schéma du capteur

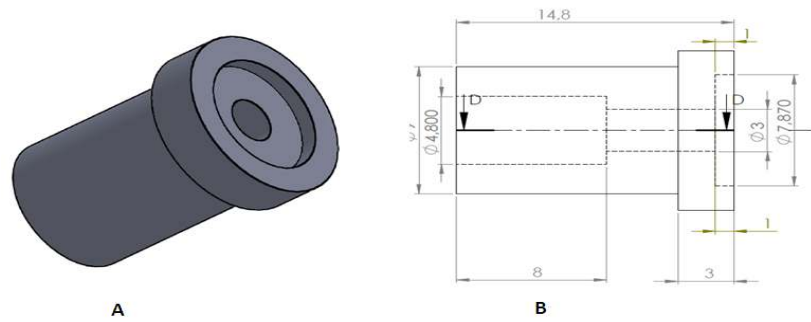


FIGURE 2.16 : Capteur avec cavité résonante réalisé avec le logiciel solide Works.

2. Capteur sans cavité résonante

Le capteur sans cavité résonante présente les caractéristiques suivantes :

- **Poids** : 7,01 g

- **dimensions**

Diamètre $D = 15.85\text{mm}$

Hauteur $H = 25.70\text{mm}$

- **fréquence sans charge**

$F_r = 23,32\text{ GHz}$

La figure suivante représente le schéma du capteur

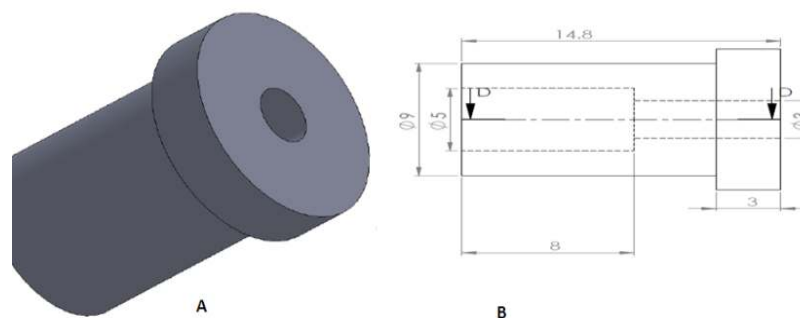


FIGURE 2.17 : Capteur sans cavité résonante réalisé avec le logiciel solide Works. [15]

3.3. Structures proposées

Les sondes réalisées sont de types inox 304 L qui représentent un inox qui contient du carbone. Les sondes réalisées contiennent un matériau de cuivre séparé entre le cuivre et l'inox par une isolation dont dans ce cas l'isolant est après la résine époxy plus une fiche SMA pour la connexion.

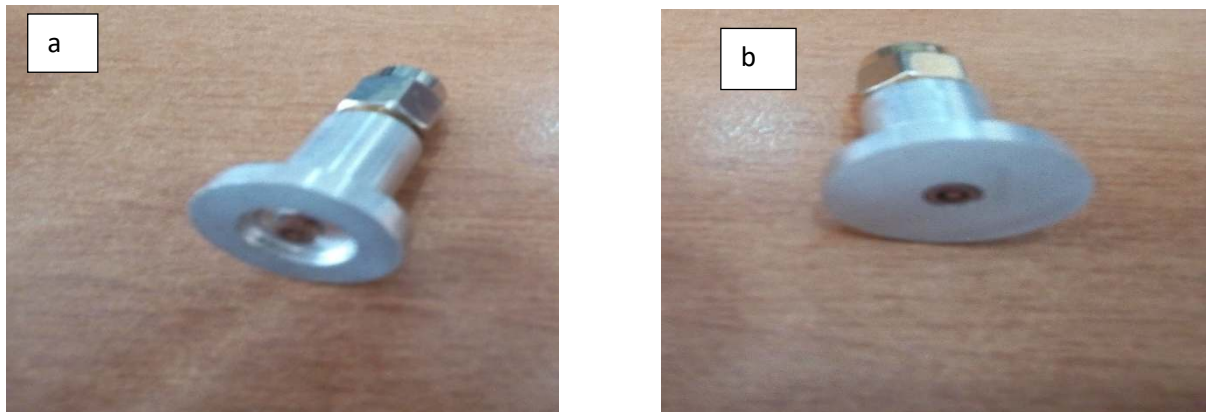


FIGURE 2.18 : Les structures proposées a) capteur avec cavité b) capteur sans cavité.

3.4. Le choix des matériaux

Nos travaux se sont portés principalement sur la détection de défauts de surface dans des Maquettes ou plaques en acier inoxydable. L'alumine 7072 [16] est un métal mou, léger, mais résistant avec un aspect argent-gris mat, dû à une mince couche d'oxydation de cinq à dix nanomètres qui se forme rapidement quand on l'expose à l'air et qui empêche la corrosion de progresser dans des conditions normales d'exposition chimiques, et le capteur en inox 304L, la référence équivalente de l'acier inoxydable 304L [17] dans la nomenclature européenne est EN 10088-2. Ce matériau est très utilisé dans l'industrie, et en particulier dans le nucléaire. Il est présent notamment dans les tuyauteries des circuits primaires et secondaires des centrales nucléaires. Les principaux avantages de l'acier inoxydable 304L sont une excellente résistance à la corrosion et une grande ductilité **2**.

Dans cette partie, nous présentons les propriétés principales de l'acier inoxydable 304L et l'alumine 7072.

3.5. Propriétés principales des matériaux (Aluminure 7072 et inox 304L)

1. Propriétés structurel de Aluminure 7072 et inox 304L

La microstructure des matériaux massifs (**Aluminure 7072 et inox 304L**) a été examinée au microscope électronique à balayage et microscope optique. Tout le travail a été fait dans le centre de recherche en technologie industrielle (CRTI). Polissage, attaqué chimique....etc.

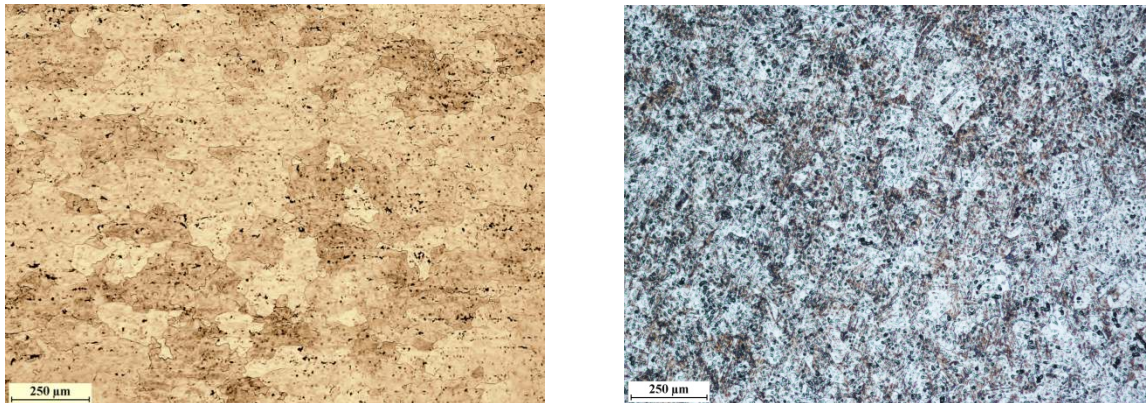


FIGURE 2.19 : Microstructure par microscopie optique des matériaux utilise dans l'application (INOX 304 L et Aluminium 7022).

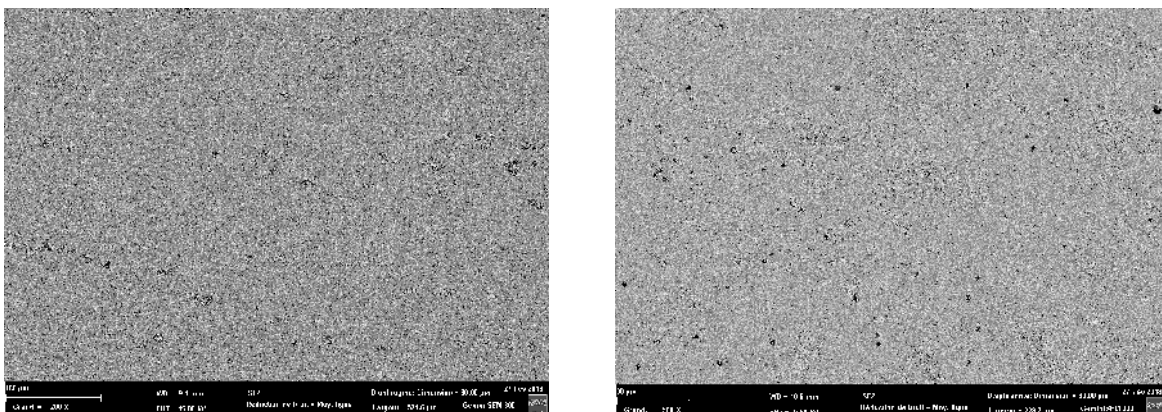


FIGURE 2.20 : Microstructure par microscopie électronique à balayage des matériaux utilise dans l'application (INOX 304 L et Aluminium 7022).

La surface de l'acier inoxydable 304L brut est constituée de différents grains de matière de quelques micromètres que l'on peut facilement voir à la Figure 2.20.

Une étude par EDS et EDAX a été menée sur l'aluminium et l'inox dans la figure (2.21) et (2.22) on remarque qu'il n'y a pas d'autres pics autres que ceux des éléments présents dans les poudres, ceci indique qu'il n'y a pas d'impuretés et pas de contamination éventuellement introduite lors de l'opération de broyage.

EDS pour l'aluminium 7222

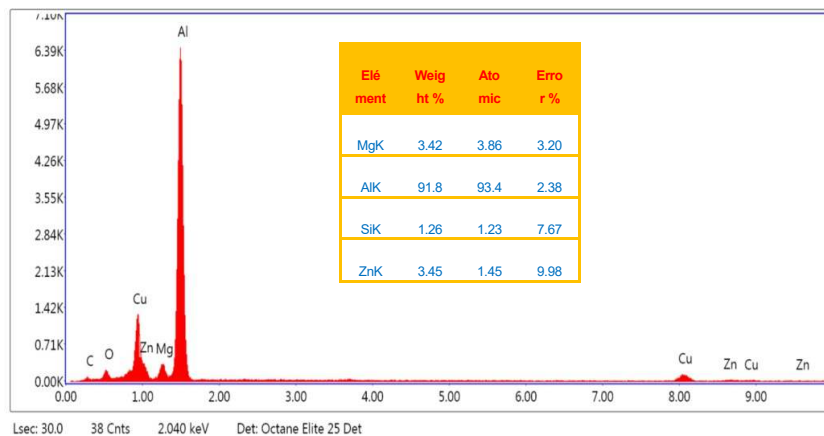


FIGURE 2.21 : Analyse quantitative de l'aluminium 7222.

EDS pour l'INOX 403 L

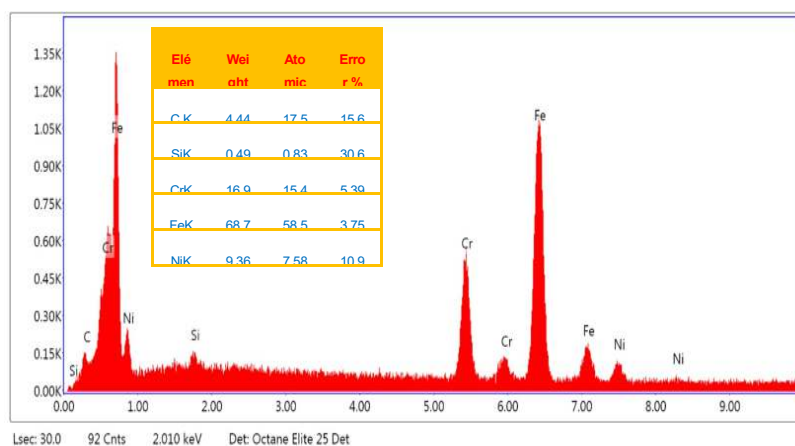


FIGURE 2.22 : Analyse quantitative de l'INOX 403 L.

La figure 2.23 représente le diagramme de diffraction des rayons X en mode normal (90°) (a) et en mode rasant (b) pour l'échantillon d'aluminium 7072 bruts servant de référence.

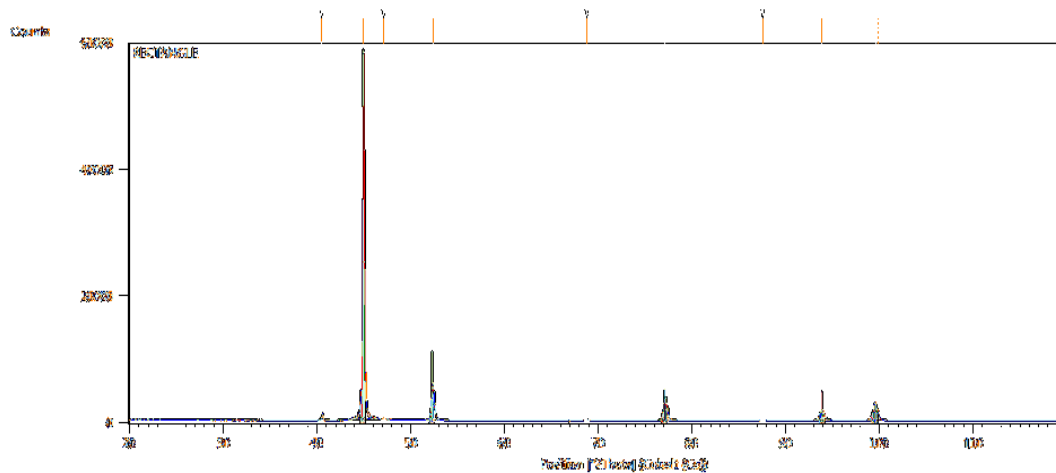


FIGURE 2.23 : Diffractogrammes de l'échantillon d'aluminium Bruts obtenu par DRX en mode normal (90°).

Nous avons effectué des mesures de diffraction des rayons X (DRX) sur nos échantillons à l'aide du diffractomètre automatique. Les Figures é (2.24) et (2.23) représentent les diagrammes de diffraction des rayons X en mode normal (90°) pour l'échantillon d'aluminium 7072 bruts servant de référence.

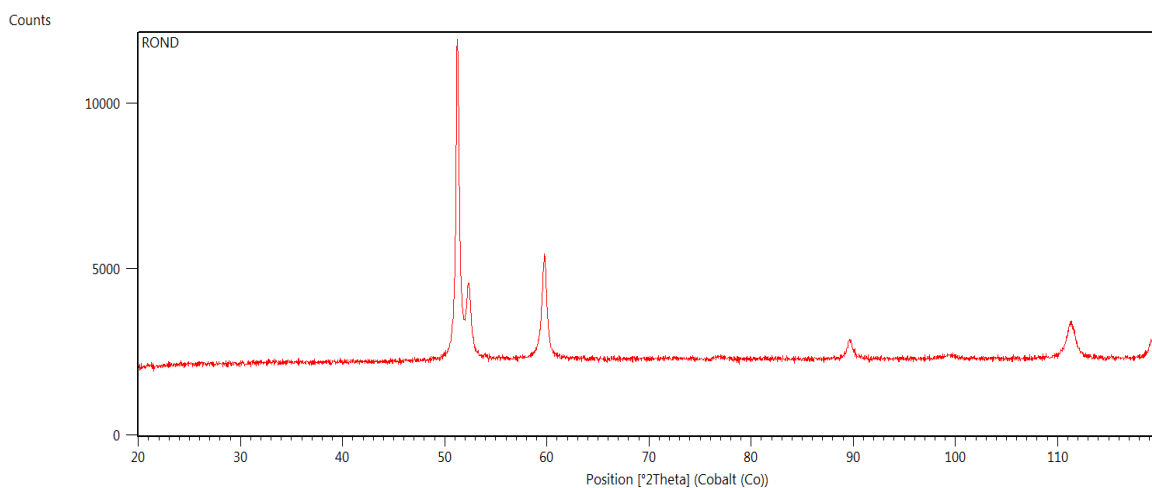
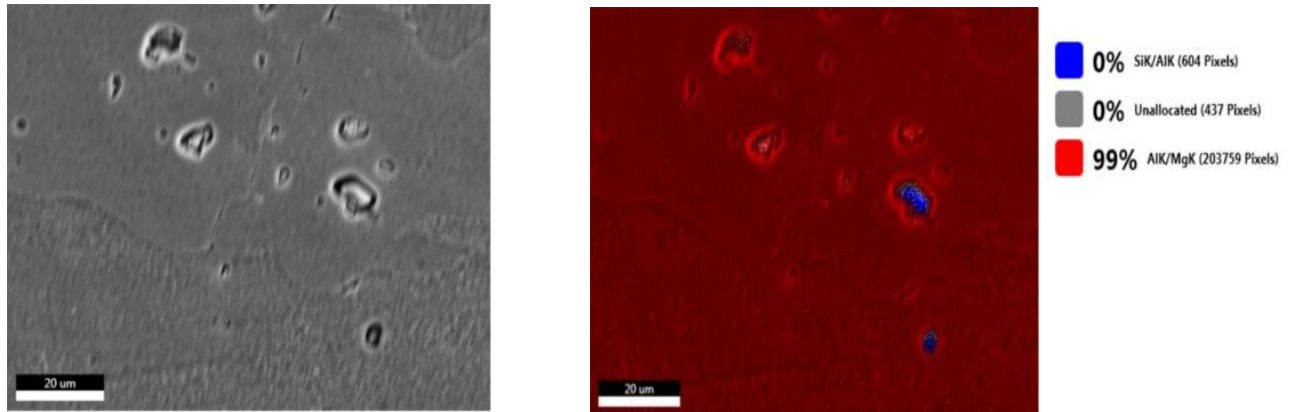
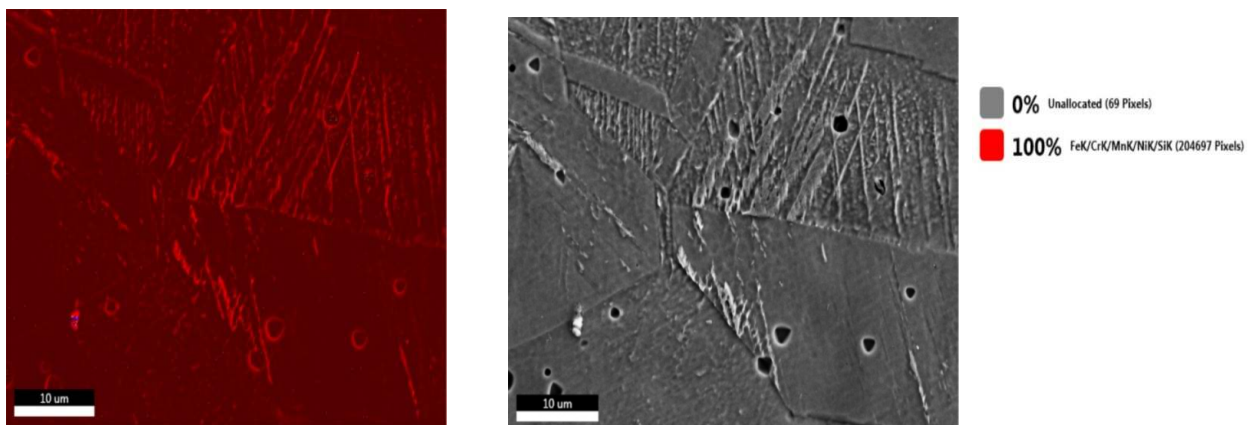


FIGURE 2.24 : Diffractogrammes de l'échantillon 304L Bruts obtenus par DRX en mode normal (90°).

EDAX Team Mapping Alum 7022**FIGURE 2.25: Cartographies Aluminium 7022.**

D'après la figure (25) la phase forme est la phase AlK/MgK.

EDAX Team Mapping INOX 304 L**FIGURE 2.26: Cartographies d'INOX 304 L.**

D'après la figure suivante on remarque la phase qui peuvent forme la phase FeK/CrK/MnK/NiK/SiK.

2. Propriétés chimique d'Aluminure 7072 et inox 304 L

La série 7022 AlZn5Mg3Cu contient l'élément suivant :

Résultat de nuance :		7022 AlZn5Mg3Cu							
	Al	Si	Fe	Cu	Mn	Mg	Zn	Cr	
Min		0,0000	0,0000	0,500	0,0500	2,00	4,30	0,100	
Max		0,500	0,500	2,00	0,400	3,70	6,00	0,300	
Moy	89,5	0,0926	0,220	0,671	0,176	H 3,86	5,25	0,139	
	Ni	Ti	Be	Ca	Li	Pb	Sn	Sr	
Min		0,0000							
Max		0,200							
Moy	0,0098	0,0148	0,0006	0,0078	< 0,0001	0,0029	< 0,0004	< 0,0001	
	V	Na	Bi	Zr	B	Ga	Cd	Co	
Min				0,0000					
Max				0,200					
Moy	0,0111	0,0046	< 0,0015	0,0086	0,0005	0,0104	0,0003	< 0,0010	
	Ag	Hg	In	Sb	P	Ce	La		
Min									
Max									
Moy	0,0027	0,0024	< 0,0010	< 0,0050	0,0037	0,0076	0,0054		

La série 304 L contient l'élément suivant :

Résultat de nuance :		304 L							
	Fe	C	Si	Mn	P	S	Cr	Mo	
Min		0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	18,0	0,0000	
Max		0,0300	1,00	2,00	0,0450	0,0300	20,0	1,00	
Moy	69,7	0,0277	0,476	1,55	0,0302	0,0018	19,0	0,292	
	Ni	Al	Co	Cu	Nb	Ti	V	W	
Min	8,00	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	0,0000	
Max	12,0	0,100	0,400	1,00	0,150	0,150	0,150	0,150	
Moy	8,01	< 0,0010	0,139	0,507	0,0275	0,0019	0,0901	0,0290	
	Pb	Sn	B	Ca	N	Se	Sb	Ta	
Min	0,0000								
Max	0,100								
Moy	< 0,0050	0,0077	0,0001	0,0001	0,0687	0,0173	0,0057	0,0697	

3. Propriétés magnétique d'Aluminure 7072 et inox 304 L

Dans notre centre de recherche est équipé par un dispositif pour trace le Cycle d'hystérésis des matériaux, le VSM (Vibrating Sample Analysis).

Dans les figures 2.27 et 2.28 ci-dessous, nous avons représenté les cycles d'hystérésis à température ambiante de l'aluminure 7072 et inox 304 L. pour avoir le comportement magnétique de ces matériaux.

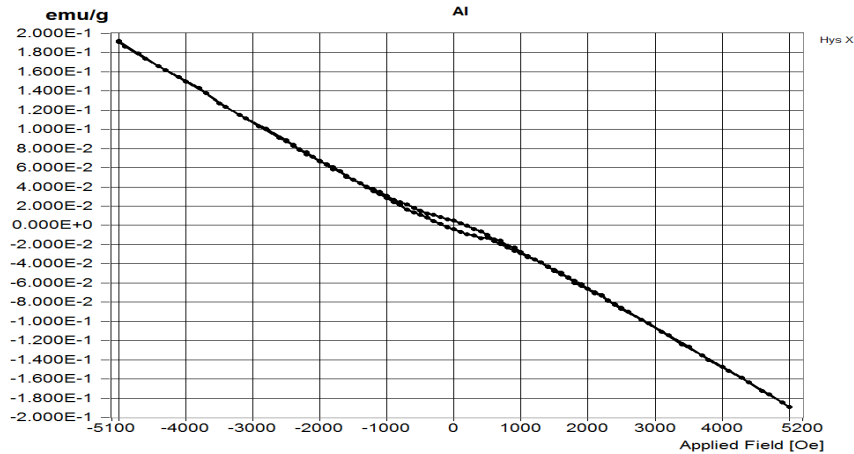


FIGURE 2.27 : Cycle d'hystérésis d'Aluminium.

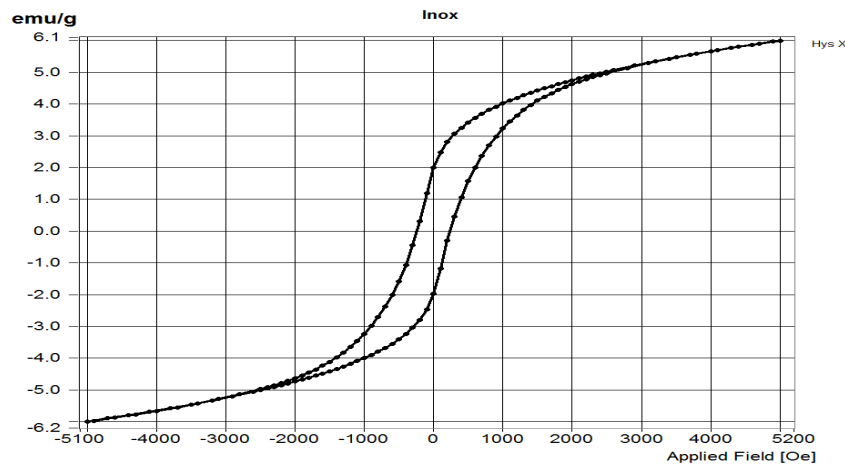


FIGURE 2.28 : Cycle d'hystérésis d'INOX.

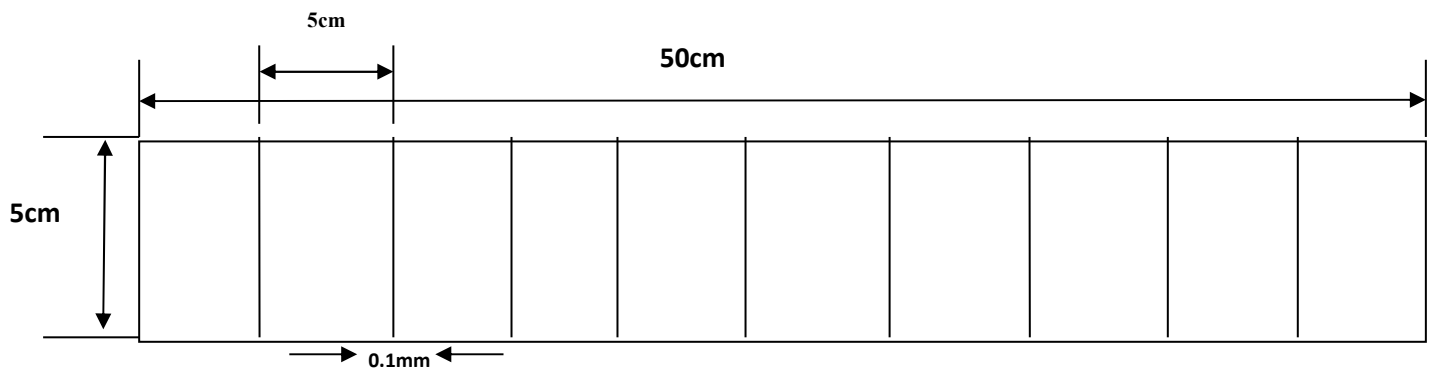
La boucle d'hystérésis est la plus standard de toutes les mesures magnétiques. La plupart des paramètres importants et des propriétés magnétiques peuvent être déterminés à partir de la boucle d'hystérésis. La boucle d'hystérésis est une mesure du moment magnétique ou de l'aimantation en fonction du champ appliqué.

3.6. Création des défauts

Lors de la détection de fissures, la profondeur et la largeur des défauts à la surface métallique sont des informations importantes. Dans notre étude, nous avons créé deux plaques d'aluminium de type 7022 qui ont été préparées avec des échantillons de fissure finis. Une variété

d'échantillons était disponible ou préparée pour cette enquête avec différentes dimensions. Les méthodes de préparation permettaient un contrôle très précis de la largeur ou de la profondeur de défaut en raison des dimensions physiques des outils d'usinage.

Les fissures ont été usinées. Des défauts de différentes larguer (L) pour 0.1mm figure 2.29, 0.5 mm figure 2.30 et différentes profondeurs varie de 0mm à 1 mm avec un pas de 0.05mm. La création des défauts se fait par une méthode très précisée, la méthode d'électro-érosion par fils. La plaque de types d'aluminium 7022.

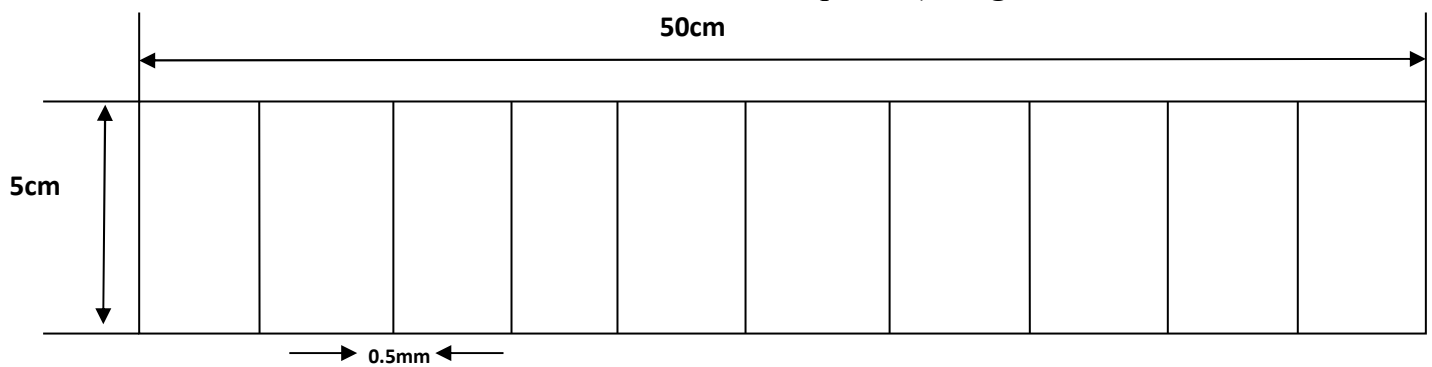


(a)



(b)

FIGURE 2.29 : Echantillon de fissures fines usinées peu profondes pour une langue de défaut 0.1mm : a) schématique et b) image.



(a)

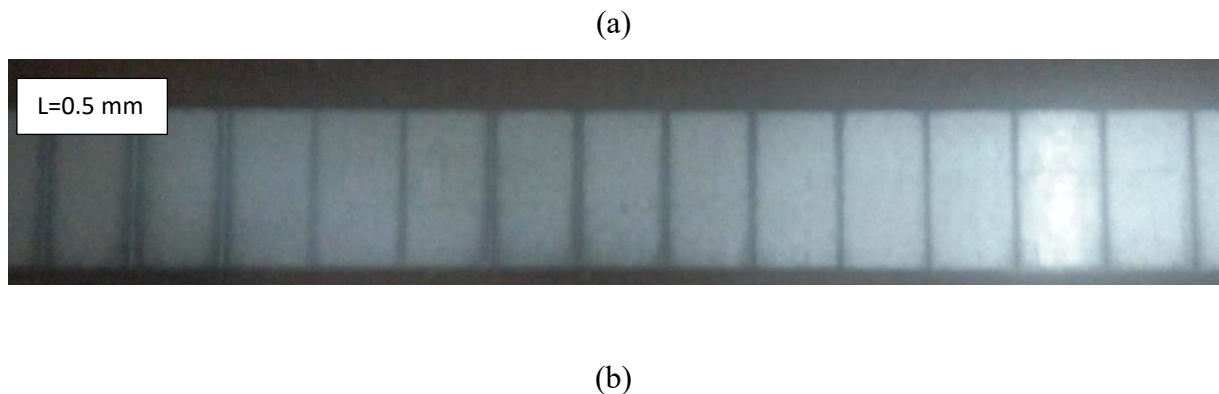


FIGURE 2.30 : Echantillon de fissures finies usinées peu profondes pour une langue de défaut 0.5mm : a) schématique et b) image.

3.7. Banc de mesure

On a proposé un système de test non destructif en champ proche par micro-ondes pour la détection de défauts submillimétriques dans des surfaces métalliques. La figure 2.31 montre la configuration expérimentale. Le capteur est fixé par une fiche SMA et peut-être déplacé le long de l'axe x, y, z par la table de déplacement. Le gradient est utilisé pour s'assurer que la carte en aluminium est parallèle au capteur. Le film transparent est fixé sur l'aluminium carte. Le capteur est connecté à la VNA par un câble coaxial et la VNA est utilisée pour enregistrer le coefficient de réflexion.

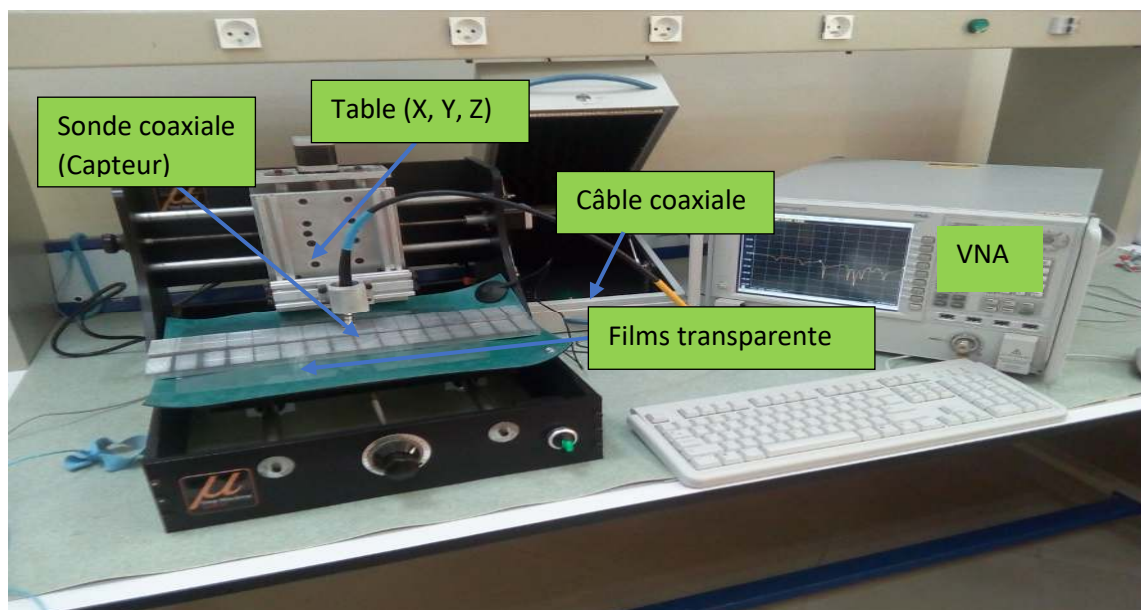


FIGURE 2.31 : Banc de mesure.

Dans le cas expérimental on a commencé de calibrage notre analyseur de réseaux PNA 5222 par un kit de calibrage automatique dans la plage de fréquences de 0 à 2.5 GHz, l'analyseur de réseau a été étalonné dans une bande de fréquences comprise entre 200 Mhz et 20 GHz on suit fait bronche notre capteur par un câble coaxial connecté par l'analyseur. On fait balayer à chaque fois sur la surface de chaque plaque d'aluminium de différente larguer de défauts, déférents types de capteurs (avec et sans cavité résonante), différentes profondeurs de défauts. On fait enregistrer à chaque fois la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) en fonction de variation de profondeur et la larguer de différents défauts crée dans des plaques d'aluminium. Un film mince transparent a été utilisé sur la plaque d'aluminure pour éviter le contacte directe entre le capteur et la plaque. L'installation de mesure a été réalisée à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriel Agilent et les deux capteurs avec deux plaques d'aluminium.

Lorsque le capteur passe sur une fissure, celle-ci perturbe le champ magnétique autour de la position et la fréquence de résonance présente un décalage. Un courant très concentré a la surface de la plaque fissurée.

3.8. Résultats de mesures :

1. Capteur avec cavité résonante

✓ Pour une largeur de défaut (L) de l'ordre de 0.1 mm, la profondeur de défaut varie de 0 mm à 1mm avec un pas de 0.05 mm, la figure suivant représente la variation de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de fréquence pour différente valeur de profondeurs de défauts.

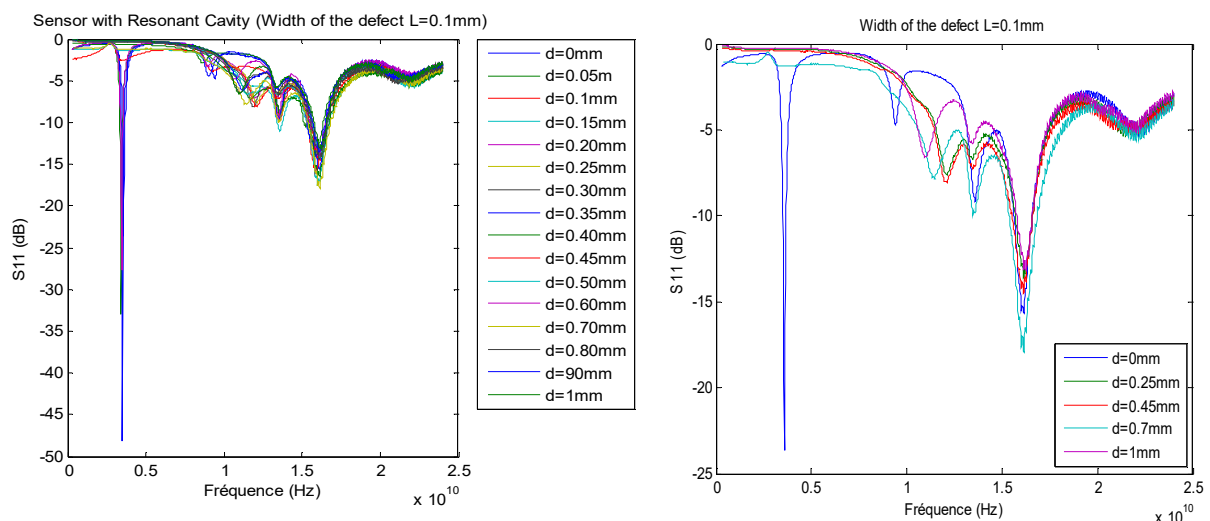


FIGURE 2.32 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts.

Dans la figure (2.32) nous avons représenté l'influence de la profondeur de défaut sur le coefficient de réflexion S_{11} en (dB), nous remarquons que l'amplitude de coefficient de réflexion varie en fonction de variation de profondeur de défaut. Pour une valeur de défaut correspondant à 0 mm l'amplitude de S_{11} égale à (-25 dB) à la fréquence de l'ordre de (0.3GHz), et pour 1 mm de profondeur correspondant à une valeur de l'ordre de (-13 dB) à la fréquence de l'ordre de (1.6 GHz). On constate qu'à chaque fois la profondeur de défaut diminue l'amplitude augmentée.

✓ Pour une largeur de défaut (L) de l'ordre de 0.5 mm, la profondeur de défaut varie de 0 mm à 1 mm avec un pas de 0.05 mm, la figure suivante représente la variation de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de fréquence pour différentes valeurs de profondeurs de défauts.

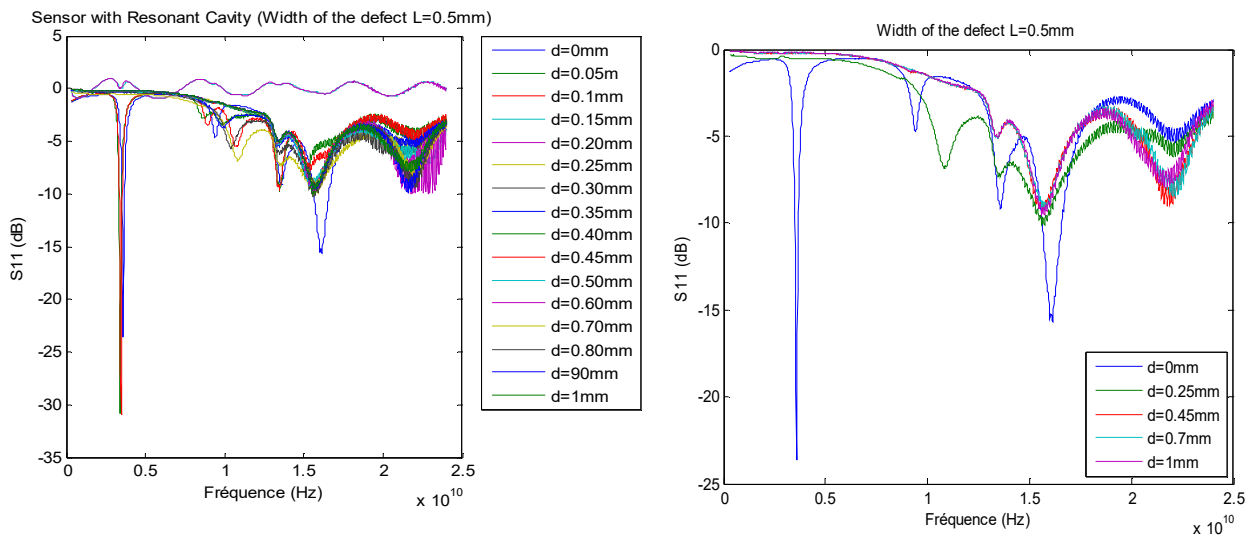


FIGURE 2.33 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts.

Nous remarquons qu'à chaque fois la largeur et la profondeur de défaut varie l'amplitude de coefficient de réflexion varie qui approuve un décalage de fréquence. Ce principe basé sur le champ proche et le décalage en de fréquence. D'après ces résultats ; nous remarquons que le capteur avec cavité résonante impact sur la largeur et la profondeur de défaut et justifie la sensibilité de capteur. Le facteur de forme dans ce cas à chaque fois la profondeur de défaut augmente le coefficient de réflexion déformé.

Effet de la largeur de défaut sur le coefficient de réflexion (S_{11}) pour le capteur avec cavité résonante

La figure suivante représente la variation de S_{11} en fonction de la fréquence de résonance pour différentes valeurs de profondeur de défauts et différents largeurs (L).

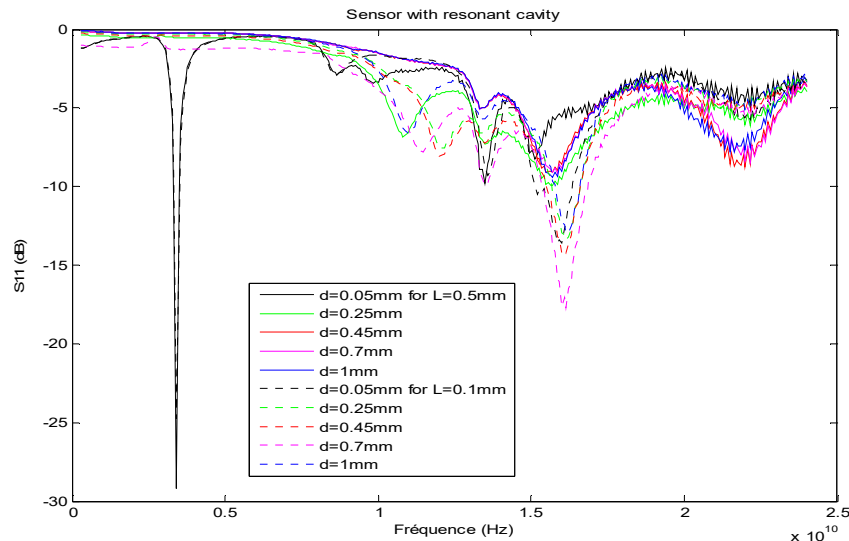


FIGURE 2.34 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes valeurs de profondeurs de défauts, pour $L=0.1\text{mm}$ et $L=0.5\text{mm}$.

D'après ces résultats, on constate que l'effet de la largeur des défauts influence sur le coefficient de réflexion (S_{11}). Lorsque la largeur de défaut augmente, le décalage en fréquence augmente, ce qui explique la variation de fréquence, mais le facteur de qualité diminue (déformation). Au même temps, la profondeur de défaut varie en fonction de la fréquence.

Les résultats montrent que lorsque le capteur passe sur une fissure, celle-ci perturbe le champ magnétique autour de la position et la fréquence de résonance présente un décalage. Un courant très concentré à la surface de la plaque fissurée.

2. Capteur sans cavité résonante

- Pour une largeur de défaut (L) de l'ordre de 0.1 mm , la profondeur de défaut varie de 0 mm à 1 mm avec un pas de 0.05 mm , la figure suivante représente la variation du coefficient de réflexion S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de profondeurs de défauts.

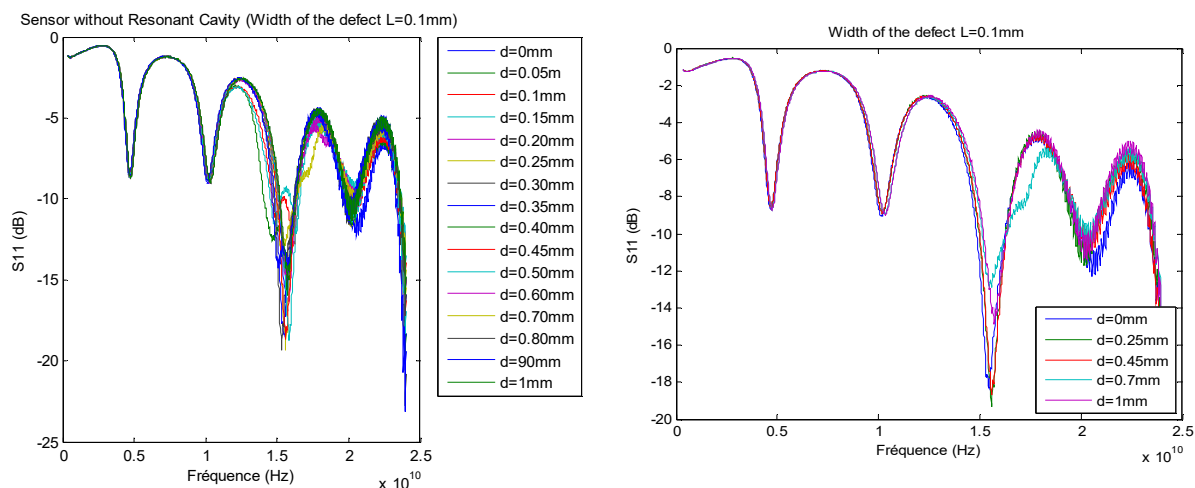


FIGURE 2.35 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts.

Dans la figure (2.35) nous avons représenté l'influence de la profondeur de défaut sur le coefficient de réflexion S_{11} en (dB), nous remarquons que l'amplitude de coefficient de réflexion varie en fonction de variation de profondeur de défaut. Pour une valeur de défaut correspondant à 0 mm l'amplitude de S_{11} égale à (-19 dB) a la fréquence de l'ordre de (1.55GHz), et pour 1 mm de profondeur correspondant à une valeur de l'ordre de (-15 dB) de même fréquence. On constate qu'à chaque fois la profondeur de défaut diminue l'amplitude augmentée.

- Pour une largeur de défaut (L) de l'ordre de 0.5 mm, la profondeur de défaut varie de 0 mm à 1mm avec un pas de 0.05 mm.

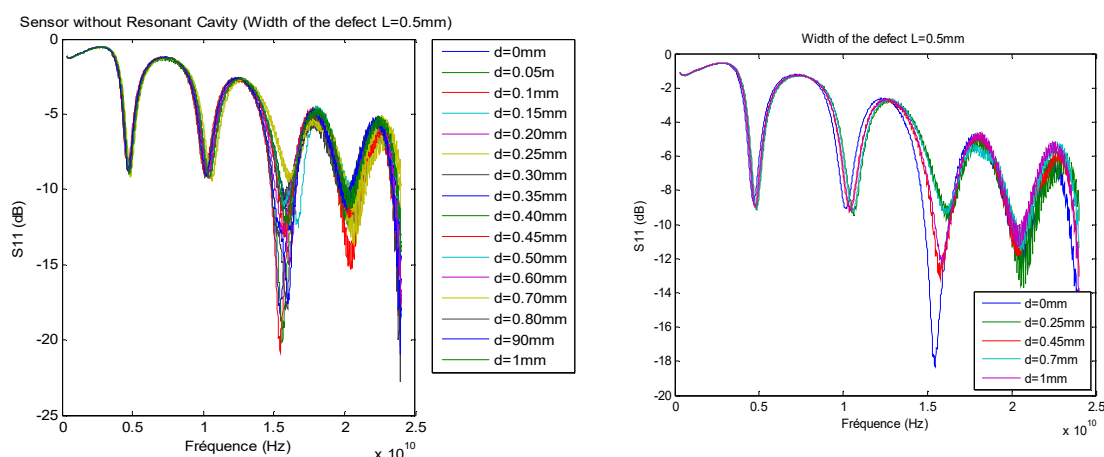


FIGURE 2.36 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes profondeurs de défauts.

Nous remarquons qu'à chaque fois la largeur et la profondeur de défaut varie l'amplitude de coefficient de réflexion varie qui approuve un décalage de fréquence.

D'après ces résultats ; nous remarquons que le capteur sans cavité résonante impact sur la largeur et la profondeur de défaut et justifie la sensibilité de capteur. Le facteur de forme dans ce cas à chaque fois la profondeur de défaut augmente le coefficient de réflexion déformé.

Effet de de largeur de défaut sur le coefficient de réflexion (S_{11}) pour le capteur sans cavité résonante

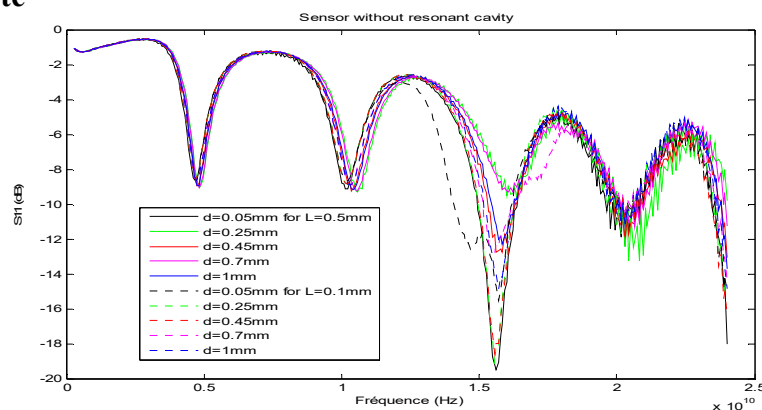


FIGURE 2.37 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différent valeurs de profondeurs de défauts, pour $L=0.1$ mm et $L=0.5$ mm.

D'après ces résultats à constats que l'effet de larguer des défauts influés sur le coefficient de réflexion (S_{11}). Lorsque la larguer de défaut augmente le décalage en fréquence augmenter qui explique la variation de fréquence mais le factor de qualité diminue (déformation). Ou même temps la profondeur de défaut varie en fonction de fréquence.

3. Compression enter deux capteur avec et sans cavité résonante

Dans les figures suivantes nous avons représenté la variation de coefficient de réflexion S_{11} en fonction de fréquence pour différents types de capteurs avec et sans cavité résonante.

- Pour une largeur de défaut $L=0.1\text{mm}$

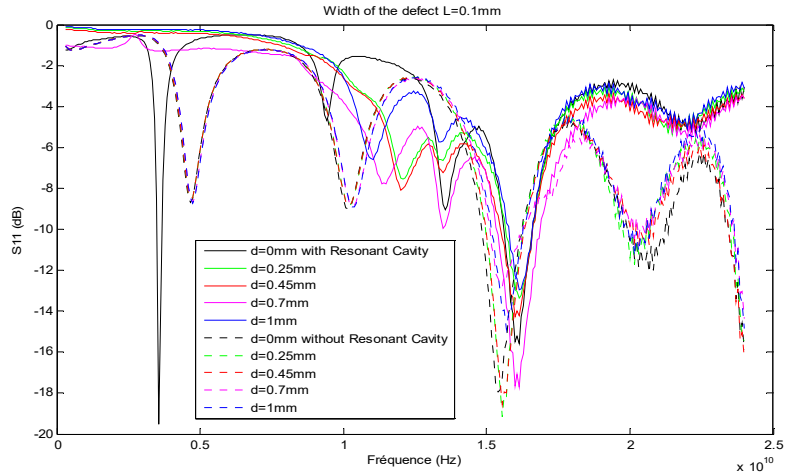


FIGURE 2.38 : Comparaison entre les deux types de capteur.

- Pour une largeur de défaut $L=0.5\text{mm}$

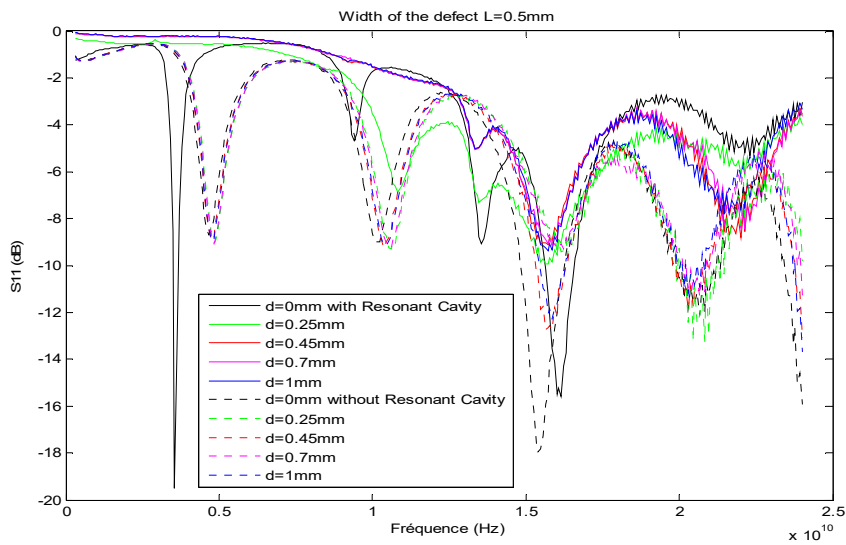


FIGURE 2.39 : Comparaison entre les deux types de capteur.

D'après les figures (2.38 et 2.39) on remarque que la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) dans le cas d'un capteur sans cavité résonante plus sensible que le capteur avec cavité résonante, le champ dans un point très intense que dans une cavité dans ce qu'on dit que le capteur sans cavité bien précision.

Dans le cas d'un capteur avec cavité résonant l'onde incidente elle s'occupe toute la surface de cavité de capteur, ça implique que l'onde affaiblit lorsque arrive sur l'échantillon ou il y a un défaut et le champ n'a pas intense, l'onde réfléchiée très faible. Dans ce cas la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) et très faible il n'y a pas une grande variation (très faible changement en fréquence).

Par contre dans le cas d'un capteur sans cavité résonant l'onde incidente s'occupe un point bien pris et le champ est très intense dans ce cas, dans ce cas la variation de coefficient de réflexion (S_{11}) décale en fonction la fréquence, comme monter dans les figures (2.37) et (2.36).

On voit que la fréquence de résonance se déplace vers la gauche lorsque la largeur de défaut diminue. Ce décalage s'accélère à mesure que la longueur diminue, la fréquence de résonance se déplace lentement pour les fissures de largeur plus petite. Il existe également un changement dans l'amplitude de coefficient de réflexion (S_{11}).

Le pic à 0.4GHz explique que l'angle de l'onde transmise est le même que l'angle de l'onde réfléchiée. Par contre les autres pics l'angle de l'onde transmise ne pas la même que l'angle de l'onde réfléchiée qui produit le décalage en fréquence.

Conclusion

Dans ce chapitre a présente une nouvelle méthode de détection des fissures inférieures au millimètre sur des surfaces conductrices. Le principe du capteur est vérifié expérimentalement, le mécanisme de détection est actif lorsque l'élément de détection est place en dessous et à proximité d'une fissure, le capteur est alors chargé, de sorte que le coefficient de réflexion (S_{11}) minimal à la fréquence de résonance se déplace. Comparé aux méthodes hyperfréquence présentées_ dans la littérature, le capteur fonction a une fréquence plus basse, a une sensibilité beaucoup plusieurs élèves et est relativement peu couteux. Une étude comparative entre un capteur avec et sans cavité résonante, voire l'effet de largeur et profondeur de défaut sur chaque type de capteur.

Référence de chapitre 02

- [1] Gomez, S., Queffelec, P., & Chevalier, A. (2011, March). Méthode de caractérisation électromagnétique large bande des métamatériaux. In *TELECO2011 & 7ème JFMMA* (p. ID66).
- [2] Komarov, S. A., Komarov, A. S., Barber, D. G., Lemes, M. J., & Rysgaard, S. (2016). Open-ended coaxial probe technique for dielectric spectroscopy of artificially grown sea ice. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 54(8), 4941-4951.
- [3] Yang, X., Chen, J., Xie, Y., Su, P., Luo, J., Lei, X. & Zhu, Z. (2019). Detection of surface defects in film-coated metals and measurement of coating thickness. *Review of Scientific Instruments*, 90(9), 095005.
- [4] Soltane, S. (2015). ETUDE ET CARACTERISATION D'ANTENNES IMPRIMEES POUR SYSTEME ULTRA-LARGE BANDE (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [5] Ansoft HFSS 9.1 User Manual.pdf.
- [6] Touati, M. H. E. Conception et Simulation d'une antenne micro-ruban circulaire (Master thèses).
- [7] Vandebosch, G. A., & Vasylychenko, A. (2011). A practical guide to 3D electromagnetic software tools. INTECH Open Access Publisher.
- [8] TEBACHE, S. (2013). Méthodes de caractérisation hyperfréquence des antennes imprimées (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider Biskra).
- [9] El amine CHAIB, M. (2012). Modélisation et caractérisation de fonctions électroniques générées par des dispositifs à métamatériaux. Mémoire de Magistère en Systèmes des Réseaux de Télécommunication. Université ABOU BEKR BELKAID TLEMCEN.
- [10] Zhang, L., Liu, P., Shi, X., You, F., & Dong, X. (2012, May). A comparative study of a calibration method for measuring the dielectric properties of biological tissues on electrically small open-ended coaxial probe. In *Biomedical Engineering and Biotechnology (iCBEB), 2012 International Conference on* (pp. 658-661). IEEE.

[11] Lee, K. Y., Chung, B. K., You, K. Y., Cheng, E. M., & Abbas, Z. (2014). Study of dual open ended coaxial sensor system for calculation of phase using two magnitudes. *IEEE Sensors Journal*, 14(1), 129-134.

[12] Larsen, J. J., Green, O., & Nadimi, E. S. (2011). The effect on wireless sensor communication when deployed in biomass. *Sensors*, 11(9), 8295-8308.

[13] McClanahan, A. D. (2009). Depth evaluation of damage to aircraft fuselage skins using microwave and millimeter wave methods.

[14] Amar, H., Ghodbane, H., GUEZOU, Z., Zergoug, M., & Azzi, S. (2017). Detection of surface defects using microwave techniques. In *International Conference on Recent Advances in Electrical Systems (ICRAES'17)*.

[15] Amar, H., Ghodbane, H., Amir, M., Bouziane, T., & Younes, A. (2018, December). Defect depth effect on the reflection coefficient of an open-ended coaxial sensor. In *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering* (Vol. 454, No. 1, p. 012072). IOP Publishing.

[16] Wang, H. F., Wang, J. L., Song, W. W., Zuo, D. W., & Shao, D. L. (2016). Analysis on the Corrosion Performance of Friction Stir Welding Joint of 7022 Aluminum Alloy. *Int. J. Electrochem. Sci*, 11, 6933-6942.

[17] Col, A. (2016). Étude de l'oxydation catastrophique de l'acier 304L: mécanismes et effet d'une prédéformation (Doctoral dissertation, Grenoble Alpes).

Chapitre III

Modélisation et réalisation d'un capteur micro-ruban

pour des applications agro-alimentaire

Introduction

Plus de six milliards de personnes dans le monde consomment du lait et des produits laitiers, et ce nombre augmente rapidement chaque année [1]. Il existe de nombreux cas où la qualité du lait est inférieure aux normes acceptables, entraînant de graves risques pour la santé des consommateurs, y compris des jeunes enfants. [2]

Le lait est l'un des aliments les plus importants dans de nombreux pays. Il contient plusieurs éléments nutritifs, mais sa dilution entraîne des pertes économiques, une dégradation de la qualité des produits à base de lait et un risque pour la sécurité des consommateurs. Il est donc important que l'industrie laitière soit en mesure d'évaluer avec précision la qualité du lait fourni par les producteurs laitiers et que les agences de consommateurs soient en mesure de contrôler la qualité des produits laitiers et du marché du lait frais vendu [3, 4].

Le contrôle de la qualité du lait consiste à appliquer des techniques d'essai approuvées garantissant que les normes applicables au lait et aux produits laitiers sont réglementées aux niveaux prévus. Ceci prend également en compte la composition, la pureté et le niveau des différents microorganismes présents dans le lait. Fondamentalement, il couvre la qualité du lait et des produits laitiers et garantit que - les produits laitiers, les transformateurs de lait et les agences de commercialisation concernées adhèrent aux codes de pratiques acceptés.

Les progrès actuels ont été étudiés, ainsi que les méthodes traditionnelles d'analyse de la qualité du lait, afin d'identifier les principaux domaines dans lesquels de nouveaux développements peuvent être entrepris pour permettre le contrôle de la qualité des produits laitiers en dehors des locaux du laboratoire [5].

Ce chapitre sera donc dédié à :

- Présentation de la structure proposée,
- Développement du modèle mathématique de la structure, et la modélisation.

- Simulation de la structure,
- Réalisation de la structure et comparaison entre les résultats de la simulation et expérimentale,
- Utilisation de ce capteur pour une application agro-alimentaire, présentation des résultats et interprétation,
- Enfin une conclusion.

1. Présentation de la structure proposée

Le défi que nous relevons dans le présent travail est la contribution au développement d'une technique pour le domaine d'évaluation et de contrôle non destructif. Pour cela nous allons étudier et développer des techniques et procédés à base des ondes millimétriques et micro-ondes. Comme nous allons modéliser, simuler un capteur à hautes fréquences.

L'objectif de ce travail, est de présenter une méthode de caractérisation des matériaux diélectriques par la modélisation d'un capteur hyperfréquence micro-ruban. Un changement de la fréquence de résonance du capteur micro-ruban résultant d'un changement de son constant diélectrique effectif est considéré comme un indice pour définir la constante diélectrique de l'échantillon.

L'étude et la modélisation d'une structure micro ruban par la méthode de moment, par la suite cette structure sera simulée par un logiciel de modélisation numérique HFSS et une étude expérimentale dans le domaine agroalimentaire qui confirme les résultats pour valider le modèle. La figure 3.2 montre la structure conçue. Elle est constituée de deux antennes carrées symétriques et opposées, imprimées sur un substrat diélectrique FR4, d'une épaisseur de 1,6 mm. La structure proposée est simulée par le logiciel HFSS.

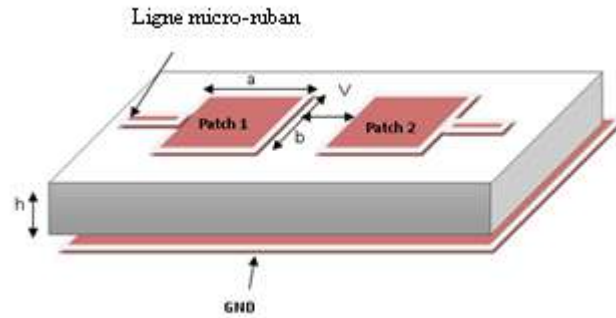


FIGURE 3.1 : Structure du résonateur à micro ruban proposé.

Tel que :

b: est la largeur du patch

a: est la longueur du patch

h: est l'épaisseur du substrat

V: vide entre les deux patches

a = (a1) = (a2).

b = (b1) = (b2).

Tableau 3.1 : Paramètres de la structure proposée.

Parameters	Value
b	10mm
a	8mm
h	1.6mm
V	9.4 mm

2. Etude théorique

La première étape de ce travail consiste à étudier et modéliser les antennes à micro ruban qui serviront de capteur. Ces antennes ont deux couches. La première couche représente le porte-échantillon et le second est l'échantillon à analyser. Dans notre cas, le lait

est analysé. Nous étudierons l'effet du pourcentage d'eau présente dans le lait sur les paramètres de l'antenne. Certains paramètres sont essentiels pour caractériser une antenne micro ruban, tels que : l'épaisseur et la permittivité relative du substrat, le los tangent, la forme et les dimensions du patch. Nous avons développé ce module de deux couches de couverture, la première couche représente le porte-échantillon et la seconde, l'échantillon à analyser.

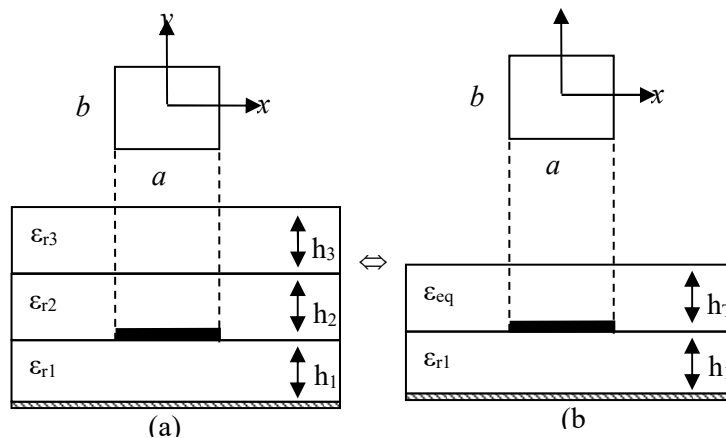


FIGURE 3.2 : Résonateur micro-ruban rectangulaire multicouche.

(a) : Patch micro-ruban rectangulaire ($a * b$) à trois couches diélectriques. (b) : Résonateur équivalent à micro-ruban rectangulaire à couche unique.

Dans cette étude, un premier substrat composite est réduit à une structure monocouche équivalente d'épaisseur totale $h_T=h_2+h_3$, la permittivité équivalente du modèle équivalent avec l'épaisseur totale du substrat donnée par : [6]

$$\epsilon_{eq} = \frac{\epsilon_{r2}\epsilon_{r3}(h_2 + h_3)}{(\epsilon_{r2}h_2 + \epsilon_{r3}h_3)} \quad (3.1)$$

Où :

h1 : épaisseur du substrat diélectrique,

h2 : épaisseur du porte-échantillon,

h3 : épaisseur de l'échantillon.

La prochaine étape de cette étude consiste à utiliser le modèle développé par Wolff et Knoppik [7] et modifié par Verma et Rostamy [8] où ils introduisent le concept de permittivité dynamique afin de prendre en compte la capacité de frange le long des bords rayonnants et non rayonnant. . Les deux travaux ont présenté une méthode pour le substrat monocouche uniquement. Une antenne micro-ruban couverte de longueur 'a' et de largeur 'b' est illustré à la figure 3.2 (b)

La permittivité dynamique du patch couvert est définie par :

$$\varepsilon_{dyn} = \frac{C_{dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})}{C_{dyn}(\varepsilon_{r1} = 1, \varepsilon_{eq} = 1)} \quad (3.2)$$

La permittivité dynamique représente l'effet des capacités créées entre le patch et le plan de masse d'un côté et entre le patch et l'air de l'autre.

Où $C_{dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})$ et $C_{dyn}(\varepsilon_{r1} = 1, \varepsilon_{eq} = 1)$ sont les capacités dynamiques totales du patch en présence d'une couche diélectrique et en présence d'air, respectivement. Les capacités dynamiques totales peuvent être obtenues à partir de :

$$C_{dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) = C_{0,dyn}(\varepsilon_{r1}) + 2C_{e1,dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) + 2C_{e2,dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) \quad (3.3)$$

Où $C_{0,dyn}(\varepsilon_{r1})$ est la capacité dynamique due au champ principal.

$$C_{0,dyn}(\varepsilon_{r1}) = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1} ab}{h_1 \gamma_n \gamma_m} = \frac{C_{0,stat}(\varepsilon_{r1})}{\gamma_n \gamma_m} \quad (3.4)$$

où γ_n et γ_m , rendre compte de la distribution du champ modal pour le n, mth mode de résonance.

$$\gamma_i = \begin{cases} 1 & \text{for } i = 0 \\ 2 & \text{for } i \neq 0 \end{cases}$$

Les capacités des franges dynamiques sur un côté de la longueur 'a' et de la largeur 'b' du patch sont données par

$$C_{e1,dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) = \frac{C_{e1,stat}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})}{\gamma_n} \quad (3.5)$$

$$C_{e2,dyn}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) = \frac{C_{e2,stat}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})}{\gamma_m} \quad (3.6)$$

Les capacités de franges statiques $C_{e1,stat}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2})$ et $C_{e2,stat}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})$ peut être obtenu comme suit :

$$C_{e1,stat}(\varepsilon_{r1}, \varepsilon_{r2}) = \frac{1}{2} \left[\frac{Z(b, h_1, h_2, \varepsilon_{r1} = \varepsilon_{eq} = 1) a}{V_0 Z^2(b, h_1, h_2, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})} - \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_{r1} a b}{h_1} \right] \quad (3.7)$$

Où ε_{r1} : permittivité relative du substrat,

h_1 : la hauteur du substrat,

$Z(b, h_1, h_2, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})$: Impédance caractéristique de la ligne micro-ruban revêtue de largeur 'b' et de la permittivité relative ε_{r1} du substrat et ε_{eq} pour le substrat et la couverture, respectivement,

$Z(b, h_1, h_2, \varepsilon_{r1} = \varepsilon_{eq} = 1)$: L'impédance caractéristique de la ligne micro-ruban de l'air et V_0 représente la vitesse de la lumière.

La fréquence de résonance de l'antenne couverte peut être obtenue auprès de :

$$F_r = \frac{V_0}{2\sqrt{\varepsilon_{dyn}}} \left[\left(\frac{n}{a_{eff}} \right)^2 + \left(\frac{m}{b_{eff}} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (3.8)$$

Où ' b_{eff} ' et ' a_{eff} ' sont la largeur et la longueur effectives, respectivement [9]. Pour le mode dominant, $n = 1$, $m = 0$ et peut être calculé à partir de

$$a_{eff} = a + \frac{(b_{eq} - b)}{2} \frac{\varepsilon_{eff}(b) + 0.3}{\varepsilon_{eff}(b) + 0.258}$$

Ou

$$b_{eq} = \frac{120\pi h_1}{Z(b, h_1, h_2, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq}) \sqrt{\varepsilon_{eff}(b)}}$$

Et la constante diélectrique effective de la ligne couverte est donnée par

$$\varepsilon_{eff}(b) = \left[\frac{Z(b, h_1, h_T, \varepsilon_{r1} = \varepsilon_{eq} = 1)}{Z(b, h_1, h_T, \varepsilon_{r1}, \varepsilon_{eq})} \right]^2 \quad (3.9)$$

3. Modélisation des différents éléments du capteur

a) Modélisation de l'élément rayonnant

Du fait que les structures micro-ruban possèdent une bande passante qui ne dépasse pas quelques pourcentages, ce type de structure ne fonctionne efficacement qu'au voisinage.

- **Equation intégrale du champ électrique (EFIE en anglais)**

L'équation intégrale du champ électrique (EFIE) ou l'équation intégrale du champ magnétique (MFIE) sont obtenues à partir d'une solution d'un problème de valeurs aux frontières par le biais des équations de Maxwell. La méthode des moments proposée en premier par Harrington en 1968 [10] est idéalement utilisée pour des antennes à surfaces parfaitement conductrices (PEC) et dans un milieu homogène. L'application de la méthode des moments pour des milieux non homogènes, conduits à des intégrales volumiques [11]. Pour étudier le problème électromagnétique d'une antenne ou d'une structure ouverte, homogène et isotrope, excitée par un champ magnétique ou électrique, il faut poser en premier les équations de Maxwell liées à ce problème [12] :

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega\mu\vec{H} - \vec{M} \quad (3.10)$$

$$\nabla \times \vec{H} = i\omega\varepsilon\vec{E} + \vec{J} \quad (3.11)$$

$$\nabla \cdot \vec{E} = \frac{\rho}{\varepsilon} \quad (3.12)$$

$$\nabla \cdot \vec{H} = \frac{m}{\mu} = 0 \quad (3.13)$$

- **Formulation théorique du problème de la fonction de Green**

Considérons une onde électromagnétique qui se propage dans une région loin des sources ($\rho = 0, J = 0$), la dépendance temporelle est en $e^{i\omega t}$, les équations (1) et (2) devient :

$$\bar{\nabla} \wedge \bar{E} = -i\omega\mu\bar{H} \quad (3.14)$$

$$\bar{\nabla} \wedge \bar{H} = i\omega\mu\bar{E} \quad (3.15)$$

Pour simplifier les calculs, nous allons passer au domaine des transformées vectorielles, et après quelques opérations mathématiques sur les équations (5) et (6) on obtient l'équation de propagation du champ électrique sous la forme :

$$\frac{\partial^2 \tilde{\bar{E}}}{\partial z^2} + k_z^2 \tilde{\bar{E}} = \bar{0} \quad (3.16)$$

Avec :

$$k_z^2 = k^2 - (k_x^2 + k_y^2)$$

$$k^2 = \omega^2 \varepsilon \mu$$

En considérant une variation temporelle et en partant des équations de Maxwell données par (5) et (6), nous pouvons montrer que les champs transverses dans la $j^{\text{ème}}$ couche diélectrique

$z_{j-1} < z < z_{j+1}$ peuvent s'écrire en termes des composantes longitudinales et [13] comme suit :

$$\tilde{\bar{E}}(k_s, z) = \begin{bmatrix} \tilde{E}_x(k_s, z) \\ \tilde{E}_y(k_s, z) \end{bmatrix} = \bar{F}(k_s) \begin{bmatrix} \frac{\partial^2 \tilde{E}_z(k_s, z)}{\partial z^2} \cdot \frac{1}{k_s} \\ \frac{\omega\mu_0}{k_s} \cdot \tilde{H}_z(k_s, z) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\tilde{\bar{E}}(k_s, z) = \bar{F}(k_s) \cdot e(k_s, z) \quad (3.18)$$

$$\tilde{H}(\mathbf{k}_s, z) = \begin{bmatrix} \tilde{H}_x(\mathbf{k}_s, z) \\ \tilde{H}_y(\mathbf{k}_s, z) \end{bmatrix} = \bar{F}(\mathbf{k}_s) \begin{bmatrix} \tilde{H}_z(\mathbf{k}_s, z) \cdot \frac{\omega \mu_0}{k_s} \\ \frac{\partial^2 \tilde{H}_z(\mathbf{k}_s, z)}{\partial z^2} \cdot \frac{1}{k_s} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$\tilde{H}(\mathbf{k}_s, z) = \bar{F}(\mathbf{k}_s) \cdot h(\mathbf{k}_s, z) \quad (3.20)$$

$$\bar{F}(\mathbf{k}_s) = \frac{1}{k_s} \cdot \begin{bmatrix} k_x & k_y \\ k_y & -k_x \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

Ou $k_s = k_x^2 + k_y^2$

Considérons la résolution de l'équation de propagation d'ondes, nous exprimons les composantes longitudinales \tilde{E}_z et \tilde{H}_z des champs électriques et magnétiques dans un milieu selon les équations (13)-(15)

$$\tilde{E}_z = A e^{-ik_z z} + B e^{ik_z z} \quad (3.22)$$

$$\tilde{H}_z = \bar{g}(\mathbf{k}_s) \cdot [A e^{-ik_z z} + B e^{ik_z z}] \quad (3.23)$$

Avec

$$\bar{g}(\mathbf{k}_s) = \text{diag} \left[\frac{\omega \varepsilon}{k_s}, \frac{k_s}{\omega \mu} \right] \quad (3.24)$$

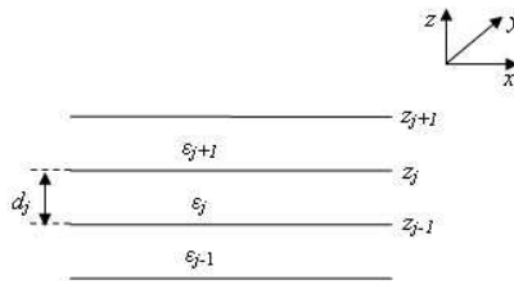


FIGURE 3.3 : Représentation de la couche j.

Considérant maintenant que la région où l'onde se propage est limitée entre les deux plans $Z_j - 1$ et Z_j .

$$\begin{bmatrix} e(k_s, z_j^-) \\ h(k_s, z_j^-) \end{bmatrix} = \bar{T}_j \cdot \begin{bmatrix} e(k_s, z_{j-1}^+) \\ h(k_s, z_{j-1}^+) \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\bar{T}_j = \begin{bmatrix} \bar{T}_j^{11} & \bar{T}_j^{12} \\ \bar{T}_j^{21} & \bar{T}_j^{22} \end{bmatrix}$$

$$\bar{T}_j = \begin{bmatrix} \cos(k_{z_j} \cdot d_j) & -i\bar{g}^{-1} \cdot \sin(k_{z_j} \cdot d_j) \\ -i\bar{g} \cdot \sin(k_{z_j} \cdot d_j) & \cos(k_{z_j} \cdot d_j) \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

- **Détermination du tenseur de Green pour la structure étudiée**

L'analyse dans le domaine spectral est largement utilisée pour les structures micro-rubans. Dans cette approche la fonction tensorielle spectrale de Green qui relie le champ électrique tangentiel avec les courants dans les différents plans conducteurs doit être déterminée. Plusieurs techniques ont été proposées pour calculer ce tenseur ; la structure de la figure 3 représente une antenne micro-ruban rectangulaire avec un substrat diélectrique d'épaisseur d_1 et une permittivité relative ϵ_1 et une perméabilité μ_0 .

Les équations de continuité de la structure présentée dans la figure 3.3 conjointement avec l'équation (16) nous permettent d'écrire :

$$\bar{e}_1(k_s, z_1^+) = \bar{0} \quad (3.27)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{e}_2(k_s, z_1^+) \\ \bar{h}_2(k_s, z_1^+) \end{bmatrix} = \bar{T}_1 \cdot \begin{bmatrix} \bar{e}_1(k_s, z_0^+) \\ \bar{h}_1(k_s, z_0^+) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{J}(z_1) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\bar{h}_2(k_s, z_1^+) = \bar{g}_0(k_s) \cdot \bar{e}_2(k_s, z_1^+) \quad (3.29)$$

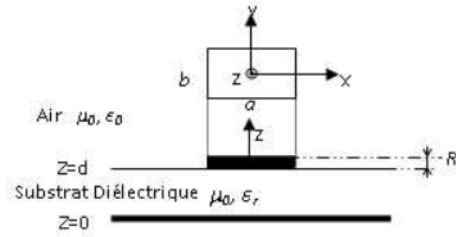


FIGURE 3.4 : Structure de l'Elément Rayonnant Micro-rubans.

Maintenant, la fonction tensorielle spectrale de Green dans la représentation TM et TE peut être déterminée. Cette fonction inclut toutes les conditions de bords entre les différents milieux :

$$\begin{bmatrix} \tilde{E}_x \\ \tilde{E}_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{xx} & G_{xy} \\ G_{yx} & G_{yy} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{J}_x \\ \tilde{J}_y \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

D'où

$$G_{xx} = \frac{-i}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x^2 k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_m} + \frac{k_y^2 k_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_e} \right]$$

$$G_{yy} = \frac{-i}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_y^2 k_{z0} K_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_m} + \frac{k_x^2 k_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_e} \right]$$

$$G_{xy} = G_{yx} = \frac{-i}{\omega \epsilon_0} \left[\frac{k_x k_y k_{z0} k_{z1} \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_m} + \frac{k_x k_y k_0^2 \sin(k_{z1} d_1)}{k_s^2 T_e} \right]$$

Avec

$$k_{z0}^2 = k_0^2 - k_s^2$$

$$k_0^2 = \omega \epsilon_0 \mu_0$$

$$k_{z1}^2 = k_1^2 - k_s^2$$

$$k_1^2 = \omega^2 \epsilon_1 \mu_0 = \epsilon_{r1} \omega^2 \epsilon_0 \mu_0 = \epsilon_{r1} k_{z1}^2 \Rightarrow k_{z1}^2 = \epsilon_{r1} k_0^2 - k_s^2$$

- **Résolution de l'équation intégrale par le procédé de Galarkin**

Maintenant que nous avons obtenu la fonction de Green, il est relativement simple de formuler la solution par la méthode des moments (MOM), afin de déterminer les caractéristiques de l'antenne à partir de la solution obtenue. Cette méthode consiste à transformer l'équation intégrale en une équation algébrique matricielle qui peut être facilement résolue par les méthodes numériques. La méthode des moments est la technique numérique la plus utilisée dans le domaine électromagnétique [14]. Le courant surfacique $J(x, y)$ sur la plaque parfaitement conductrice est développé en une série finie de fonctions de base connues J_x, J_y , qui sont les coefficients du développement modal [13–15] :

$$J = \sum_{n=1}^n a_n \begin{bmatrix} J_{x_n} \\ 0 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^M a_m \begin{bmatrix} 0 \\ J_{y_m} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Ces équations peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} \left(\begin{matrix} \bar{Z}_{kn}^1 \\ \bar{Z}_{lm}^3 \end{matrix} \right)_{N \times N} & \left(\begin{matrix} \bar{Z}_{km}^2 \\ \bar{Z}_{ln}^4 \end{matrix} \right)_{N \times M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (a_n)_{N \times 1} \\ (b_m)_{M \times 1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

- **Calcul de la fréquence de résonance et la bande passante**

Dans le cas d'une équation matricielle homogène et pour éviter la solution triviale il faut que le système $[Z] \cdot [C] = 0$ soit à matrice singulière ce qui est équivalent à imposer la condition :

$$\det[Z(\omega)] = 0 \quad (3.33)$$

Physiquement, cela signifie qu'en l'absence de la source excitatrice, des courants électriques existent, dus à l'entretien mutuel entre le champ et le courant. Cette équation est appelée l'équation caractéristique des modes propres dont la solution est une fréquence complexe $f = f_r + i.f_i$. La partie réelle est la fréquence de résonance de cette antenne et la partie imaginaire positive indique les pertes d'énergie par rayonnement.

b) Modélisation de la ligne micro-ruban

Une ligne de transmission micro-ruban idéale constitue par un conducteur étroit et d'un plan de masse infini séparé par une couche de matériau diélectrique. Dans le cas le plus simple le conducteur se trouve sur le dessus du diélectrique, entouré sur les côtés et le sommet seulement par l'air. La géométrie la plus connue est celle réalisée sur des cartes industrielles préfabriquées des circuits imprimés en cuivre. L'inductance et la capacité (par unité de longueur) sont toutes deux modifiées si le conducteur à une forme ronde. La capacité est influencée le plus fortement par la région entre la ligne et les plans de masse. L'inductance dépend principalement d'un diamètre effectif qui se rapporte au périmètre du circuit.

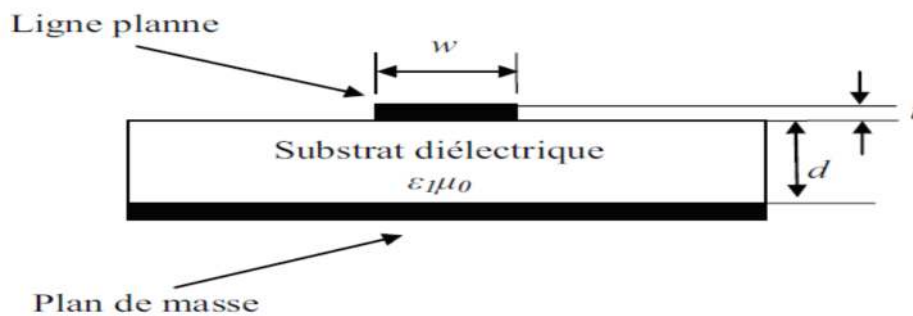


FIGURE 3.5 : Structure de la Ligne Micro-rubans.

Un article publié en 1967 donne une excellente introduction aux lignes de transmission micro-ruban [16]. L'auteur commence par l'équation pour un fil au-dessus d'un plan de masse dans l'air. En incorporant des travaux théoriques et des mesures expérimentales, il a présenté toutes les équations décrivant une ligne rectangulaire séparée d'un plan de cuivre par une couche diélectrique Figure (4). Les équations suivantes donnent l'impédance (Z_0), la capacité de ligne intrinsèque (C_0), l'inductance de ligne intrinsèque (L_0) et le retard de propagation intrinsèque (t_{pd}) pour les circuits à micro-ruban.

$$Z_0(\Omega) = \frac{87}{\sqrt{\epsilon_r + 1.41}} + \ln\left(\frac{5.98h}{0.8w + t}\right) \quad (3.34)$$

$$t_{pd}(ps / mm) = 1000 \left(\frac{1.017 \sqrt{0.457 \varepsilon_r + 0.67}}{304.8} \right) \quad (3.35)$$

$$t_{pd}(ps / mm) = 3.334 \sqrt{0.475 \varepsilon_r + 0.67} \quad (3.36)$$

$$C_0(pF / mm) = \frac{tpd}{Z_0} \quad (3.37)$$

$$L_0(nH / mm) = \frac{Z_0^2 \cdot C_0}{304.8} \quad (3.38)$$

Ou :

h : Épaisseur du diélectrique

w : Largeur de ligne

t : Épaisseur de ligne

Ce modèle doit vérifier les deux conditions suivantes :

$$0.1 < \frac{\omega}{h} < 3.0$$

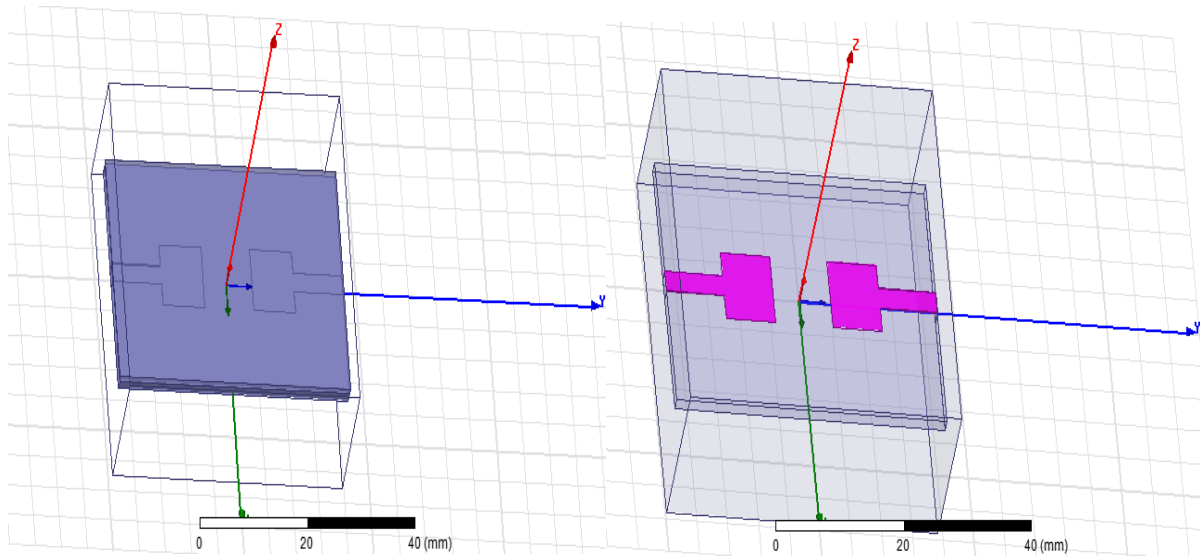
$$1 < \varepsilon_r < 15$$

4. Simulation par HFSS

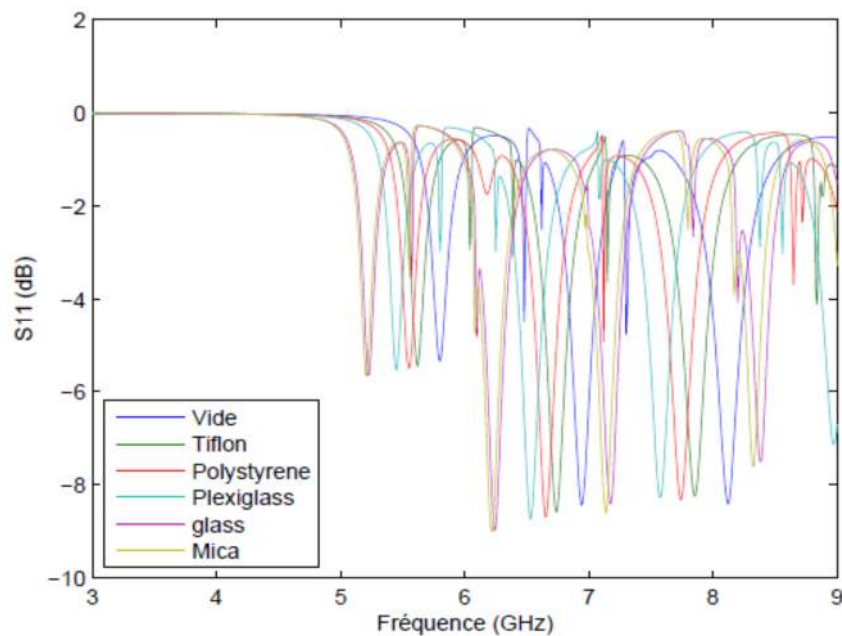
a) Simulation de structure propose

On propose de réaliser une conception d'un capteur imprimé présenté par la figure 3.5, l'objectif essentiel serait de garantir la fréquence de résonance entre 3.0 et 7.0 GHz avec la meilleure adaptation possible et un gain élevé. Le capteur est réalisé sur une plaque présensibilisée en double faces caractérisées par :

- un substrat d'électrique FR4 de permittivité relative $\varepsilon_r = 4.4$ avec un épaisseur h égale à 1.6mm
- Deux faces de cuivre d'épaisseur $t = 35\mu\text{m}$.

**FIGURE 3.6 : Présentation du capteur sous HFSS.**

Le paramètre $[S]$ est le coefficient qui préoccupe le plus les concepteurs des structures imprimées car il représente le coefficient de réflexion qui joue le rôle de perturbation sur la transmission des données. Il est considéré comme le paramètre le plus important pour les composants qui travaillent dans des gammes de fréquences très élevées car il permet de déterminer la fréquence de résonance et la bande passante.

**FIGURE 3.7 : Résultats de caractérisation pour différents matériaux sur HFSS.**

La figure 3.6 présente les résultats des coefficients de réflexion S11 obtenus par simulation du capteur proposé pour différents matériaux diélectriques, la fréquence de résonance obtenue pour chaque matériau est reportée sur la figure 3.7.

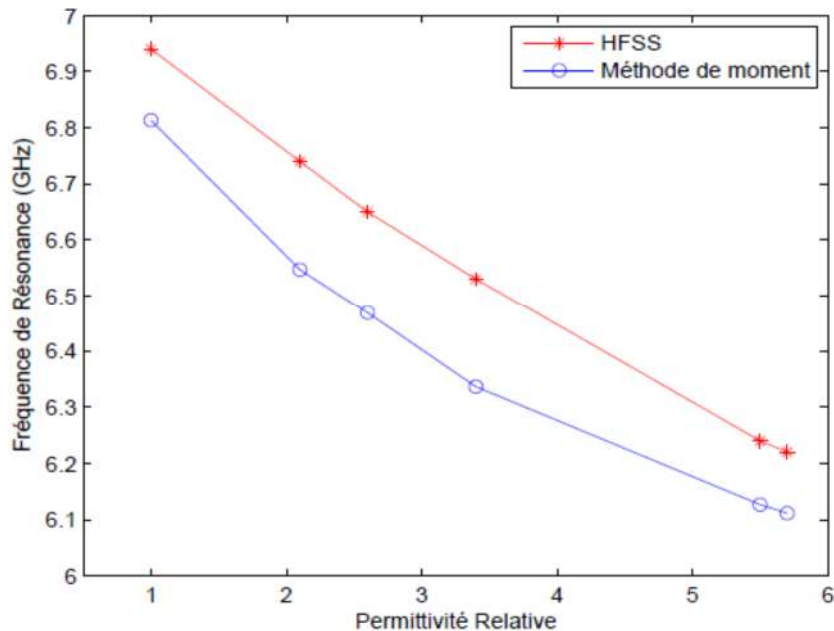


FIGURE 3.8 : Variation de la fréquence de résonance f_r en fonction de la Permittivité Relative ϵ_r .

La figure 3.8 présente la variation de la fréquence de résonance (f_r (GHz)) en fonction de la permittivité relative (ϵ_r) pour le modèle mathématique obtenu par la méthode de moment et les résultats obtenus par le logiciel de simulation HFSS. Cette figure montre que les deux techniques donnent les mêmes résultats et que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la permittivité du matériau cela nous permet d'utiliser cette technique et ce capteur comme moyenne de caractérisation des matériaux non conducteurs.

b) Variation de la permittivité et de la conductivité de l'eau en fonction de la fréquence

Notre objectif est maintenant de déterminer la qualité du lait en mesurant le pourcentage d'eau car ceci est très important pour que la permittivité diélectrique et la conductivité de l'eau évoluent avec l'évolution de la fréquence.

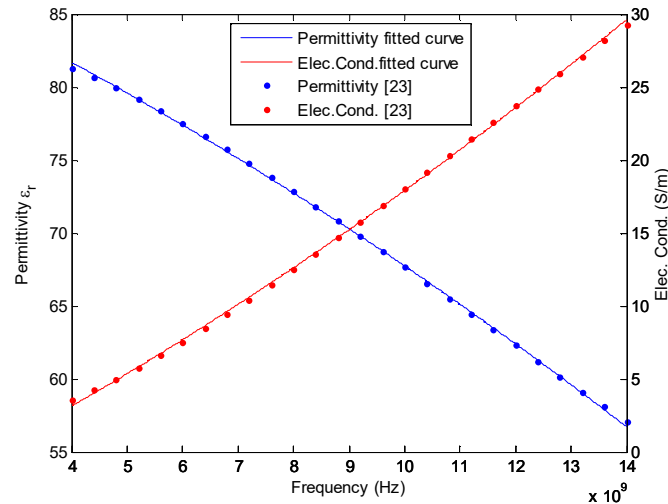


FIGURE 3.9 : Variation de la conductivité et de la permittivité de l'eau en fonction de la fréquence. [17]

La figure 3.9 montre l'évolution de la permittivité diélectrique de l'eau en fonction de la fréquence dans la bande de fréquences [4 GHz, 14 GHz], il est à noter que la permittivité de l'eau diminue lorsque la fréquence augmente. La plus grande valeur de la permittivité 81.3 est obtenue à une fréquence de 4 GHz [18].

Contrairement à la permittivité de l'eau, la conductivité de l'eau augmente avec l'augmentation de la fréquence, la plus grande valeur de la conductivité de 29,3 S / m correspond à une fréquence de 14 GHz.

La permittivité électrique relative d'un matériau diélectrique, ϵ , est une quantité complexe qui exprime l'aptitude à polariser le matériau dans un champ électrique. L'équation suivante représente la relation entre la permittivité et la conductivité [19] :

$$\epsilon = \epsilon' + j\epsilon'' \quad (3.39)$$

Avec $j = \sqrt{-1}$, ϵ' est la partie réelle de ϵ et ϵ'' est la partie imaginé de ϵ .

$$\epsilon'' = \epsilon_d'' = \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_0} \quad (3.40)$$

Où σ_i est la conductivité ionique spécifique du matériau et ω la fréquence en radians (rad s-1). La fréquence (Hz) du fichier E-déposé appliqué est $f = \omega / 2\pi$.

c) Effet de variation du coefficient de réflexion en fonction de la permittivité de l'eau

Dans cette simulation, réalisée à l'aide du logiciel HFSS, la variation de la concentration influe sur les valeurs de permittivité et de conductivité proportionnellement à la concentration de l'eau. Par conséquent, le facteur qualité sera également touché. Dans cette simulation, la permittivité de l'eau varie en fonction de la fréquence, en utilisant l'équation suivante calculée par Matlab :

$$\varepsilon_r(f) = (-4.298e^{-20})f^2 + (-1.724e^{-9})f + 89.28 \quad (3.41)$$

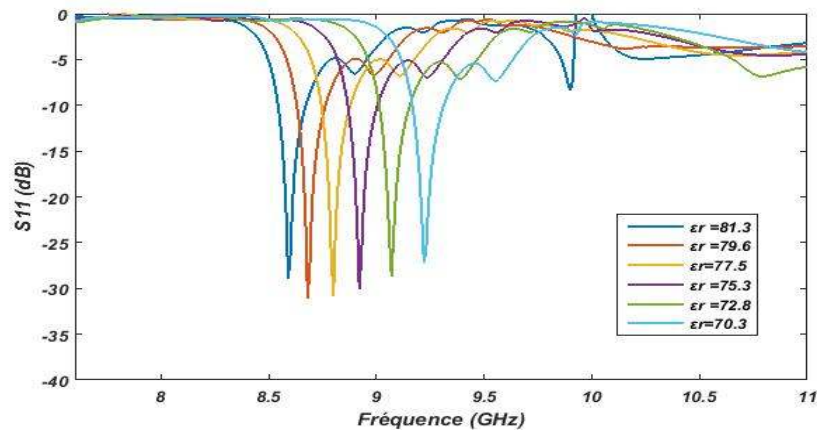


FIGURE 3.10 : Perte de retour simulée, S_{11} (dB), du capteur de miro rubane proposé pour différentes permittivités de l'eau.

La figure 3.10 montre la variation du paramètre de réflexion S_{11} pour différentes permittivités de l'eau. La conductivité isole la propagation des ondes électromagnétiques, de sorte que le facteur de qualité diminue. Une augmentation du pourcentage d'eau introduit une augmentation de la permittivité équivalente du milieu.

d) Sensibilité de capteur sur tout le système

Une étude par simulation pour tester la sensibilité de notre capteur est réalisée, on a choisi deux blocs, un qui représente le liquide (le mélange lait + l'eau) et l'autre qui représente le lait celle-ci à la fréquence de résonance. On fait varier les paramètres de notre capteur à et b pour chaque valeur de permittivité (ε) avec un décalage de ($\Delta\varepsilon$) égale à 2.

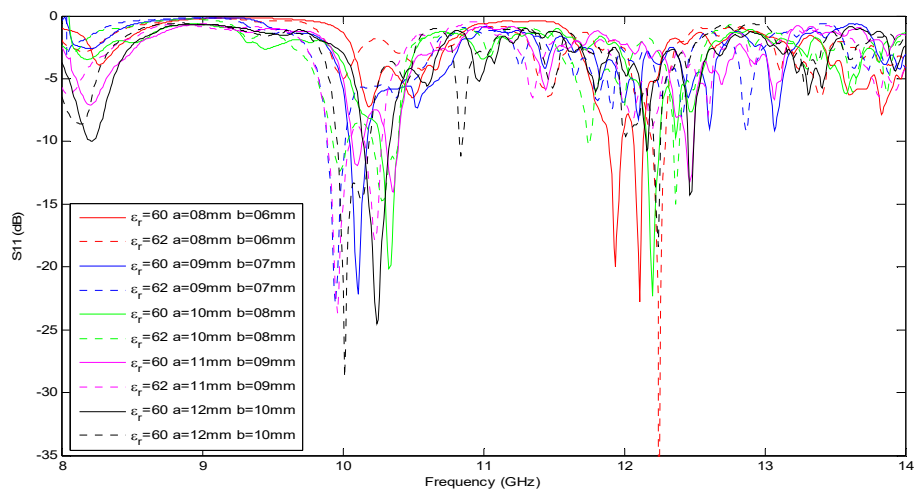


FIGURE 3.11 : Variation de S_{11} en fonction de différentes valeurs de paramètre de capteur pour deux milieux de permittivités.

Le tableau suivant représente les différentes valeurs de permittivité et les valeurs qui correspondent les valeurs des dimensions de capteurs a et b.

	Resonance frequency (GHz)	ΔF (GHz)
$\epsilon_r=60$ a=08mm b=06mm	12.1100	0.14
$\epsilon_r=62$ a=08mm b=06mm	12.2500	
$\epsilon_r=60$ a=09mm b=07mm	10.1100	0.16
$\epsilon_r=62$ a=09mm b=07mm	9.9500	
$\epsilon_r=60$ a=10mm b=08mm	10.3600	0.4
$\epsilon_r=62$ a=10mm b=08mm	9.9600	
$\epsilon_r=60$ a=11mm b=09mm	12.200	0.17
$\epsilon_r=62$ a=11mm b=09mm	12.3700	
$\epsilon_r=60$ a=12mm b=10mm	10.2400	0.23
$\epsilon_r=62$ a=12mm b=10mm	10.0100	

Tableau 3.2 : les valeurs des paramètres de capteur et les valeurs de fréquence de résonance, et calculer de ΔF .

Dans cette simulation on a choisi deux blocs qui représentent deux milieux différents de différentes permittivités ($\epsilon_r=60$, $\epsilon_r=62$) et varient les paramètres de capteur (a) et (b) pour différentes valeurs. La figure 3.11 représente la variation de S_{11} pour différentes valeurs de a et b pour deux milieux de permittivités différentes.

Nous avons varié les paramètres a et b ensuite nous avons déterminé le décalage de la fréquence associée ou pic de S_{11} , le décalage de la fréquence doit être le plus élevé possible pour une meilleure sensibilité

D'après les résultats obtenus on peut conclure que les paramètres de notre capteur changés en fonction de milieux étudiés. Pour a=10 mm et b=8 mm représentent la plus grande valeur de f (GHz) qui égale à 0.4 GHz, le capteur est plus sensible à cette valeur.

Le tableau ci-dessous présente la sensibilité du capteur en fonction des dimensions du correctif. Les dimensions changeantes ont moins d'impact sur la sensibilité, seule la fréquence qui donne des changements de sensibilité élevés, ce qui est dû au fait que la sensibilité maximale est obtenue dans la fréquence de résonance du patch, où il y a une puissance d'accouplement maximale avec le milieu, et les dimensions changeantes s'affectent seulement la fréquence qui donne la haute fréquence et non la sensibilité la plus élevée.

5. Résultats expérimentaux et discussion

Le capteur de micro ruban a été fabriqué comme le montre la figure 3.12. La procédure expérimentale consistait à placer le porte-échantillon sur le capteur de micro-déclenchement et à remplir le porte-échantillon de lait et d'eau ajoutée. Nous avons mesuré le paramètre S du capteur micro ruban en fonction de l'eau ajoutée à l'aide d'un analyseur de réseau PNA.

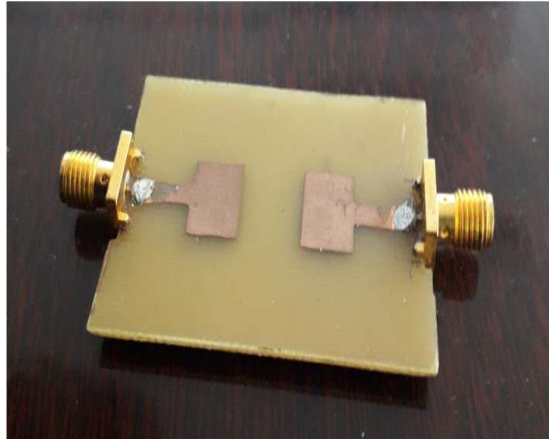


FIGURE 3.12 : Capteur étudié.

On sait que la fréquence de résonance et le schéma de rayonnement de l'antenne de micro-ruban couverte sont affectés par la constante diélectrique de la couche couverte, et que la fréquence de résonance diminue avec l'augmentation de la constante diélectrique [20, 21]. Cette propriété des antennes micro ruban couvertes a été utilisée pour fabriquer un capteur de surveillance de la qualité du lait.

Les paramètres S du résonateur ont été mesurés à l'aide d'un analyseur de réseau Agilent PNA N522 (4-14 GHz). Ensuite, un mélange eau / lait de 10 ml de volume a été préparé comme suit : les deux liquides (eau et lait) ont été mélangés progressivement, de sorte que le volume total reste 10 ml, avec addition progressive de 1 ml d'eau, à partir de 10 ml de lait, correspondant à 100% de lait et 0% d'eau ; puis 9 ml de lait (90% de lait) et 1 ml d'eau (10% d'eau), et ainsi de suite. Un porte-échantillon en plexiglas a été rempli avec le mélange qui devait être déposé sur le résonateur (voir la figure 3.13). Le plexiglas a été choisi pour le porte-échantillon en raison de sa transparence, de sa faible permittivité et de ses faibles pertes. Le dépôt du mélange sur le résonateur a entraîné une modification de la permittivité du milieu et, par conséquent, les paramètres S du résonateur ont été perturbés, en fonction du mélange eau / lait. Ce résultat a été exploité afin de déterminer la qualité du lait.

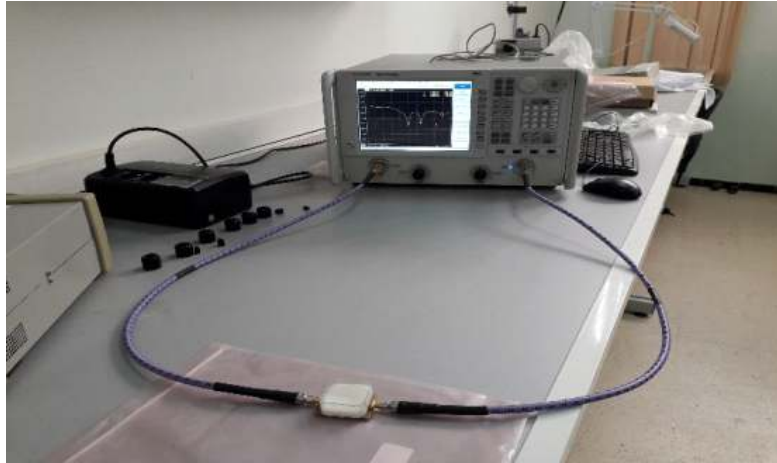


FIGURE 3.13 : Procédure expérimentale.

Dans la détection par micro-ondes (utilisant des capteurs à ondes électromagnétiques), le matériau fonctionne dans des conditions de tests. Dans ce cas, l'échantillon de lait, placé près d'un capteur à micro-ondes ou en contact direct avec celui-ci, interagissait avec les ondes électromagnétiques, ce qui pouvait être spécifiquement corrélé avec les propriétés du lait. Plus précisément, la détection était basée sur l'interaction des modes de propagation ou de résonance avec le liquide à tester.

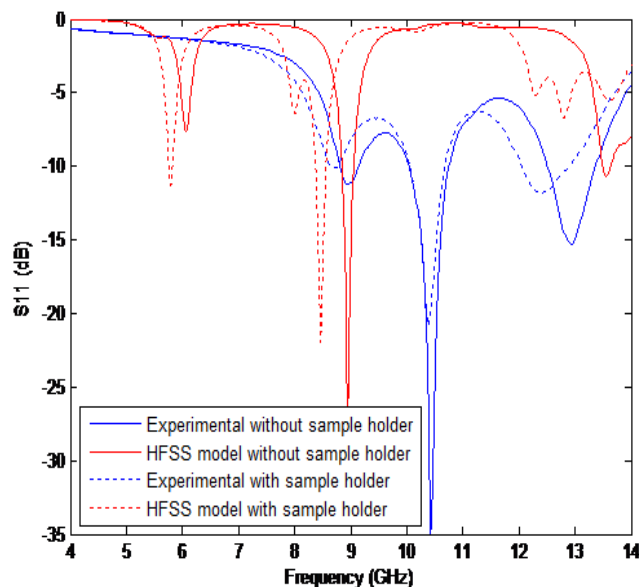
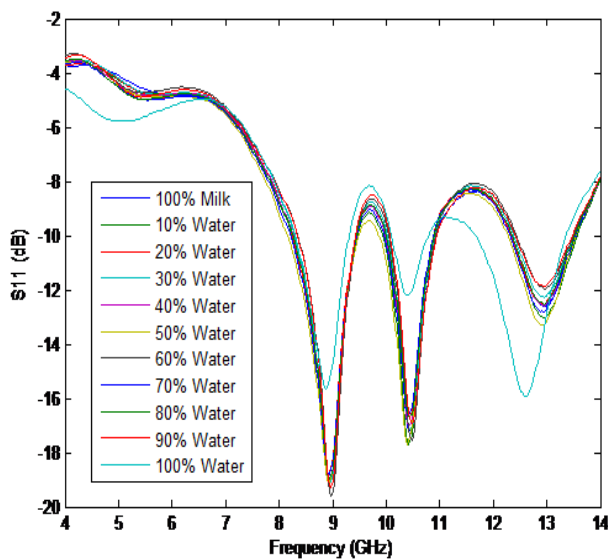


FIGURE 3.14 : Variation de S_{11} en fonction de la fréquence du capteur, avec et sans porte-échantillon.

La réponse de fréquence du capteur est montrée dans Figure 3.14. Il peut il y a quelques différences entre la simulation et l'expérience. Cette différence est principalement causée par l'imperfection dans le processus de fabrication. Bien qu'il y ait quelques différences dans l'amplitude du coefficient de réflexion, il y a un accord fort en fréquence de résonance qui vérifie la fiabilité de la simulation. (Nous soulignons que nous sommes préoccupés par la fréquence de résonance plutôt que l'ampleur du coefficient de réflexion).

La figure 3.14 montre la variation de S_{11} en fonction de la fréquence, avec et sans échantillon. L'ajout de plexiglas a entraîné un décalage de la fréquence de résonance dû à sa permittivité. L'épaisseur du plexiglas était de 0,1 mm et la modification introduite de la permittivité produite par le plexiglas était le mécanisme de décalage de fréquence du résonateur, qui se produisait lorsque la résistance du matériau variait en fonction des propriétés diélectriques différentes de l'air et du plexiglas.



S_{11}	Fréquence de résonance
Lait	8,95
10%	8,949
20%	8,925
30%	8,952
40%	8,955
50%	8,958
60%	8,975
70%	8,976
80%	8,977
90%	8,978
Eau	12,6

FIGURE 3.15 : Variation de coefficient de réflexion S_{11} (dB) du capteur à micro ruban proposé pour différents pourcentages d'eau ajoutée.

Les résultats montrent que l'addition d'eau affecte le coefficient de réflexion S_{11} et la fréquence de résonance du capteur. Notez que l'effet de l'épaisseur de porte-échantillon est constant pour toutes les expériences.

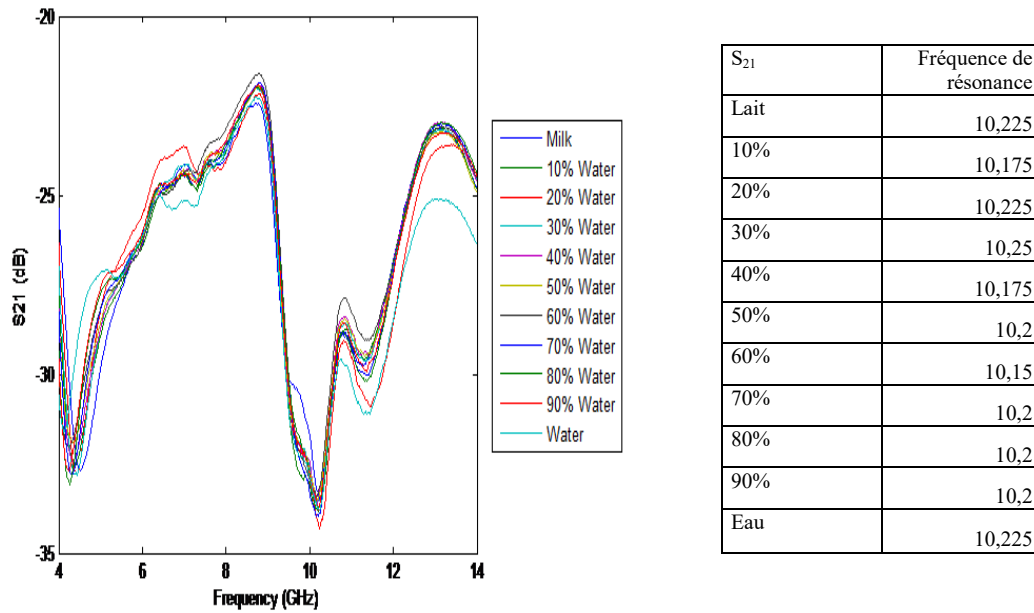


FIGURE 3.16 : Réponses du capteur S₂₁ microstrip mesurées pour différents pourcentages d'eau ajoutée.

En outre, l'effet de l'addition d'eau sur la fréquence du résonateur est clairement illustré à la figure 3.15, où la fréquence de résonance change évidemment lorsque plus d'eau est ajoutée au lait. La figure 3.16 montre le paramètre S₂₁ mesuré du capteur proposé pour différents pourcentages d'eau ajoutée.

La sphère radian est une sphère hypothétique, avec un rayon de $\lambda / 2\pi$ du centre d'une antenne. Physiquement, il marque la transition entre le "champ proche" à l'intérieur, qui représente l'énergie réactive, et le "champ éloigné" à l'extérieur, qui représente l'énergie rayonnée. La sphère radine est une mesure de la «sphère d'influence» de l'antenne.

La structure conçue dans cet ouvrage était composée de deux antennes séparées par une distance de 9,4 mm. La sphère en radians de chaque antenne ($\lambda / 2\pi$) était de 7 mm à 6,8 GHz. Par conséquent, le couplage entre les antennes a été réalisé au moyen du champ lointain, l'efficacité du couplage dépendant des caractéristiques électriques (permittivité, conductivité) du milieu les séparant. Les variations de la permittivité et de la conductivité du milieu dues aux variations des caractéristiques du lait se traduiront par une variation du

coefficient de couplage, et donc par une variation du coefficient de réflexion (S_{11}) de chaque antenne et de leur coefficient de transfert (S_{21}).

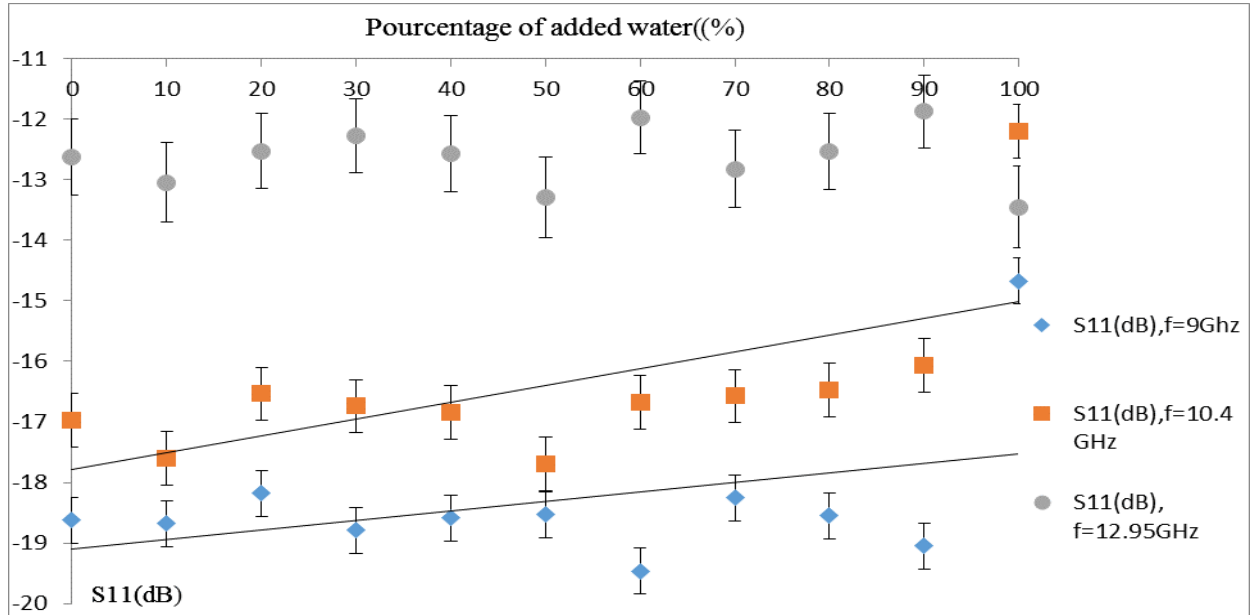


FIGURE 3.17 : Fréquence de résonance du capteur micro ruban en fonction du pourcentage d'eau ajoutée (%).

Il existe trois fréquences de résonance et pour chaque fréquence, l'amplitude de S_{11} se comporte de la même manière, en fonction du pourcentage d'eau dans le lait. La structure est mieux adaptée aux fréquences de 9 GHz et 10,4 GHz qu'à 12,95 GHz. En effet, la conductivité du support à 12,95 GHz est supérieure à celle du même support à d'autres fréquences. Par conséquent, les pertes dues à la conductivité créent un décalage dans l'amplitude S_{11} .

L'amplitude de S_{11} augmentait avec l'augmentation du pourcentage d'eau aux fréquences de 9 GHz et 10,95 GHz, avec des incertitudes dans les mesures d'environ $\pm 0,4$ dB et $\pm 0,5$ dB, respectivement. Il convient de noter qu'aucune corrélation n'a été trouvée à 12,95 GHz.

Les résultats obtenus montrent qu'il y a un changement de fréquence de résonance chaque fois que le pourcentage d'eau augmente. En effet, ce changement de fréquence de

résonance est dû au changement de la constante diélectrique du milieu (eau + lait) avec l'addition croissante d'eau.

Du fait que la fréquence de résonance de ce capteur change en fonction de la permittivité diélectrique des échantillons, cette technique peut être utilisée pour plusieurs applications. Par exemple, pour déterminer le pourcentage de glucose dans le sang dans un contexte biomédical.

Ce capteur a été étudié afin de le mettre en œuvre directement dans les usines de lait, afin de déterminer le pourcentage d'eau dans le lait aux différentes étapes de sa préparation, et peut-être utilisé pour fabriquer des dispositifs portables destinés aux agents des douanes ou commerciaux afin de leur la qualité des produits laitiers sur le marché.

Le capteur proposé dans cette étude présente de nombreux avantages par rapport aux autres études présentées dans la littérature. Par exemple, dans [22], une méthode à base électrique est utilisée pour détecter la teneur en eau, le capteur présente un comportement linéaire uniquement pour une concentration en eau supérieure à 10%, où la conductance, mesurée à 100 KHz, diminue en fonction de la concentration. Dans [23], un capteur à hyperfréquences fonctionnant à 40 GHz est utilisé pour détecter la concentration d'eau dans le lait, il est basé sur la variation de la transmission de l'énergie à travers le milieu en fonction de la concentration en eau, ce capteur présente des inconvénients liés à sa complexité électronique accrue pièces car il a besoin d'un mélangeur à convertisseur descendant, ce qui augmente le facteur de bruit et par conséquent, la résolution du capteur est décroissante. Un autre inconvénient de ce système est lié au fait que l'émetteur-récepteur RF et le destinataire constituent un système entièrement intégré et ne peuvent pas être séparés, ce qui constitue un handicap pour différents systèmes de mesures.

Conclusions

Dans ce chapitre on a commencé de présente la structure de capteur proposé, la modélisation de ce capteur par une méthode numérique (méthode de moment) et par simulation par le logiciel HFSS, applique ce capteur dans le domaine agroalimentaire (contrôle de qualité de lait) une étude expérimentale a été présente et valide noter résultats.

Nous avons étudié deux critères - le paramètre S et le décalage des fréquences de résonance - pour le tester. Cette étude nous a permis de déterminer la meilleure sensibilité sur la gamme de fréquences [4, 14] GHz.

Pour la mesure diélectrique précise du lait, un capteur à antenne micro ruban à plan double a été simulé et fabriqué. Le décalage de fréquence de résonance lié à la concentration d'eau dans le lait a été étudié expérimentalement. La technique proposée peut être utilisée pour le contrôle de la qualité du lait en prévoyant la concentration en eau dans un échantillon de lait inconnu. Cette technique peut être utilisée pour identifier la constante diélectrique de toute solution ou matériau inconnu.

Référence de chapitre III

- [1] Milk, F. A. O. (2012). Dairy products in human nutrition: Questions and answers. Food and Agriculture Organization.
- [2] Muehlhoff, E., Bennett, A. & MacMahon, D. (2013). Milk and dairy products in human nutrition. Rome: Food and Agriculture Organization of the United Nations.
- [3] Murthy, V. J., Kiranmai, N. S. & Kumar, S. (2017, August). Study of dielectric properties of adulterated milk concentration and freshness. IOP Conference Series: Materials Science and Engineering, 225(1), 012285.
- [4] Handford, C. E., Campbell, K. & Elliott, C. T. (2016). Impacts of milk fraud on food safety and nutrition with special emphasis on developing countries. Comprehensive Reviews in Food Science and Food Safety, 15(1), 130–142.
- [5] Parry-Hanson Kunadu, A., Holmes, M., Miller, E. L. & Grant, A. J. (2018). Microbiological quality and antimicrobial resistance characterization of *Salmonella* spp. in fresh milk value chains in Ghana. International Journal of Food Microbiology, 277, 41–49.
- [6] Amir, M., Bedra, S., Benkouda, S. & Fortaki, T. (2012). New Formula for the Calculation of the Resonant Frequency of Double Layer Circular Patch Based On Cavity Model and Genetic Algorithm (GA). Première Conférence Nationale sur les Télécommunications, CNT2012, 11–12 November, 2012, Guelma, Algeria.

-
- [7] Wolff, I. & Knoppik, N. (1974). Rectangular and circular microstrip disk capacitors and resonators. *IEEE Transactions*, MIT-22(10), 857–864.
- [8] Verma, A. K. & Rostamy, Z. (1991). Modified Wolff model for resonance frequency of covered rectangular microstrip patch antenna. *Electronics Letters*, 27(20), 1850–1852.
- [9] Wheeler, H. A. (1965). Transmission-Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 13(2), 172–185.
- [10] R. F. Harrington and IEEE Antennas and Propagation Society., *Field computation by moment methods*. New York: IEEE Press, 1993.
- [11] K. Sertel and J. L. Volakis, “Method of moments solution of volume integral equations using parametric geometry modeling,” *Radio Science*, vol. 37, no. 1, pp. 10–1–10–7, jan 2002.
- [12] R. Bancroft, *Understanding electromagnetic scattering using the moment method: a practical approach*. Artech House, 1996.
- [13] T. Fortaki, “Contribution à l’étude des problèmes de caractérisation des antennes microbandes multicouches sans et avec ouvertures dans les plans de masse,” Ph.D. dissertation, Université de Constantine, 2004.
- [14] T. Itoh, *Numerical techniques for microwave and millimeter-wave passive structures*. Wiley, 1989.
- [15] T. Itoh and W. Menzel, “A full-wave analysis method for open microstrip structures,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 29, no. 1, pp. 63–68, jan 1981.
- [16] H. R. Kaupp, “Characteristics of Microstrip Transmission Lines,” *IEEE Transactions on Electronic Computers*, vol. EC-16, no. 2, pp. 185–193, apr 1967.
- [17] <https://itis.swiss/virtual-population/tissue-properties/database>
- [18] Hilhorst, M. A. (2000). A pore water conductivity sensor. *Journal of the Soil Science Society of America*, 64(6), 1922–1925.
-

- [19] Matsuzaki, R. & Todoroki, A. (2006). Passive wireless strain monitoring of actual tires using capacitance–resistance change and multiple spectral features. *Sensors and Actuators A: Physical*, 126(2), 277–286.
- [20] Fortaki, T., Djouane, L., Chebara, F. & Benghalia, A. (2008). Radiation of a rectangular microstrip patch antenna covered with a dielectric layer. *International Journal of Electronics*, 95(9), 989–998.
- [21] Bahl, I., Bhartia, P. & Stuchly, S. (1982). Design of microstrip antennas covered with a dielectric layer. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 30(2), 314–318.
- [22] Agranovich, D., Renhart, I., Ishai, P. B., Katz, G., Bezman, D., & Feldman, Y. (2016). A microwave sensor for the characterization of bovine milk. *Food Control*, 63, 195-200.
- [23] Mabrook, M. F., & Petty, M. C. (2003). A novel technique for the detection of added water to full fat milk using single frequency admittance measurements. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 96(1-2), 215-218.

Chapitre IV : Les capteurs a base métamatériaux

Introduction

Les progrès récents ont permis l'émergence d'un nouveau type de matériaux : les métamatériaux. En quelques années seulement, le développement de cette nouvelle branche scientifique a donné lieu à de nombreuses découvertes et avancées technologiques basées sur les nouvelles propriétés démontrées par ces nouveaux matériaux. L'optique et l'électromagnétisme sont quelques-uns des domaines dans lesquels les métamatériaux ont trouvé des applications intéressantes, parmi lesquelles le génie des micro-ondes.

1. Métamatériaux

Les métamatériaux électromagnétiques sont des matériaux artificiels conçus pour avoir une structure géométrique qui possède des propriétés électromagnétiques uniques à une certaine plage de fréquences. Les nouvelles propriétés macroscopiques proviennent à la fois des propriétés des matériaux constitutifs et de leur géométrie conçue. Les propriétés effectives des métamatériaux dépendent des propriétés de leurs constituants. Les structures sont habituellement disposées périodiquement et la taille de la cellule unitaire est petite par rapport à la longueur d'onde. Les résonances avec les ondes électromagnétiques incidentes se produisent normalement aux fréquences de fonctionnement. [1,2]

2. Historique des métamatériaux

L'histoire des métamatériaux électromagnétiques commence par le développement de matériaux artificiels avec des réponses électromagnétiques souhaitées au 19ème siècle. Par exemple, les diélectriques artificiels ont été conçus à l'aide de réseaux métalliques de petites sphères, de disques ou de fils ronds. Les aimants artificiels ont été introduits à l'aide d'une boucle conductrice d'électricité chargée de condensateur (résonateur à anneau fendu). Des composites chiraux artificiels ont été utilisés comme absorbeurs de micro-onde.

En 2000, les métamatériaux à indice de réfraction négatif sont devenus la percée importante de la recherche sur les matériaux électromagnétiques artificiels. L'indice de réfraction négatif a été obtenu en combinant deux structures qui présentent individuellement une permittivité négative et une perméabilité négative. Ce phénomène est un effet de résonance et il provoque la dispersion et la dissipation des médias. Différents éléments de

base des métamatériaux (dipôles électriques, dipôles magnétiques ou particules chirales) peuvent être combinés pour obtenir la réponse désirée.

L'état florissant actuel des études sur les métamatériaux a prouvé l'applicabilité des métamatériaux dans diverses applications, y compris les absorbeurs, les capteurs, les récupérateurs d'énergie, les antennes, les lentilles et les filtres. Outre la gamme de fréquences de micro-onde, la recherche des métamatériaux dans différentes gammes de fréquences des spectres électromagnétiques a été effectuée. [2, 3]

3. Types de métamatériaux

En fonction des propriétés des métamatériaux, il existe plusieurs types de métamatériaux telles que les matériaux à double négatif (DNG), les matériaux à simple négatif (SNG), les conducteurs magnétiques artificiels (AMC) et les surfaces à fréquence sélective (FSS). Le tableau suivant représente les types de métamatériaux, leurs caractéristiques et leurs applications. [4]

Métamatériaux	Caractéristiques	Applications
Matériaux double négatif (DNG) (également connu sous le nom de métamatériaux gauchers (LHM), index négatif matériaux (NIM) ou supports à ondes arrière).	<ul style="list-style-type: none"> • Valeur négative de la permittivité et de la perméabilité simultanément • Indice de réfraction négatif • Propagation inverse 	Absorbeurs, Antennes, Guides d'ondes
Matériaux négatifs (SNG) uniques (ou plus spécifiquement appelés matériaux ϵ Négatif (ENG) Matériaux λ -négatifs (MNG).	<ul style="list-style-type: none"> • Valeur négative de la permittivité ou de la perméabilité 	Antennes
Conducteurs magnétiques artificiels (AMC) (aussi appelés surface à haute impédance (HIS))	<ul style="list-style-type: none"> • Se comporter comme un conducteur magnétique parfait, bien que composé de matériaux non magnétiques • Fournir des phases de réflexion à zéro degré à la fréquence résonnante 	Antennes, Guides d'ondes
Surfaces à sélection de fréquence (FSS)	Choix de fréquence sur mesure	Filtre, Antennes, Fours à micro-ondes

Tableau 4.1 : Classification des métamatériaux [4,5]

4. Principes de fonctionnement des capteurs de métamatériaux

Les principes de fonctionnement des capteurs de métamatériaux reposent sur le décalage de fréquence, la division de fréquence, la modulation d'amplitude et la modulation de couplage.

4.1 Principe de décalage de fréquence

Le premier principe de fonctionnement des capteurs de métamatériaux est basé sur le déplacement de la fréquence de résonance. C'est l'une des approches courantes et utiles pour caractériser les matériaux en comparant la fréquence de résonance de ce résonateur de métamatériau avec et sans les matériaux de l'échantillon.

Selon la figure 4.1 (a), un résonateur à anneau fendu est chargé dans une ligne de transmission à microdéclenchement et une capacité de couplage existe entre eux. La résonance se produit à une fréquence dépend des dimensions géométriques du résonateur et du substrat diélectrique utilisé. Cette fréquence de résonance, f_0 peut être considéré comme l'encoche lorsque le coefficient de transmission, S_{21} atteint une valeur minimale, comme le montre la figure 4.1 (b). Lorsqu'un échantillon est placé sur le résonateur, cela change la permittivité effective du résonateur et la fréquence de résonance passe à une nouvelle fréquence de résonance, f_{sample} . L'ampleur du déplacement de la fréquence de résonance, Δf_{sample} – passable dépend des propriétés diélectriques des échantillons.

Des capteurs basés sur le décalage de résonance peuvent être utilisés pour déterminer la constante diélectrique, la teneur en humidité et la température d'une substance particulière. Pour obtenir des mesures précises, les capteurs sont généralement étalonnés à l'aide d'échantillons étalons aux propriétés connues. Par exemple, pour les capteurs de permittivité, des échantillons diélectriques avec une constante diélectrique connue sont mesurés et leurs fréquences de résonance respectives sont ensuite utilisées pour faire une courbe d'étalonnage.

Le même processus d'étalonnage est effectué pour d'autres paramètres de détection tels que la teneur en humidité des feuilles de thé, la température des aliments transformés et la concentration de produits chimiques liquides. La plupart de ces capteurs peuvent être techniquement considérés comme des capteurs de permittivité puisque les propriétés diélectriques des échantillons dépendent des paramètres de détection. Une fois la courbe

d'étalonnage obtenue, les capteurs peuvent mesurer avec précision certains paramètres d'une substance donnée.

Sans courbe d'étalonnage, la constante diélectrique de l'échantillon, ϵ_{sample} peut être calculé en fonction de la capacité, C_c et inductance, L_c du résonateur. Si l'on prend l'exemple du résonateur à anneau fendu (CSRR), la capacité et l'inductance du CSRR sans échantillon sont respectivement C_c et L_c . La capacité du CSRR chargé d'échantillon, C_c' peut être exprimé par l'équation (4.1) [6].

$$C_c' = C_c \left(\frac{\epsilon_{\text{substrate}} + \epsilon_{\text{echantillon}}}{\epsilon_{\text{substrate}} + 1} \right) \quad (4.1)$$

où $\epsilon_{\text{substrate}}$ est la constante diélectrique du substrat et ϵ_{sample} est la constante diélectrique de l'échantillon. La fréquence de résonance du CSRR sans échantillon, f_{air} et la fréquence de résonance du CSRR avec échantillon, f_{sample} sont exprimés en équation (4.2) et (4.3), respectivement.

$$F_{\text{air}} = \frac{1}{\sqrt{L_c(C + C_c)}} \quad (4.2)$$

La figure suivante représente le principe de la détection des métamatériaux dans le cas de changement de fréquence et dépendant à la fréquence de coefficient de réflexion avec et sans échantillon.

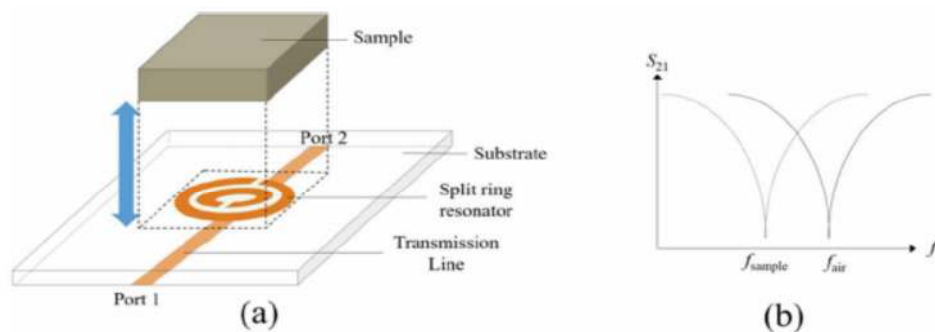


FIGURE 4.1 : Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Changement de fréquence, (b) Dépendance à la fréquence du coefficient de transmission avec et sans échantillon.

$$F_{\text{échantillon}} = \frac{1}{\sqrt{L_c(C+C')}} \quad (4.3)$$

où L_c est l'inductance du CSRR, C est la capacité entre la ligne de transmission conductrice et la région interne du CSRR. En combinant l'équation (4.1-4.3), la constante diélectrique de l'échantillon, ϵ_{sample} peut être calculé à l'aide de l'équation (4.4) comme suit :

$$\epsilon_{\text{échantillon}} = 1 + \frac{1 + \epsilon_{\text{substrats}}}{L_c C_c} \left(\frac{1}{F_{\text{échantillon}}^2} + \frac{1}{F_{\text{air}}^2} \right) \quad (4.4)$$

où $\epsilon_{\text{substrate}}$ est la constante diélectrique du substrat, f_{sample} et f_{passable} sont la fréquence de résonance de la structure du métamatériau avec et sans échantillon, respectivement.

Les avantages des capteurs basés sur le changement de fréquence sont simples, faciles à fabriquer et peu coûteux. Des mesures précises peuvent être réalisées à condition que le processus d'étalonnage ait été effectué à l'aide d'échantillons étalons ayant des propriétés connues. Les paramètres de détection tels que la constante diélectrique, la teneur en humidité, la température et la position relative d'une substance peuvent être mesurés à l'aide de ce principe de fonctionnement. Les capteurs de métamatériaux sont sensibles aux changements environnementaux.

Par conséquent, d'autres variables causées par les facteurs externes doivent être fixées et contrôlées. Par exemple, comme les propriétés diélectriques d'un matériau diélectrique sont influencées par la température, des courbes d'étalonnage à différentes températures sont nécessaires pour un capteur de permittivité. Cela permet de se référer à la courbe d'étalonnage précise en fonction de la température au moment où les mesures sont effectuées. [7]

4.2 Principe de division de fréquence

Le deuxième principe de fonctionnement des capteurs métamatériaux est basé sur la division de fréquence. Deux résonateurs identiques sont chargés, symétriquement, sur une ligne de transmission. Un exemple de résonateur ELC est illustré sur la figure 4.2 (a), montrant une structure symétrique. Cette structure de résonateur présente une résonance à une seule fréquence, autrement dit, il n'y a qu'une seule encoche (transmission nulle, $S_{21} = 0$) comme indiqué dans la Figure 4.2 (b). Lorsqu'une des structures de résonateur est chargée

avec un échantillon en dessus, la fréquence de résonance se divise en deux et deux encoches apparaissent.

Dans ce cas, le résonateur non chargé présente une résonance à la fréquence F_{air} tandis que la structure chargée résonne à la fréquence $F_{\text{échantillon}}$. La différence entre ces deux encoches, $f_{\text{échantillon}} - F_{\text{air}}$ peut être utilisée pour comparer l'amplitude des paramètres de détection.

Dans d'autres cas, les structures de résonateurs peuvent toutes être chargées par les échantillons. L'un des échantillons sera l'échantillon de référence, et si une seule encoche apparaît, l'échantillon est identique à l'échantillon de référence. La fréquence de résonance de la structure résonante se divise si elle est chargée par des échantillons différents en raison de l'asymétrie. Cela permet au capteurs d'être utilisé comme comparateur utile pour la détection des défauts d'échantillons.

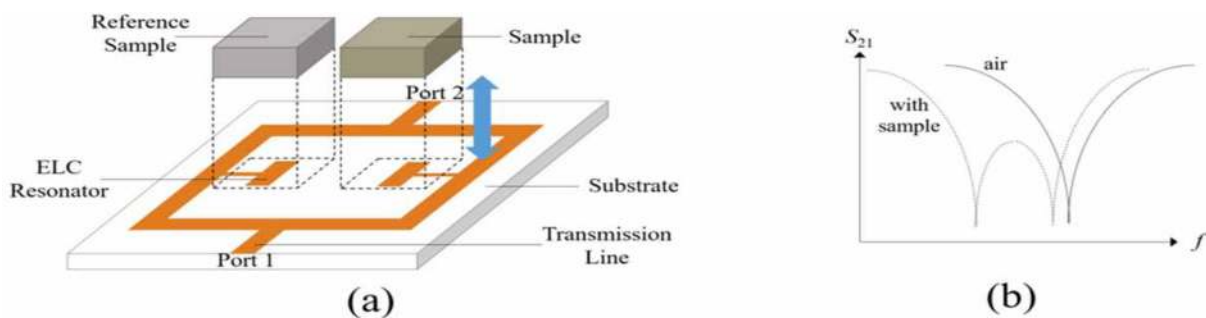


FIGURE 4.2 : Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Division de fréquence, (b) Dépendance de fréquence du coefficient de transmission avec et sans échantillon.

Les capteurs de métamatériaux basés sur la division de fréquence trouvent des applications dans la caractérisation des matériaux. Telle qu'indiquée dans une ligne de microdélancement répartiteur/combinateur chargée d'une paire de résonateurs à anneau fendu (CSRR) complémentaires est utilisée pour étudier la permittivité des échantillons diélectriques. Le phénomène de division de fréquence indique également la perturbation de la symétrie du chargement de l'échantillon lorsqu'un échantillon est comparé à l'échantillon de référence. Les défauts ou anomalies de l'échantillon peuvent être détectés. Plus grande est la variation de la différence entre les deux encoches, $\Delta (f_{\text{sample}} - f_{\text{air}})$ pour les échantillons diélectriques, meilleure est la sensibilité du capteur de permittivité.[8]

4.3 Principe de modulation de couplage

Le troisième principe de fonctionnement des capteurs de métamatériaux repose sur la modulation de couplage. La modulation de couplage est le contrôle du niveau de couplage entre une ligne de transmission et un résonateur. Le niveau de couplage peut être modifié par un désalignement géométrique du résonateur ou une perturbation de la symétrie. Selon la figure 3 (a), un résonateur à anneau fendu est situé à une distance de la ligne de transmission. Lorsque le résonateur à anneau fendu est déplacé horizontalement (augmentant x), le niveau de couplage entre le résonateur et la ligne diminue, comme le montre la figure 4. 3 (b). La profondeur de l'encoche (normalement exprimée en dB) dépend de la magnitude du couplage. En mesurant la profondeur de l'encoche, les capteurs peuvent être utilisés pour mesurer l'alignement, la position et le déplacement.

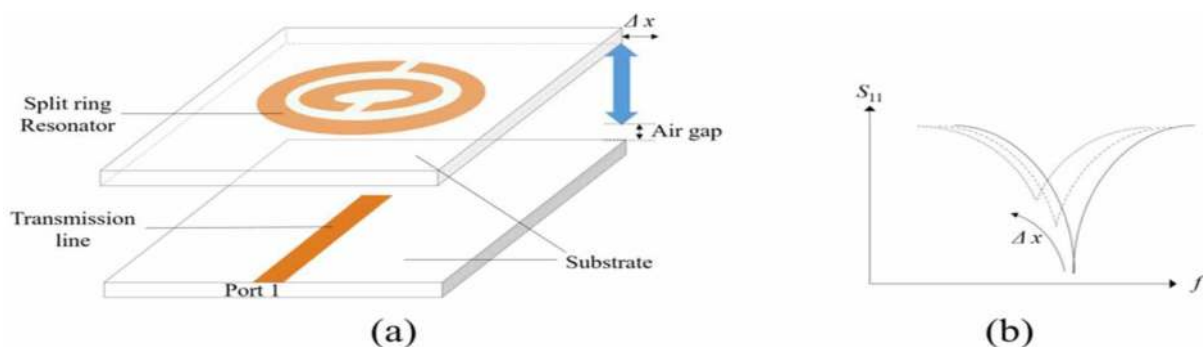


FIGURE 4.3 : Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) modulation d'amplitude, (b) dépendance de fréquence du coefficient de réflexion avec valeur croissante du déplacement horizontal, x .

La conception appropriée de placer deux paires de résonateurs et la ligne le long des axes x et y permet la détection de déplacement le long des deux directions. Les capteurs de modulation de couplage des métamatériaux sont robustes par rapport aux variations environnementales, car ces facteurs externes ne modifient pas le désalignement géométrique. Ces capteurs sont sensibles à interférences électromagnétiques (EMI) et cela peut être résolu en blindant les capteurs pour éviter les EMI. Puisque la taille géométrique

d'un métamatériau peut être mise à l'échelle, la résonance peut être adaptée à une nouvelle fréquence pour réduire l'effet de l'IEM. [9]

4.4 Principe de modulation d'amplitude

Le quatrième principe de fonctionnement des capteurs de métamatériaux est la modulation d'amplitude. L'amplitude du coefficient de transmission, S_{21} dépend du niveau de couplage entre la ligne de transmission et le résonateur. Si le niveau d'accouplement est élevé, les signaux sont renvoyés au port 1 (port d'entrée) et S_{21} sera minimisé. Les capteurs de modulation d'amplitude sont utiles pour mesurer la position angulaire et la vitesse angulaire. La figure 4.4 (a) illustre un capteur de métamatériau, qui se compose d'une ligne de transmission et d'un résonateur des deux côtés d'un substrat diélectrique, et de deux résonateurs sur l'objet rotatif. [10]

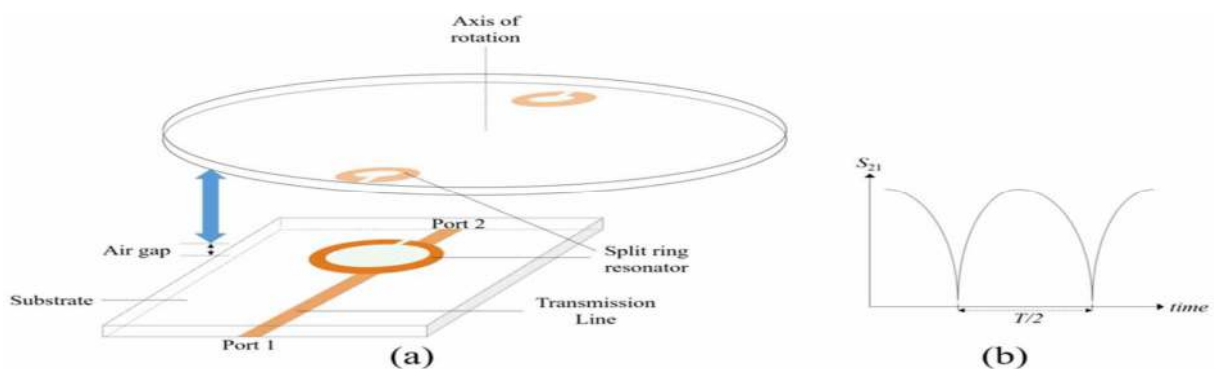


FIGURE 4.4 : Principe de fonctionnement de la détection des métamatériaux : (a) Modulation de couplage, (b) Dépendance au temps du coefficient de transmission.

Les quatre principes opérationnels sont résumés dans le tableau 4.2 à des fins de comparaison des variables de détection, des avantages et des inconvénients.

Principes de fonctionnement	Variables de détection	AVANTAGES	INCONVENIENTS
décalage de fréquence	<ul style="list-style-type: none"> • Permittivité • Pression • Teneur en humidité • Température 	<ul style="list-style-type: none"> • Conception simple • Faible coût 	<ul style="list-style-type: none"> • Étalonnage généralement requis pour mesures précises • Sensible aux variations environnementales
Diviseur de fréquence	<ul style="list-style-type: none"> • Permittivité 	<ul style="list-style-type: none"> • Peut être utilisé comme comparateur qui est utile dans la détection de défauts des échantillons 	<ul style="list-style-type: none"> • Couplage entre les deux résonateurs réduire la sensibilité du capteur
Modulation de couplage	<ul style="list-style-type: none"> • Alignement • Déplacement 	<ul style="list-style-type: none"> • Solide contre l'environnement variations 	<ul style="list-style-type: none"> • Sensible aux effets électromagnétiques interférence (IEM)
Modulation d'amplitude	<ul style="list-style-type: none"> • Position angulaire • Vitesse angulaire 	<ul style="list-style-type: none"> • Angle quasi instantané les vitesses peuvent être obtenues • Grande fiabilité 	<ul style="list-style-type: none"> • De nombreux résonateurs sont nécessaires pour bonne précision des mesures et cela pourrait entraîner des effets de couplage croisé

Tableau 4.2 : Les avantages et les inconvénients de chaque principe.

5. Capteurs métamateriaux

Les capteurs de micro-onde mesurent les propriétés d'un échantillon basé sur l'interaction de micro-onde avec la matière. Ils comprennent habituellement un générateur de signaux, un récepteur et un dispositif de sortie. Le générateur de signaux produit un signal micro-ondes à une certaine plage de fréquences à transmettre par l'échantillon. Un changement physique dans les caractéristiques de l'échantillon provoque un changement en réponse à une certaine excitation électromagnétique. Le récepteur tel que l'antenne reçoit les signaux micro-ondes transmis.

Pour les capteurs hyperfréquences de métamatériaux, un résonateur inspiré de métamatériaux est ajouté à proximité des échantillons. La taille physique, la forme, la résonance et certaines propriétés uniques du résonateur les rendent utiles dans la détection. Une des raisons est que les résonateurs de métamatériaux sont capables de localiser et d'améliorer les champs électromagnétiques qui fournissent une sensibilité élevée [11].

Les champs électromagnétiques produits par le résonateur permettent la détection de petites quantités de changements. Par exemple, les changements peuvent être causés par des échantillons liquides de concentrations différentes, des échantillons solides diélectriques de permittivité différente ou des substances de teneur en humidité différente. La fréquence de résonance des métamatériaux est fortement dépendante de leurs propres dimensions géométriques.

Cela permet diverses modifications dans leur conception structurelle pour détecter les stimuli externes dans lesquels les stimuli externes tels que la pression, la température ou les vibrations physiques paramètres structurels et donc modifie la fréquence de résonance.

Les capteurs de métamatériaux ont diverses applications potentielles, y compris la caractérisation du matériau, le diagnostic médical ou la bio-détection, la détection des changements dans le stimulus externe tel que l'humidité de l'air, la température et la pression. Pour les applications industrielles, les matériaux peuvent être caractérisés en utilisant des capteurs de métamatériaux selon leurs caractéristiques telles que la permittivité, la densité, la concentration, la teneur en humidité ou la souche.

Par conséquent, les capteurs de métamatériaux sont utiles dans de nombreux processus de fabrication tels que l'évaluation et le contrôle de la qualité de fabrication, la classification et l'étiquetage des produits chimiques, la détection des produits chimiques liquides et leur concentration, est détection des défauts (présence de fissures) dans les produits. Pour les applications médicales et biologiques, les capteurs de métamatériaux sont potentiellement utilisés pour l'analyse sanguine, la mesure de la concentration d'une substance dans un tissu corporel, la détection de la liaison des biomolécules et le diagnostic des maladies.

Pour la détection des stimuli externes, des capteurs de métamatériaux peuvent être utilisés pour détecter les mouvements, les vibrations, l'humidité, la température et la pression. Les critères des bons capteurs de métamatériaux sont qu'ils sont capables de :

1. produire un signal mesurable pour suivre avec précision les fréquences de résonance
2. concerne la linéarité de la détection
3. résoudre les petits changements (bonne sensibilité des capteurs)
4. avoir une faible fréquence de fonctionnement pour réduire l'absorption par le substrat et le fond.

5.1 Les résonateurs à anneau fendu (Split Ring Resonator SRR)

Le SRR est formé de deux anneaux métalliques ouverts concentriques, comme le montre la figure 4.5 (a). Le résonateur peut être excité par un axial (direction z dans la figure 4.5) magnétique externe variant dans le temps champ, qui induit des courants dans les anneaux. Les splits présents dans les anneaux forçant le courant à s'écouler d'un côté de déplacement entre eux. La boucle de courant est donc fermée par l'entre la bague intérieure et la bague extérieure (capacitance de bord). Le résonateur peut être modélisé comme le montre la figure 4.5 (a) [12]. L_s est l'auto-inductance du résonateur, que $C_0/2$ est la capacité liée à chacune des deux moitiés du SRR. C_0 peut être obtenue comme $C_0=2\pi r C_{pul}$, où C_{pul} représente la capacité par unité de longueur entre les anneaux formant le résonateur. Quant à L_s , il peut être approché de l'inductance.

Il y a deux caractéristiques du SRR qui le rendent particulièrement intéressant. L'une d'elles est sa petite taille électrique. À la fréquence de résonance :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (4.5)$$

Le périmètre du résonateur est plus petit que la moitié de la longueur d'onde de l'onde excitante. La taille électrique du résonateur peut être réduite en diminuant l'écart entre les anneaux et la largeur de l'anneau (afin d'augmenter C_s et L_s , respectivement). Ainsi, la fréquence de résonance minimale réalisable sera déterminée par les limites imposées par la technique considérée. Leurs caractéristiques de sous-longueur d'onde font que les SRR conviennent parfaitement pour être appliqués comme unités élémentaires dans la synthèse de milieux efficaces. La deuxième et plus importante propriété de ce résonateur est le fait qu'un

média efficace formé par les SRR présente autour de leur résonance fréquence négative perméabilité magnétique efficace, μ_{eff} . La perméabilité effective d'un tel milieu peut être estimée (en négligeant les pertes) comme suit :

$$\mu_{\text{eff}} = 1 - \frac{F\omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (4.6)$$

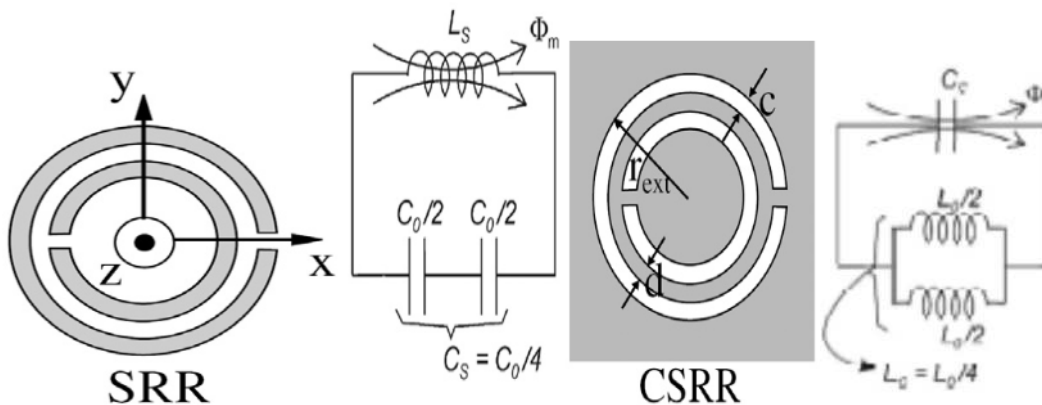


FIGURE 4.5 : (a) Représentation d'un résonateur à anneau fendu (SRR) et de son circuit équivalent modèle. Le résonateur est formé par deux anneaux métalliques (b) Représentation d'un résonateur à éclats complémentaires (CSRR) et son modèle de circuit équivalent. Dans ce cas, le résonateur est gravé sur une surface métallique. Les pièces métalliques sont représentées en gris. Figures extraites de [12].

5.2 Type des SRR

Sur la base du SRR, de nombreux résonateurs de sous-longueur d'onde avec des topologies similaires ont été proposés. L'un d'entre eux est la contrepartie complémentaire du de SRR, le résonateur à anneau fendu complémentaire (CSRR) (voir Figure 4.6 (b)). Dans ce cas, les anneaux formant le résonateur sont gravés sur une surface métallique. Il est apparu à partir de l'idée d'appliquer le principe de Babinet au SRR [13]. Selon ce principe, dans de telles structures complémentaires, les champs électriques et magnétiques, les courants, etc. échangent leurs rôles.

Cela se produit de telle manière que, idéalement, les deux structures aient la même fréquence de résonance, mais, contrairement au SRR, le CSRR présente des valeurs négatives de la permittivité diélectrique autour de sa résonance, qui peut être excitée au moyen d'un

champ électrique axial. Son modèle de circuit peut être vu à la figure 4.6 (b), qui est le double du modèle de circuit SRR. Beaucoup d'autres résonateurs admettent une contrepartie complémentaire, comme, par exemple, celles qui sont représentées aux figures 4.6 (a) à (e).

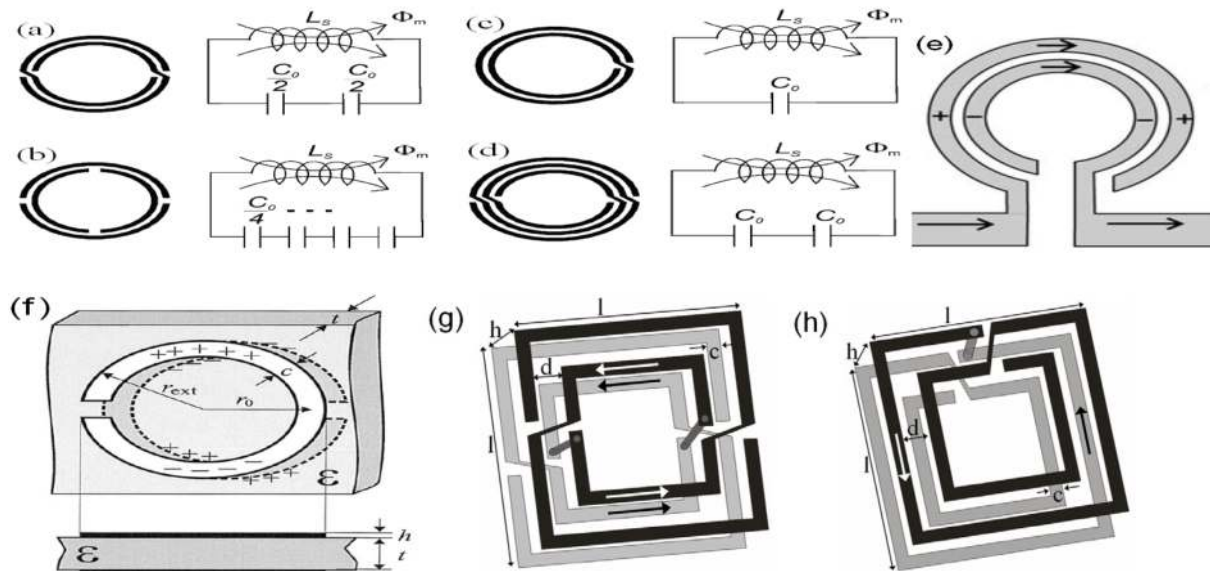


FIGURE 6. (a) : Résonateur à anneau fendu non isotrope (NB SRR) et son modèle de circuit équivalent. (b) SRR à double fente et modèle de circuit (c) Résonateur à spirale (SR) et modèle (d) Résonateur à double spirale (DSR) et modèle. (e) Résonateur à éclats ouverts (OSRR) (f) Résonateur à anneau fendu couplé (BC SRR). (g) Résonateur à anneau fendu non bianisotrope couplé à large face (BC NB SRR) (h) Résonateur à spirale couplé à large face avec quatre tours (BC SR (4)). Chiffres extraits de [13,9].

Afin de trouver des résonateurs aux propriétés symétriques différentes et de plus petite taille, de nombreux autres structures, basées sur différentes topologies de spirale, de split multiple ou de couches multiples, ont été proposées et étudiées [14]. La figure 2.4 montre certains de ces résonateurs. La figure 4.6 (a) montre le résonateur à anneau fendu non isotrope (RRS NB), qui a la même fréquence de résonance que le RRS, mais, en raison de sa symétrie, ni le RRS NB ni sa contrepartie complémentaire ne présentent des effets de polarisation croisée [9].

La même chose se produit avec le résonateur à double anneau fendu (DS SRR), qui évite la polarisation croisée, mais sa fréquence de résonance est deux fois celle d'un SRR avec les mêmes dimensions (Figure 4.6 (b)), étant donné que les C de capacité totale sont quatre fois plus petits que dans le SRR. La fréquence de résonance, f_0 , peut être réduite, par

exemple, en utilisant le reste des particules indiquées à la figure 4.6. Le résonateur en spirale (Figure 4.6 (c)), par exemple, réduit dans un facteur 2 la fréquence de résonance du SRR.

L'inclusion d'anneaux ou de tours supplémentaires dans les résonateurs contribue à diminuer davantage la fréquence de résonance. À titre d'exemple, le résonateur a doublé spirale, qui réduit f_0 dans un facteur $2^{1/2}$ par rapport au SRR, est indiquée dans (Figure 4.6 (d)). Le résonateur à anneau fendu ouvert (OSRR) (Figure 4.6 (e)) réalise également une taille électrique plus petite (2 fois plus petite que pour le SRR) puisque, contrairement au SRR, les deux moitiés de la capacité totale sont connectées en parallèle. Une réduction supplémentaire de la taille peut être obtenue si les bandes métalliques formant les résonateurs sont à flanc large (au lieu du bord) couplé, comme dans les figures (f), (g) et (h) [14].

Ceci est réalisé en utilisant deux couches métalliques pour mettre en œuvre le résonateur. Le couplage large côté permet la réalisation de capacités plus élevées, ce qui réduit la fréquence de résonance du résonateur. En outre, l'inclusion se va reliant les bandes métalliques (Figure 4.6. (g) et (h)) permet l'allongement des bandes métalliques et, par conséquent, l'élargissement de l'inductance du résonateur, contribuant à une réduction supplémentaire de la fréquence de résonance. La plupart des particules de la figure 4.6 version. Au cours du développement de cette thèse, les particules qui ont été principalement utilisées sont le SRR, le SR, leurs contreparties complémentaires, ainsi que le résonateur de split ring complémentaire ouvert (OCSRR). Le tableau suivant résume quelques types des résonateurs métamatériaux avec leur avantage et leur inconvénient.

Structure	Variables de détection	Avantages	inconvénients	Référence
Résonance carrée et circulaire	<ul style="list-style-type: none"> • Température de moelle épinière • Constante diélectrique de substrat différent • Teneur en eau de l'amande noyau 	<ul style="list-style-type: none"> • Multifonctionnel • Non destructif • En temps réel 	Mécanisme mécanique est nécessaire pour s'assurer que les deux couches de substrats sont dans position parallèle pour pratique application	[15]
Split résonateur à anneaux (SRCR)	Concentrations de produits chimiques (éthanol, méthanol, hexane)	Un faible volume de produits chimiques est nécessaire	Ne convient pas à l'acétone, propanol et benzène parce que la pellicule adhésive a réagi avec ces produits chimiques, causant la microfluidique canal à être bloqué	[16]
Résonateur à anneau fendu et structure de fente	Constante diélectrique de fin échantillons diélectriques planaires	Pic d'absorption presque parfait à ~5,8 GHz donne mesurable signal pour suivre avec précision le quart de travail	Intervalle d'air entre le capteur et des échantillons solides précision	[17]
Anneau fendu résonateur	vibration mécanique	Les vibrations modifient l'espacement entre deux anneaux qui sont gravé séparément sur deux identiques substrats, ce qui entraîne une fréquence de résonance	Étalonnage requis pour définir la fréquence de résonance initiale	[18]
Accouplement large fractionné résonateur à anneau	vitesse angulaire	<ul style="list-style-type: none"> • Robustesse dans les environnements spatiaux • Sans contact 	<ul style="list-style-type: none"> • Les effets du couplage croisé réduisent la sensibilité • Difficulté à fixer l'air entre le rotor et résonateur de détection 	[19]

Tableau 4.3 : Exemples de capteurs de métamatériaux.

5.3 Recherches futures sur les capteurs de métamatériaux

Les capteurs de métamatériaux sont confrontés à des défis tels que les interférences dues au bruit externe, l'amélioration de la sensibilité et de la précision, le choix du substrat pour une conception compacte, la miniaturisation et l'applicabilité dans des applications réelles. La recherche future sur les capteurs de métamatériaux consisterait à concevoir des dispositifs de détection plus performants que les capteurs actuels sur le marché. Sensibilité et résolution des capteurs peuvent être grandement améliorées à l'aide de métamatériaux.

En conclusion, les capteurs de métamatériaux contribuent au développement d'une nouvelle génération de technologies de détection. Certains des critères importants pour un produit de détection commercialisable à atteindre son compact, robuste, simple, sensible, temps de réponse rapide, reproductible, non destructif aux échantillons sont stables. La conception des appareils peut être faite avec facilité en utilisant le logiciel de simulation et la technique de fabrication de micro-ondes le métamatériau est avancé. Malgré ces défis, les dispositifs de détection à base de métamatériaux ont un avenir optimiste pour diverses applications, notamment médicales, industrielles et de communication.

Récemment, il y a eu beaucoup de recherches sur la conception d'appareils de détection pour différents matériaux à l'aide de différents résonateurs à base de métamatériaux. .

6. Résultats de simulation

6.1 Optimisation de résonateur

✓ Optimisation du résonateur à anneau micro-ruban pour la caractérisation de différents diélectriques :

Dans ce travail, nous avons effectué une simulation numérique d'un résonateur à l'aide du logiciel de simulation électromagnétique HFSS®. Un résonateur en anneau a été conçu, simulé et optimisé pour déterminer la valeur de la permittivité de différents matériaux diélectriques. Le résonateur est alimenté par micro-ruban ; sa dimension a été miniaturisée. Sa fréquence de résonance fonctionne à 2,35 GHz. Une technique est basée sur l'observation du changement de fréquence de résonance du résonateur proposé, qui est lié à la constante diélectrique et à la constante diélectrique des composants analysés. De plus, nous étudions la modification de la constante diélectrique des matériaux diélectriques due à la variation de la

permittivité du milieu. L'analyse a été réalisée par simulation. Les résultats de la simulation numérique obtenus sont généralement en bon accord avec ceux trouvés dans la littérature.

1. Conception de résonateur

Dans ce travail, nous avons une structure de résonateur et de substrats diélectriques de Rogers, la figure suivante montre la structure de résonateur 3D simulée par le système HFSS. Nous choisissons une épaisseur de substrat de 1,27 mm, et un élément rayonne d'épaisseur de l'ordre de $34\mu\text{m}$.

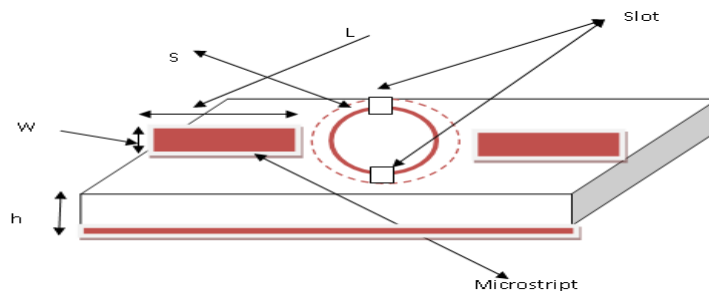


FIGURE 4.7 : Le résonateur en anneau proposé est alimenté par micro-band.

W : est la largeur de la ligne

L : est la longueur de la ligne

h : est l'épaisseur du substrat

S : section de spire

Ce résonateur est un résonateur directionnel à gain élevé et à large plage de fréquences. Son gain légèrement supérieur à celui de l'antenne traditionnelle, mais à un angle d'ouverture inférieur d'environ 60 degrés à 120 degrés pour un résonateur à demi-longueur d'ondes. En combinant une alimentation symétrique avec une géométrie symétrique, on obtient une distribution du courant sur la surface du résonateur qui est symétrique par rapport au centre de la spirale (figure 4.7). La bande de fréquences d'un résonateur en spirale est liée à la longueur d'onde. Si ceux-ci sont courts par rapport à la longueur d'onde, le courant à la fin n'aura pas été suffisamment atténué. [20]

2. Résultat et discussion

• Impact de la fente sur S_{11}

Pour une fente de 0,1 mm à 0,2 mm, les figures suivantes (figures 8.9) montrent la variation de S_{11} en fonction de la fréquence pour différentes valeurs de fonte (A) de 0,1 à 0,4 avec un pas de 0,1. et à au même temps pour faire varier la section de cercle (C) est passée de 0,1 à 0,4 avec un pas de 0,1 la valeur initiale de virage et de l'ordre de 5,2 mm pour faire des comparaisons dans une zone proche de la structure, une zone sans échantillon et après une zone avec échantillon.

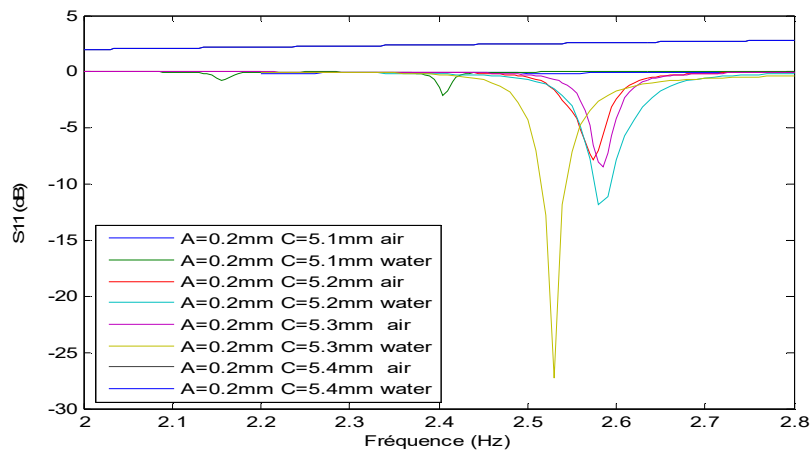


FIGURE 4.8 : Variation pour différentes valeurs de créneaux en fonction du coefficient de fréquence.

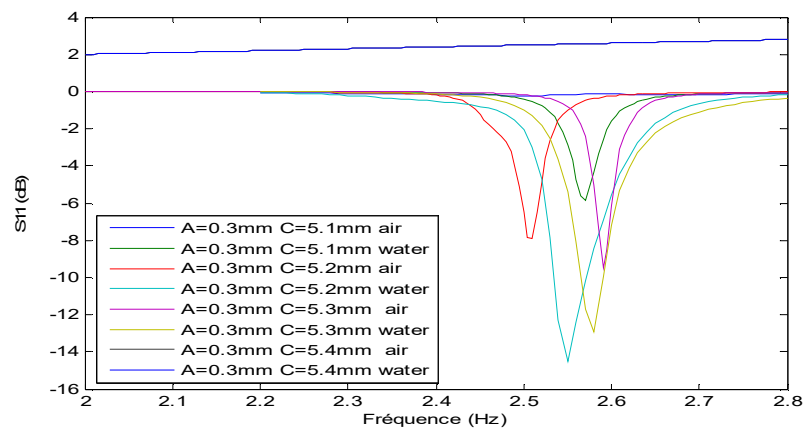


FIGURE 9. Variation pour différentes valeurs de créneaux en fonction du coefficient de fréquence.

La modification de la concentration en l'eau entraîne des modifications du coefficient de réflexion des micro-ondes dues à l'interaction électromagnétique entre le résonateur et de l'eau.

• Impact diélectrique sur S_{11}

Nous changeons le support de test, nous avons choisi différents diélectriques pour avoir la sensibilité de notre le résonateur. Pour une fente de 0,2 mm, la figure suivante représente la variation de S_{11} en fonction de fréquence de résonance.

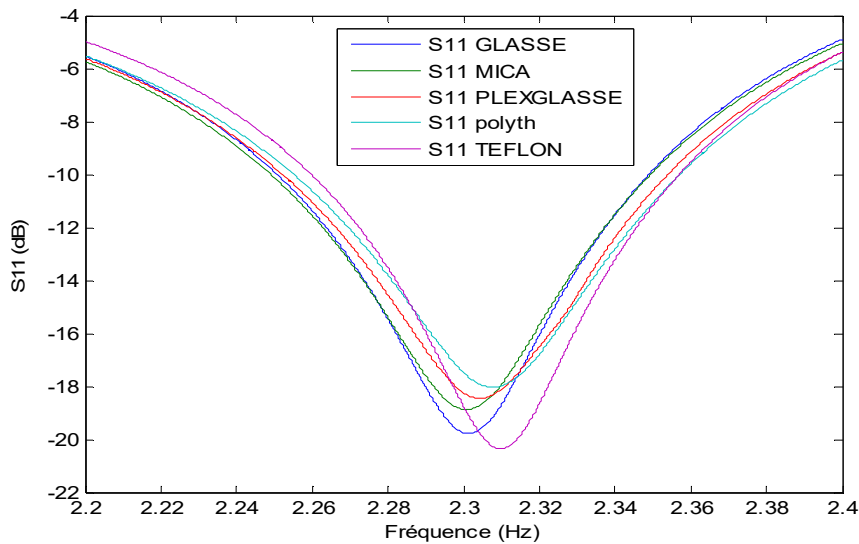


FIGURE 10 : Variation pour différents diélectriques en fonction du coefficient de réflexion de fréquence.

Pour une fente de 0,3 mm, la figure suivante montre la variation du coefficient de réflexion en fonction de différents diélectriques.

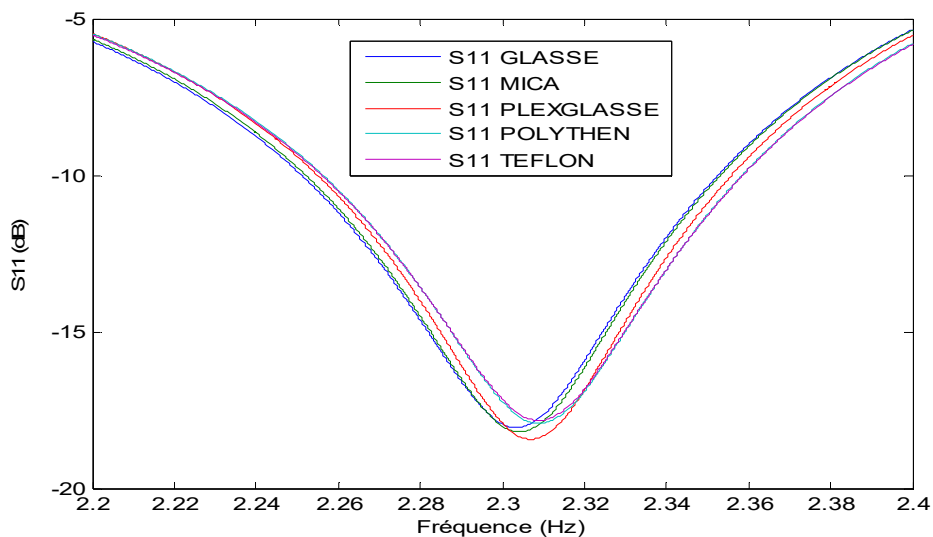


Figure 4.11 : Variation pour différents diélectriques en fonction du coefficient de réflexion en fréquence.

Les figures suivantes montrent la variation de S_{11} en fonction de la fréquence du résonateur avec et sans échantillon. Il était évident que le mécanisme de décalage de fréquence du résonateur se produisait lorsque le résonateur à résistance présente différentes propriétés diélectriques.

• **calcul de la valeur optimale de Δf et ΔS_{11}**

Le tableau suivant représente les valeurs de Δf et ΔS_{11} pour différentes valeurs de (A) et (C).

A (mm)	C (mm)	Δf (GHz)	ΔS_{11} (dB)
0.1	5.1	0.1550	5.6587
0.1	5.2	0.0200	10.5269
0.1	5.3	0.1350	6.7329
0.1	5.4	0.3650	29.0273
0.2	5.1	0.1850	1.8828
0.2	5.2	0.0050	4.0397
0.2	5.3	0.0550	18.8990
0.2	5.4	0.0500	3.2320
0.3	5.1	0.0700	5.6356
0.3	5.2	0.0400	6.6223
0.3	5.3	0.0100	3.4624
0.3	5.4	0.0450	8.2340
0.4	5.1	0.0750	7.4579
0.4	5.2	0.0450	3.7753
0.4	5.3	0.0700	4.5966
0.4	5.4	0.3150	1.5073

Tableau 4.4 : Calcul de Δf et ΔS_{11} .

Le tableau 4.4 indique les valeurs Δf et l'écart type pour chaque valeur de S_{11} . Il a été constaté que lorsqu'on utilise une très grande section de spire, on obtient un ΔS_{11} très grands et bien précis. A partir de ce tableau, il est possible de choisir la valeur optimale du notre résonateur, la fonte $A = 0.4\text{mm}$ et la section de virage $C = 5.4\text{mm}$.

Le principe de fonctionnement de notre résonateur repose sur le décalage du coefficient de réflexion des micro-ondes S_{11} et du décalage de fréquence de résonance, Δf

$/ f_0$ dû aux modifications des caractéristiques électromagnétiques du MUT, telles que la permittivité diélectrique, la perméabilité magnétique et la conductivité électrique qui varie avec la fréquence.

- ✓ **Optimisation du résonateur spiral à anneau micro ruban pour la caractérisation de différents diélectriques**

1. conception de résonateur

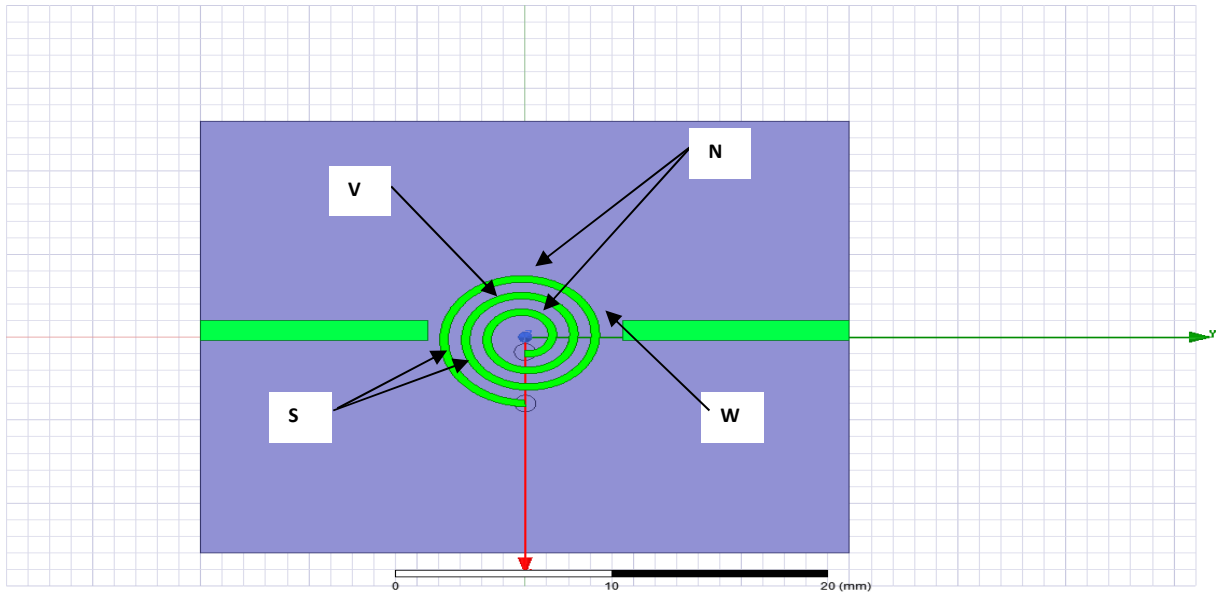


FIGURE 4.12 : Structure a étudié.

W : vide **N** : nombre de spire

S : section de spire **V** : le vide enter les spires

2. Résultats et Discussion

- Impact de W sur S_{11}

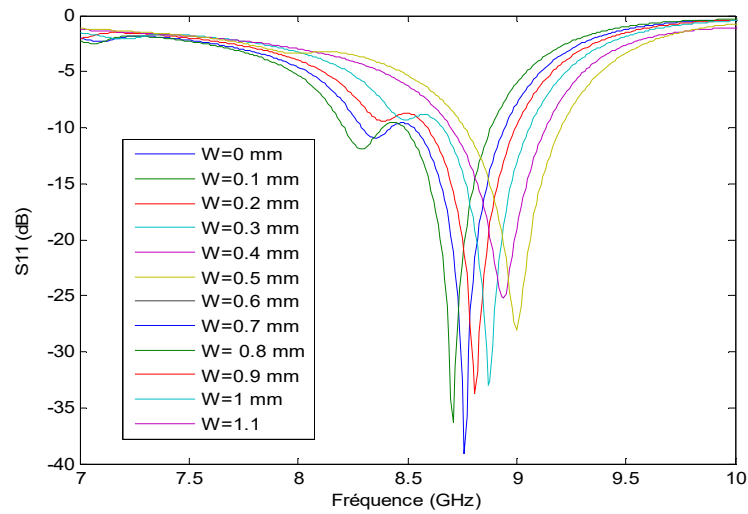


FIGURE 4.13 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différente valeurs de W .

- Sensibilité de résonateur

Pour tester la sensibilité de notre capteur ont fait un bloc qui représente le l'eau. Premièrement on présente un bloc qui représente le l'eau de permittivité et conductivité a la fréquence de 9 GHz, qui correspondent une conductivité et permittivité voire ITISI référence.

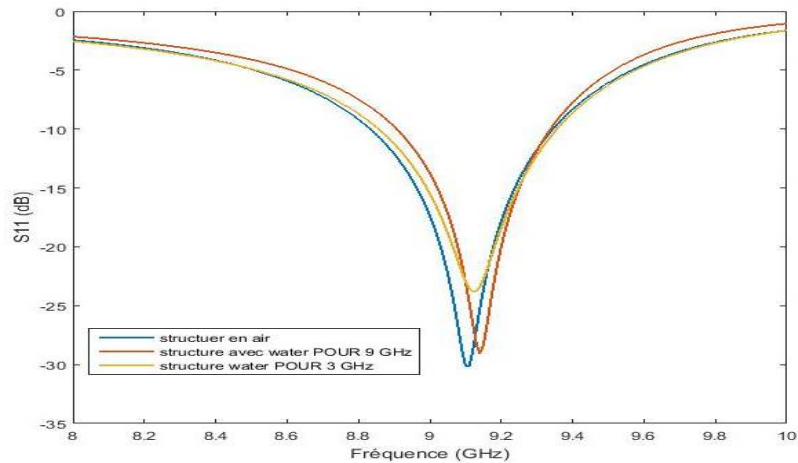


FIGURE 4.14 : Sensibilité de résonateur proposé.

- Effets de nombre de spirale sur le S_{11} dans la bande de fréquence entre [7 à 14 GHz]

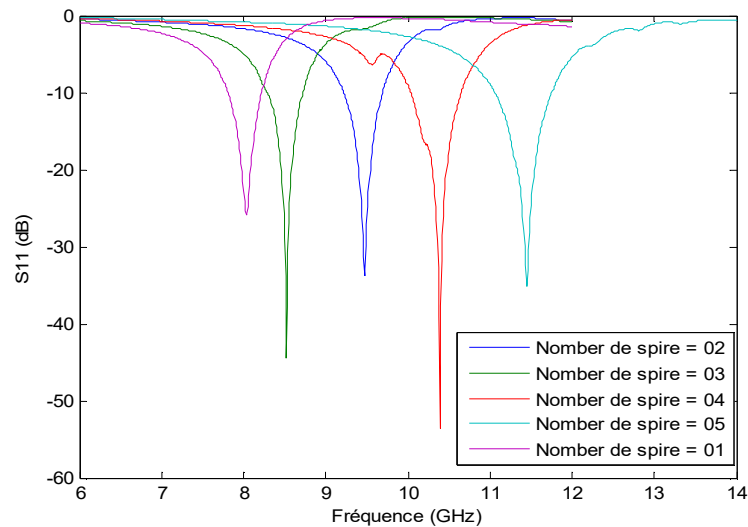


FIGURE 4.15 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes valeurs de nombre de spire.

- Effets d'épaisseur des spires sur le S_{11}

Dans toute la simulation on a choisi $S=0.8$ mm, nombre des spires = 3, l'espace entre les spires égale à 1 mm on fait varier l'épaisseur de spirale de 0.1 à 0.8 mm de pas de 0.1 mm ;

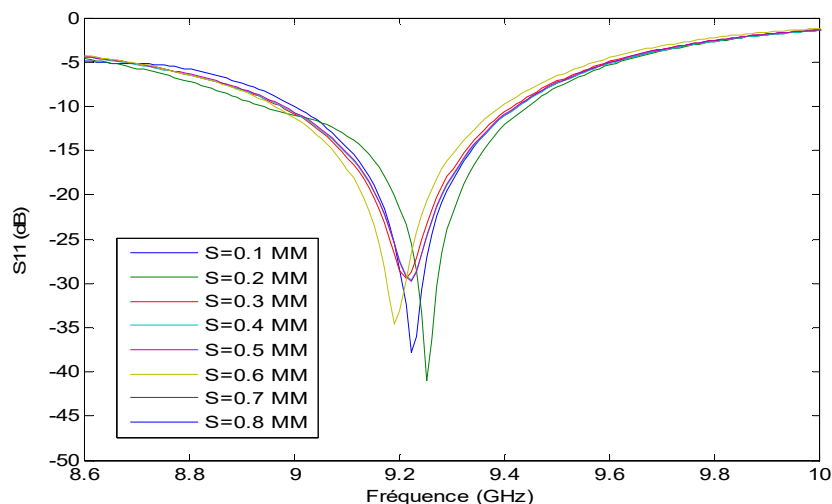


FIGURE 4.16 : variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différentes valeurs de S.

- **Effet de l'espacement entre les spires**

On fait le choix de nombre de spires égales à 03 et $w = 0.8$ mm, ou même temps on fait varier l'espacement entre les spires (V) de 0.5mm a 1.2mm avec un pas de 0.1mm.

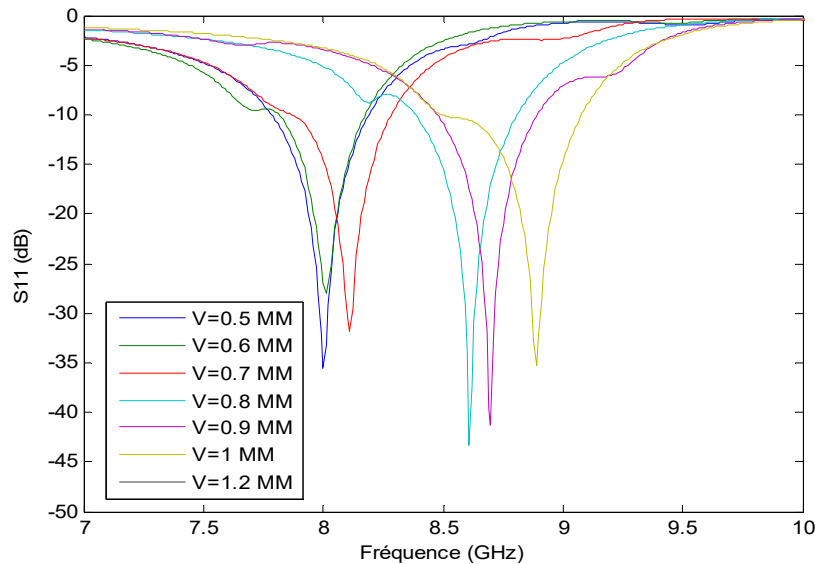


FIGURE 4.17 : Variation de S_{11} en fonction de fréquence pour différente valeurs de v .

Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté une étudiée théorique des résonateurs existe dans la littérature ainsi que les avantages et les inconvénients pour chaque type des résonateurs et leur principe de fonctionnement, on suite une étude d'optimisation de deux types de résonateurs à savoir un résonateur spirale et un résonateur en anneau.

Référence chapitre IV

- [1] Jokanović, B., Geschke, R. H., Beukman, T. S., & Milošević, V. (2010). Metamaterials: Characteristics, design and microwave applications. SAIEE Africa Research Journal, 101(3), 82-92.
- [2] Coutant, C. (2014). Synthèse, assemblage et caractérisation de matériaux plasmoniques pour une application aux métamatériaux (Doctoral dissertation).
- [3] Marchal, R. (2014). Métamatériaux acoustiques actifs (Doctoral dissertation, Paris 6).
- [4] Ghasemi, R. (2012). Métamatériaux pour l'infrarouge et applications (Doctoral dissertation).

- [5] Fan, Y. (2017). Applications des métamatériaux en optique guidée (Doctoral dissertation).
- [6] 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.
- [7] Sathyanath, D., Jayakrishnan, M. P., Thushara, H. P., Mridula, S., & Mohanan, P. (2015, September). Microwave based biosensor for blood glucose monitoring. In 2015 Fifth International Conference on Advances in Computing and Communications (ICACC) (pp. 362-365).
- [8] Su, L., Mata-Contreras, J., Vélez, P., & Martín, F. (2016). Splitter/combiner microstrip sections loaded with pairs of complementary split ring resonators (CSRRLs): Modeling and optimization for differential sensing applications. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 64(12), 4362-4370.
- [9] Abdelhak, M. A. H., Mohammed, M. B., & Mohamed, M. M. Étude des qualités électromagnétiques d'un résonateur en Anneau Fendu de forme «Oméga».
- [10] Naqui, J., Coromina, J., Karami-Horestani, A., Fumeaux, C., & Martín, F. (2015). Angular displacement and velocity sensors based on coplanar waveguides (CPWs) loaded with S-shaped split ring resonators (S-SRR). *Sensors*, 15(5), 9628-9650.
- [11] Withayachumnankul, W., Jaruwongrungssee, K., Tuantranont, A., Fumeaux, C., & Abbott, D. (2013). Metamaterial-based microfluidic sensor for dielectric characterization. *Sensors and Actuators A: Physical*, 189, 233-237.
- [12] Baena, J. D., Bonache, J., Martín, F., Sillero, R. M., Falcone, F., Lopetegui, T. & Sorolla, M. (2005). Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines. *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, 53(4), 1451-1461.
- [13] Falcone, F., Lopetegui, T., Laso, M. A. G., Baena, J. D., Bonache, J., Beruete, M. & Sorolla, M. (2004). Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials. *Physical review letters*, 93(19), 197401.
- [14] Marqués, R., Mesa, F., Martel, J., & Medina, F. (2003). Comparative analysis of edge- and broadside-coupled split ring resonators for metamaterial design-theory and experiments. *IEEE Transactions on antennas and propagation*, 51(10), 2572-2581.
- [15] Bakır, M., Karaaslan, M. U. H. A. R. R. E. M., Unal, E., Akgol, O., & Sabah, C. (2017). Microwave metamaterial absorber for sensing applications. *Opto-Electronics Review*, 25(4), 318-325.

- [16] Yoo, M., Kim, H. K., & Lim, S. (2016). Electromagnetic-based ethanol chemical sensor using metamaterial absorber. *Sensors and Actuators B: Chemical*, 222, 173-180.
- [17] Sim, M. S., You, K. Y., Esa, F., Dimon, M. N., & Khamis, N. H. (2018). Multiband metamaterial microwave absorbers using split ring and multiwidth slot structure. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 28(7).
- [18] Chakyar, S. P., K. Simon, S., Bindu, C., Andrews, J., & Joseph, V. P. (2017). Complex permittivity measurement using metamaterial split ring resonators. *Journal of Applied Physics*, 121(5).
- [19] Naqui, J., & Martín, F. (2016, May). Application of broadside-coupled split ring resonator (BC-SRR) loaded transmission lines to the design of rotary encoders for space applications. In 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS) (pp. 1-4).
- [20] Melikyan, H., Danielyan, E., Kim, S., Kim, J., Babajanyan, A., Lee, J. & Lee, K. (2012). Non-invasive in vitro sensing of d-glucose in pig blood. *Medical engineering & physics*, 34(3), 299-304.

Conclusion générale et perspectives

Conclusion

Les travaux présentés dans ce manuscrit constituent une contribution au développement de techniques de contrôles non destructifs par la méthode micro-onde pour la caractérisation des matériaux et la détection des défauts. Les travaux ont conduit au développement d'une méthode de micro-onde active associée à un système original d'excitation microondes.

L'objectif de ce travail de thèse a été de développer un capteur pour la caractérisation pour une application agroalimentaire et la détection des défauts surfacique dans des matériaux non conducteurs on utilise des méthodes micro-onde.

Dans le cadre de ce travail de thèse, un capteur à base des sondes à câble coaxial avec et sans cavité résonante a été réalisé on inox pour détection des défauts dans des plaques on aluminium pour déférentes à profondeurs.

Un autre capteur à base des lignes micro ruban a été réalisé pour une application agro-alimentaire pour le contrôle de teneur de l'eau dans le lait.

Tout d'abord nous avons commencé par l'utilisation des techniques hautes fréquences dans plusieurs domaines, les méthodes de caractérisation et la détection en champs proche résonante et les méthodes de caractérisation et de détection en champs proches non résonante et leur classification et leur avantage et inconvénient de chaque méthode , par la suite nous avons défini les micro-ondes et les caractéristiques de micro-ondes et les ondes millimétriques et les avantages d'utiliser des micro-ondes. Nous avons présenté également un état de l'art sur les applications des techniques hauts fréquences (application dans le domaine CND et la caractérisation des matériaux), (application agro-alimentaire et biomédicale). Toutes les méthodes et les différentes applications ont été discutées dans le premier chapitre d'une manière générale.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté en bref le logiciel de simulation HFSS et développé par simulation des sondes à câble coaxial avec et sans cavité résonante pour la détection des défauts dans un matériau comme première partie. La deuxième partie de ce chapitre a été consacrée à la réalisation de ces sondes, les deux plaques d'aluminium et le banc de mesure.

Conclusion générale et perspectives

Dans le troisième chapitre, nous avons fait appel à un autre capteur à base d'une ligne micro- ruban pour une application agro-alimentaire on à commencer ce chapitre par la présentation de la structure proposée, on suite, on a étudié, simulé par le logiciel HFSS et modélisé par la méthode de moment cette structure. On fin une étude expérimentale a été faite.

Dans le quatrième chapitre, on a présenté les capteurs à base des métamatériaux commençant par l'historique et la définition des métamatériaux. On a optimisé deux capteurs à base des SRR par simulation, l'objectif de ce chapitre été d'étudier les capteurs métamatériaux et comprendre le principe de fonctionnement de ces capteurs pour les recherches futures.

L'ensemble des résultats obtenus montre une bonne concordance entre les simulations et les mesures expérimentales. Ainsi nous avons pu valider nos résultats par cette comparaison qui semble être un chemin acceptable à suivre dans le domaine de caractérisation et la détection micro-onde des capteurs à base de ligne micro-ruban ou par les sondes coaxiales avec et sans cavité résonante.

Perspective

Finalement et comme perspectives de ce travail, nous proposons de :

- Étudié l'influence de la température sur le coefficient de réflexion S_{11} .
- Proposé des capteurs à base de SRR.
- Réalisé une carte électronique qui remplace l'analyseur de réseaux pour industrialiser le capteur propose.
- Étudié l'influence de la cavité résonante des sondes coaxiales, dimensionnement de sonde propose.
- Appliqué notre capteur dans le domaine biomédical par exemple étudie l'impact de glucose dans le sang.
- Etudié les contraintes rencontre dans cette étude (la position, la pressons, types de port-échantillon.....etc.).
- Utilisé le capteur à micro-ruban pour la fabriquer des appareils portables pour les agents douaniers ou commerciaux pour leur permettre de contrôler la qualité des produits laitiers sur le marché.

Defect depth effect on the reflection coefficient of an open-ended coaxial sensor

H. Amar^{1,2}, H. Ghodbane¹, M. Amir³, T. Bouziane¹, A. Younes²

¹ University Mohammed khider of Biskra, Algeria.

² Research Center in Industrial Technologies CRTI, P.O.Box 61, Cheraga 16014, Algiers, Algeria,

³ University Mouloud Mammeri University of Tizi Ouzou

Abstract. In this paper we present a realization of an open-ended coaxial sensor of internal diameter (2a) and the outer diameter (2b) for the detection of defects in a plate of aluminum, those defects are with different depth and created by using electro-erosion technique. Wire with a pressure of the order of μm , the measurements of the reflection coefficients (S11) are carried out using a VNP vector network analyzer. The network analyzer has been calibrated in a frequency band from 200MHz to 20GHz. The AC voltage created between the two conductors generates an electromagnetic field across the internal dielectric. This field extends outside the cylinder to a distance comparable to its diameter 2b, which represents the thickness of the sensor-sensing material in contact with the plate. The waves are subsequently reflected to the inside of a sensor carrying information on the electromagnetic properties of the medium in contact with the sensor opening. Therefore, the sensor provides measurements in reflection mode only, giving the reflection coefficient as a function of the frequency of the waves guided and reflected at the sensor opening. The experimental results were valid in comparison comparing with the found in the literature.

1. Introduction

The most common microwave techniques, on the other hand, have always required the cutting and machining of samples in appropriate test patterns (waveguide or cavity). They are therefore destructive and do not provide a response in real time. [1]

New non-destructive methods become particularly interesting by the growing availability of inexpensive, robust and easy-to-use solid state sources: they provide interesting ways to solve simple rather difficult problems. [2]

The coaxial probe method is a method of microwave measurement that allows the reflection coefficient at the probe terminal to be measured deep down the probe terminal to the measured materials in order to capture the complex microwave permittivity of the materials. This technique not only has the advantages of being non-descriptive and non-invasive materials, but also the ability to measure bandwidth and ease of sampling. As a result, this method has been widely applied to measure the permittivity of microwave complexes of dielectric materials and composites. [3]

There are several applications of open ended coaxial cable sensors that can be applied in Non Destructive Testing (NDT), Characterization of dielectric and composite materials, fluids. Other applications such as the medical field and quality control of agri-food products. [4, 5]

In this paper, we described the sensor realization, we measured the reflection coefficients (S11) using the open-ended coaxial cable technique with the network analyzer, actually varies the depths of defects to have the effect of depth of defect on the reflection coefficient, for both types of defects



(circular or line). The calculation of the reflection coefficient by network analyzer makes it possible to detect the behavior of the equipment.

The objective of this realization of these sensors is the detection of surface defects for conductive materials and deep defects for dielectrics. They can be used for the characterization of different materials. The proposed sensors are based on resonant and non-resonant near-field methods.

2. Sensor configuration

The aluminum anion 1000 is used for manufacturing the sensor. Copper with resin make the capacitor. Hence, the configuration of the sensor is made of two conductors (aluminum and copper) separated with the resin as isolation. [6, 7]

2.1 Sensor with resonant cavity

The sensor with resonant cavity has the following characteristics:

- Weight :6.48 G
- Dimensions:
Diameter D = 15.85mm
Height H = 25.70mm
- Frequency without load:

$F_r = 23.97$ GHz

The following figure represents the diagram of sensor

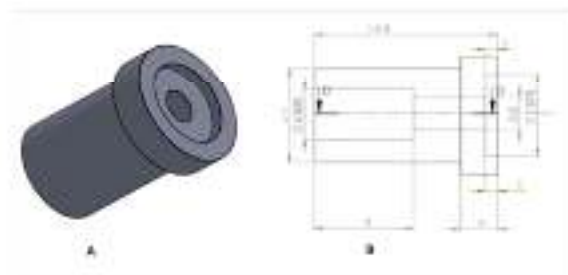


Figure 1. Sensor with resonant cavity performed with solid Works software.

2.2 Sensor without resonant cavity

The sensor without resonant cavity has the following characteristics:

- Weight :7.01 G
- Dimensions:
Diameter D = 15.85mm
Height H = 25.70mm
- Frequency without load

$F_r = 23.32$ GHz

The following figure represents the diagram of sensor

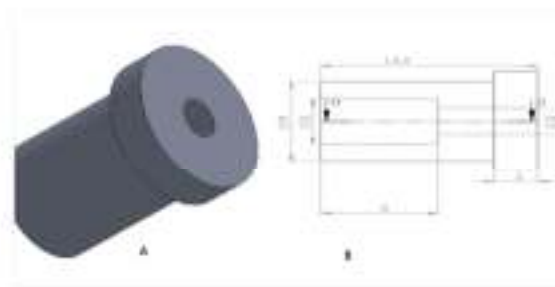


Figure 2. sensor without resonant cavity performed with solid Works software.

2.3 Defects types and samples

The defects were create in two stainless steel aluminum plates of series 304L with 4 mm thickness, two types of defects were create in those two plates: [8]

2.3.1 Défauts circulaire

Circular Defects with different depths (from 1mm to 2.5mm) and section $S=3\text{mm}^2$ are inserted in a the aluminum plate of dimensions $150 \times 120 \times 4\text{mm}^3$.

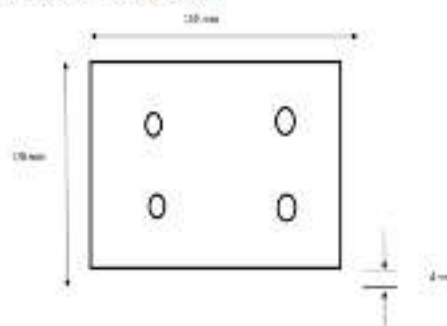


Figure 3. Circular Defect with different depths.

2.3.2 Linear Defects

Linear Defects with different depths (from 1mm to 2.5mm) and width of 5 mm are inserted in a the aluminum plate of dimensions $150 \times 120 \times 4\text{mm}^3$.

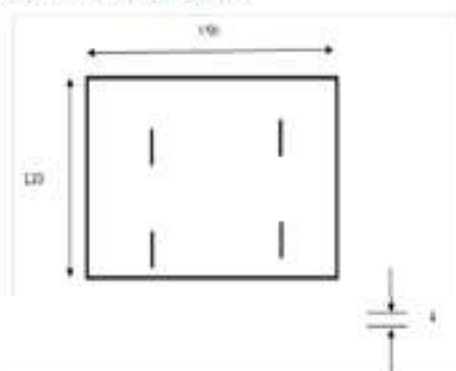


Figure 4. Linear Defect with different depths.

2.4 Experimental step

The following figure depicts the experimental setup for detection of the surface defects:

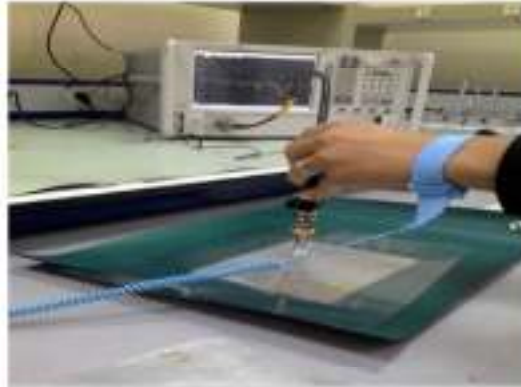


Figure 5. Experimental measurements. [9]

3. Results and Discussion

3.1. Sensor with resonant cavity

- Case 1: circular defect

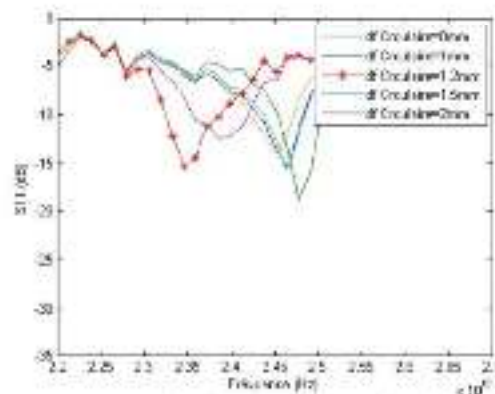


Figure 6. S11 Variation dependant on circular defects.

In this figure one notices that each time in fact the depth of defects varies the reflexion coefficient S11 varies as well in frequency and in amplitude. These variations are related to the presence of the defect.

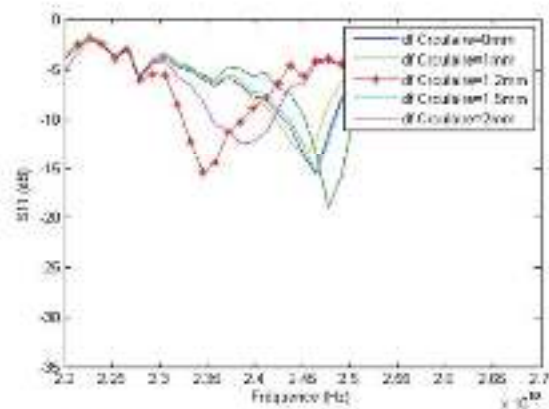


Figure 7. S11 Variation dependant on circular defects.

• **Case 2: linear defect**

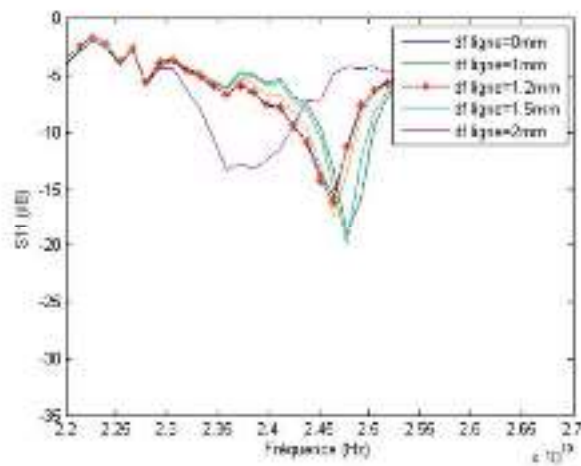


Figure 8. S11 Variation dependant on linear defects.

3.2. Sensor without resonant cavity

- **Case 1: circular defect**

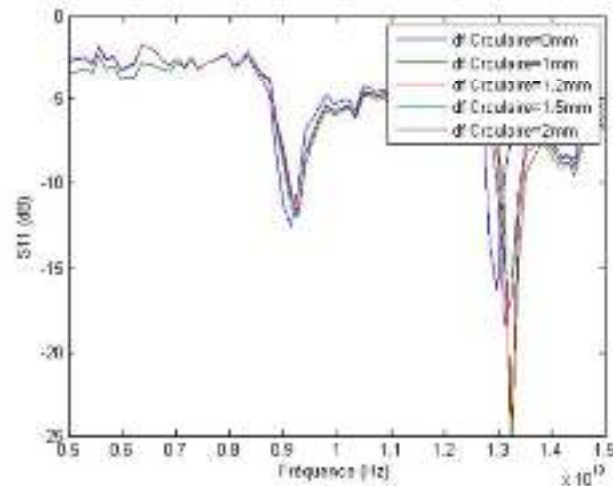


Figure 9. S11 Variation dependant on circular defects.

The variations of the module and the phase of the reflection coefficient are extremely small. Consequently, the resolution and the sensitivity are considerably improved.

- **Case 2: linear defect**

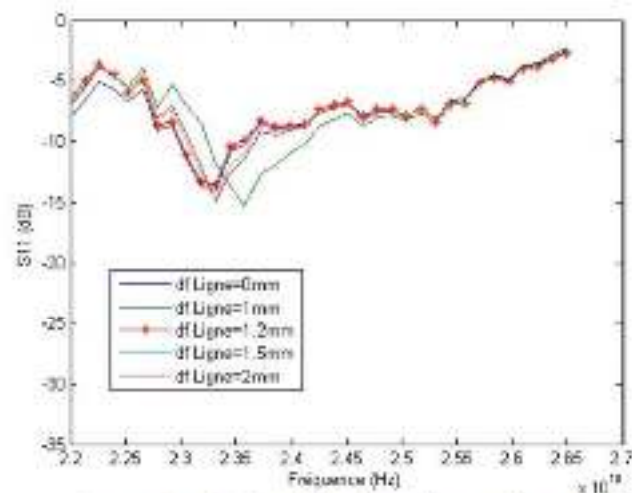


Figure 10. S11 Variation dependant on linear defects.

The variations of the module and the phase of the reflection coefficient are extremely small. Consequently, the resolution and the sensitivity are considerably improved, this variation is the effect of reflection caused by defect this reflection affect the resonant frequency.

In the case of 0 mm defect, we obtain a reflection coefficient of about -15 dB at the frequency 23.5 GHz. Once the defects vary from 1mm to 2 mm, the reflection decreases from -15 dB to -17dB. Also the frequency goes up from 23.5 GHz to 24 GHz.

4. Conclusion

In this work, we demonstrated experimentally the feasibility detection of surface defect using an open-ended coaxial sensor. This sensor is used for the detection of two types of defects (linear and circular) in a plate of aluminium, those defects are with different depth and created by using electro-erosion technique. The obtained show that the surface defect affect the sensor characteristics by changing the resonant frequency and band width. So this technique can be used for surface defect detection. Moreover, the technique allows to make defect detection with important incrementing step of the probe, consequently it helps decrease time to characterize a metal surface.

5. Reference

- [1] López-Rodríguez, P., Escot-Bocanegra, D., Poyatos-Martínez, D., & Weinmann, F. (2016). Comparison of metal-backed free-space and open-ended coaxial probe techniques for the dielectric characterization of aeronautical composites. *Sensors*, *16*(7), 967.
- [2] Kočíš, Š., & Figura, Z. (1996). Non-destructive testing (NDT). In *Ultrasonic Measurements and Technologies* (pp. 124-146). Springer, Boston, MA.
- [3] Zajíček, R., Vrba, J., & Novotný, K. (2006). Evaluation of a Reflection Method on an Open-Ended Coaxial Line and its Use in Dielectric Measurements. *Acta Polytechnica*, *46*(5).
- [4] Ruvio, G., Vaselli, M., Lopresto, V., Pinto, R., Farina, L., & Cavagnaro, M. (2018). Comparison of different methods for dielectric properties measurements in liquid sample media. *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, *28*(3), e21215.
- [5] Reinecke, T., Hagemeier, L., Ahrens, S., Klintschar, M., & Zimmermann, S. (2014, November). Permittivity measurements for the quantification of edema in human brain tissue-Open-ended coaxial and coplanar probes for fast tissue scanning. In *SENSORS, 2014 IEEE* (pp. 681-683). IEEE.
- [6] Zhang, L., Liu, P., Shi, X., You, F., & Dong, X. (2012). A comparative study of a calibration method for measuring the dielectric properties of biological tissues on electrically small open-ended coaxial probe. In *Biomedical Engineering and Biotechnology (iCBEB), 2012 International Conference on* (pp. 658-661). IEEE.
- [7] Lee, K. Y., Chung, B. K., You, K. Y., Cheng, E. M., & Abbas, Z. (2014). Study of dual open ended coaxial sensor system for calculation of phase using two magnitudes. *IEEE Sensors Journal*, *14*(1), 129-134.
- [8] McClanahan, Andrew Dale (2009) "Depth evaluation of damage to aircraft fuselage skins using microwave and millimeter wave methods"
- [9] Yang, Seung-Hwan, Ki-Bok Kim, and Jin-Seob Kang (2013). "Detection of surface crack in fibro-coated metals using an open-ended coaxial line sensor and dual microwave frequencies." *NDT & E International* *54*, 91-95.

Regular paper

Open-ended Coaxial Sensor Simulation for NDT applications

H. Amar^{1,2}, H. Ghodbane³, M. Amir³, Z. Guezoui¹, T. Bouziane²
M. Zergoug¹, S. Azzi¹

¹Research Center in Industrial Technologies CRTI, P.O.Box 64,
Cheraga 16014, Algiers, Algeria.

²University Mohamed khider of Biskra, Algeria.

³University Mouloud Mammeri of Tizi-Ouzou, Algeria.

^{*}h.amar@crti.dz



Journal of Automation
& Systems Engineering

Abstract- *In this work we will present a numerical modelisation of an open-ended coaxial sensor by electromagnetic simulation software HFSS (High Frequency Structure Simulation). This sensor will be used for surface defects detection in conducting materials and volumic defects detection in dielectric materials. It is based on near field microwaves techniques. The crack in surface material create a variation in resonant frequency, this effect will be used non-descriptive testing application (NDT). This sensor model is established to work in a frequency of 24 GHz, it has characterized using HFSS software for 3D Ansoft structures Design. The representation of all basic elements in the structure is called "MESH". The software calculates a solution at some positions of the MESH and then reconstitutes a global solution in matrix form. This sensor is able to detect defects in the order of μm and surface depths of an aluminum plate used for deferent depth values and deferent shapes. Measuring electromagnetic properties (Complex permeability, complex permittivity, reflection coefficients, Etc.) for the evaluation of materials.*

Keywords: Sensor, microwaves, numerical simulation, non-descriptive testing (NDT), Ansoft-HFSS.

1. INTRODUCTION

Due to their various attractive features and excellent advantages, microwaves sensors have attracted attention in both theoretical research and engineering applications over the past decades. Microwave sensors are used in an increasing number of applications such as biomedical and non-destructive diagnosis and testing. Many new measurement problems have been solved by various types of microwave sensors [1]. Those sensors have therefore become more and more common in the various sectors. Microwave sensors are used in industrials applications distance measurement, motion, shape, and particle size, but the largest group of applications is related to the properties of the material. [2]

Crack monitoring is essential to ensure the safety of structures. At present, many approaches have been developed for the monitoring of cracks, such as ultrasonic methods [3,4], Acoustic emission [5], infrared thermography [6], impact-echo large area electronics, etc. All those techniques mentioned above show a good crack detection performance, but they present many difficult to apply in practical engineering due to installation difficulties and vulnerability in the long-term hard environment. Recently, optical fiber detection technology, [7] Michelson white light interferometer and Brillouin scattering were studied to detect cracks. The majority of the fibers are silica fibers that are fragile, which facilitates the breakdown of real applications, and only small cracks can be monitored. Therefore, the fragility of the silica fibers limits application. [7] In order to overcome this drawback, the

coaxial cable, which has a high elongation rate and functions similarly as an optical fiber, because they share the same fundamental physics governed by the same electromagnetic (EM) theory, has been attempted to monitor the cracks. [8]

The coaxial probe method is a method of microwave measurement that allows the reflection coefficient at the probe terminal to be measured deep down the probe terminal to the measured materials in order to capture the complex microwave permittivity of the materials. This technique not only has the advantages of being non-descriptive and non-invasive materials, but also the ability to measure bandwidth and ease of sampling. As a result, this method has been widely applied to measure the permittivity of microwave complexes of dielectric materials and composites.

There are several applications of open-ended coaxial cable sensors that can be applied in Non Destructive Testing (NDT), Characterization of dielectric and composite materials, fluids. Other applications such as the medical field and quality control of Agri-food products.

2. THEORETICAL STUDIES

2.1. NDT Microwave

The MCND techniques (MNDT) allow measuring the following parameters: the reflection coefficients, the coefficients of transmission, dielectric constants, loss factor, complex permeability as a function of frequency (microwave) and temperature. These measured parameters can be related to interesting material parameters (eg defects, in homogeneities, moisture content, etc.) by appropriate modelling and calibration. Methods (MNDT) classified several microwave in two categories:

- Free-space methods operating in the far-field region using point-focusing antennas.
- Waveguide methods operating in the near-field region that use open-ended coaxial lines, rectangular waveguides, micro-ribbon lines, and probe cavity resonators. However, in waveguide methods, it is necessary for the composite material to be in close contact with the probe. So these methods are not without contact. [2]

2.2. Application of microwaves coaxial cable probes

In 2007: V. K. Ivanov et al determine the permeability of the dielectric materials, by a probe in the form of an open-ended coaxial line isolated from the medium probed by a thin layer. They developed an integral wave admittance model adapted for the calculations of this probe in the form of a series with the number of terms corresponding to the number of higher modes excited in its opening. [9]

Michael J. Kuhn et al (2010) perform the Measurements of the open-ended coaxial probe for the detection of breast cancer. They simulated and experimentally tested a coaxial probe measurement system and use to distinguish between normal and cancerous tissues of breast tissue. The system uses a probe has available components, including an agilent 8363B network phase (PNA) and a dielectric. Instead of the agilent software, three-dimensional calibration technique, they have proposed a calibration of four over a frequency range of 3-17 GHz for more than robust measurements of the complex permittivity. Experimental results on tissues humans and natures non-homogeneous biological tissues and illuminate the dependence of the complex permittivity on the temperature. Basing on differences and observed variation in the complex permittivity between normal and cancerous breast tissue

in the literature through this frequency, then, they propose a technique that uses a neuron network where several measures are taken into account in the decision if the tested fabric is cancerous yes or not. The simulation results using Ansoft HFSS are provided here and show the potential of microwave diagnosis of breast cancer. [10]

Thereafter, in 2011: Linsbeng Liu et Yang Ju use a non-standard evaluation method Effective Destructive (NDE) to Measure Pipe Wall Refinement (PWT) at a Distance to using microwave. A vector network analyzer (VNA) as a line sensor coaxial transmitter-receiver (T & R), we reemployed in the experiment for generate microwave signals propagating in the room, whose frequency has been carried from 14.00 to 14.20 GHz. A brass tube with an internal diameter of 17.03 mm, thickness of wall of 1.0 mm, length 2.0 mm, and 6 joints having a length of 17.0 mm and a pipe refinement from 0% to 60% of the wall thickness were measured. The waveguide tubular radio waves, after construction Assessments, evaluation of PWT have been realized. Comparison of the evaluated results obtained are used a model with the individual dimensions in the joints, the evaluation is less than 0.05 mm, which represents less than 0.294% of what indicates the importance of assessing the accuracy.[11]

K.YOU and AI (2013) present an experimental study for the determination of moisture content (mc) in kernels in a range of (9.5% to 26%), using an open-ended coaxial probe, the coaxial probe was manufactured by empirical polynomial models. They are developed to predict the gravimetric moisture content of rice based on reflection coefficients measured using a vector network analyzer. The relationship between the coefficient of reflection and relative permittivity was also created using a method of regression and expressed in a polynomial model whose model coefficients were obtained by adjusting the finite element simulation data. In addition, Experimental facilities were shown as well as the rice grain sample holder designed is unique. The measurement of individual rice grains in this study is more accurate by ratio to the measurement in conventional mass rice grains because the random air gap present in bulk rice grains is excluded. [12]

Then, in Yang, S. H et al (2013) use an open coaxial line sensor and two microwave frequencies to detect the surface cracks of film-coated metals. The detection of superficial cracks is important to ensure the safety of metal structures. The electromagnetic wave technique can detect metals coated with surface cracks; so much research on this method has been conducted. However, the method for determining the optimal frequency for the detection of surface cracks has not been introduced. Detection of surface crack using an open-ended coaxial voltage detector with frequencies ranging from 14 to 18 GHz. Low frequencies increasing or decreasing the reflection coefficients have been found, could be explained according to the capacity model of microwave reflection. [13]

a. Defect detection system

The defect detection system includes a network analyzer, an open-end coaxial cable sensor and an aluminium plate contains defect with various depth (1 mm, 1.5 mm and 2 mm). The probe (sensor) reflects the permittivity of the material at the end of the probe, as shown in Figure 1.

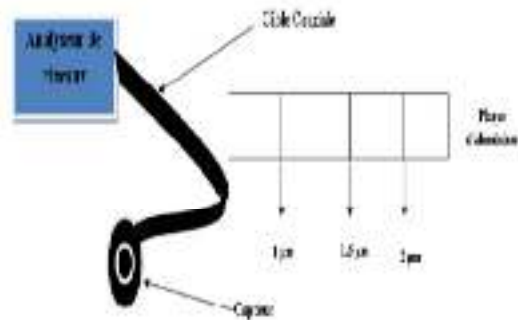


Figure 1. Measurement system and detection of defects.

b. Equivalent circuit of a coaxial probe and impedance model

A coaxial probe contains two conductors that conduct an insulation that forms a capacitance plus a load.

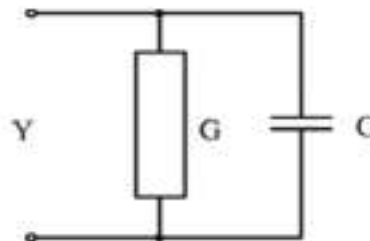


Figure 2. Equivalent circuit of a probe. [14]

A number of different models have been proposed to relate the impedance to the T plane with the dielectric constant of the material tested.[15] The models most commonly used are the grouped parameter model, the slightly enlarged version of the grouped parameter model, the antenna model, the virtual line model and the rational function. It has been demonstrated that, given a sample of At least twice the thickness of the outer diameter of the probe, the Murkowitz model is sufficiently accurate. As shown in figure 2.

c. Type of defects

The fault parameters depend on the type of defect used there are several types the most uses two rectangular or circular forms, in note work is interested on the rectangular defect. The following figure shows the two types of faults. (L) represented the fault length and (w) the fault width, (D) fault diameter.

The defects create in two 304L series stainless steel aluminium plates; two types of defects were created in these two plates.

- **Circular defects**

Circular defects of different depths from 1 mm to 2.5 mm, defect section $S = 3^{-}$ in a dimming plate of 150 mm x 120 mm and 4 mm duster.

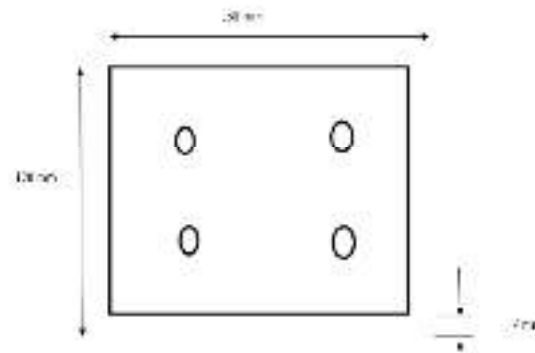


Figure 3. Circular defect of different depth.

- Line faults

Line defects of different depths from 1 mm to 2.5 mm, the defect width is 5 mm, in a deposit of dimmable aluminium plate $150 \times 120 \times 4 \text{ mm}^3$

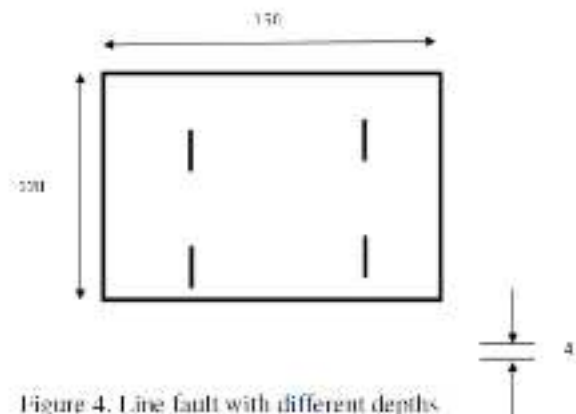


Figure 4. Line fault with different depths.

3. Simulation Results

3.1. Sensor structure a Vacuum

Sensor dimensions $A = 0$ $B = 3$ mm Sensor Width 14.8 mm. The materials used for the sensor configuration, Copper $R = 1$ mm and length of 14.8 and $R = 2$ mm and length 14.8 mm Teflon $R = 1.5$ mm and length of 14.8 mm Copper $R = 1$ mm and length 14.8 and $R = 2$ mm and length 14.8 mm Teflon $R = 1.5$ mm and length 14.8 mm.

The following figure shows the 3D structure of the sensor has been studied by the HFFS simulation software.

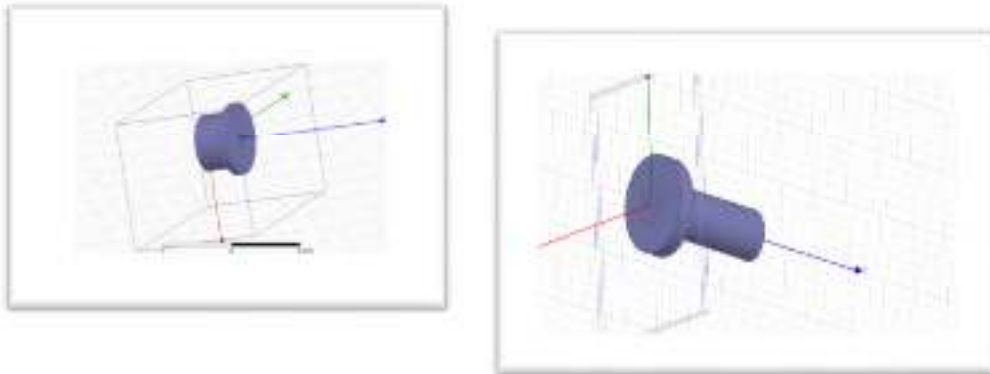


Figure 5. Sensor structure has been studied in 3D

3.2. Effect of dielectric materials types on the reflection coefficient (S11)

The following table shows the values of the permittivity and the resonance frequency of each dielectric materials used.

Dielectric Materials	Relative Permittivity	Resonance Frequency (GHz)
Plexiglas	3.4	21.1900
vacuum	1.0	24.9200
Mica	5.7	22.8800
Glass	5.5	22.8900
Teflon	2.08	22.0300
Polyethylene	2.25	22.9200

The following figure presents a reflection coefficient of different dielectric materials. The results obtained show that the types of materials affect the resonance frequency.

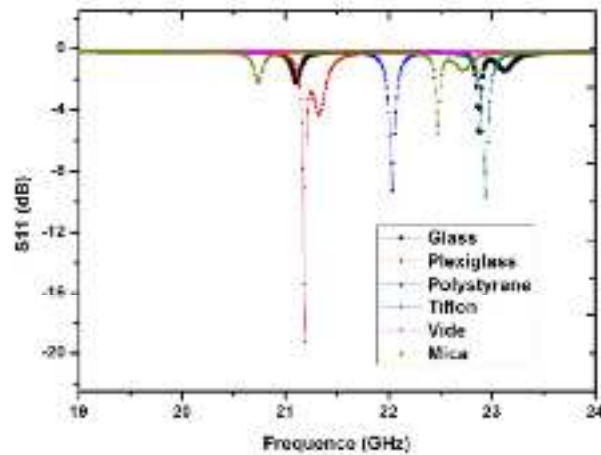


Figure 6. Variation of reflection coefficient (S11) depending on dielectric materials types.

3.3. Effect of Variation of Reflection Coefficient (S11) on Depth of Defects

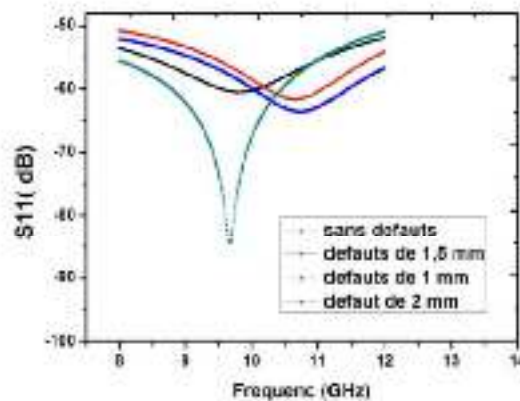


Figure 7. Variation of reflection coefficient (S11) depending on the depth of the defects

This figure shows that the defect thickness is proportional to the module of reflection coefficient and inversely proportional to the resonance frequency.

In the case of absence of defect, the reflection coefficient is in the order of -65 dB at the frequency of 9 GHz. Defaults vary from 1 mm to 2 mm, the module of the reflection coefficient increases from 65 dB to 86 dB. The resonant frequencies varie from 9.3 GHz to 10.5 GHz.

4. Conclusion

In this paper, we performed a numerical modelisation of an open-ended coaxial sensor using HFSS-3D software. To simulate the characteristics of a vacuum sensor by HFSS we begin to schematize the real structure that we wish to simulate (the choice of materials, dimensioning of the structure). After that, comes the step of choosing border conditions. The numerical simulation allowed us to calculate the reflection coefficients that characterize this sensor. We then studied the sensitivity of reflection coefficient to the depth of defects. We have found that each time the increased defect depth leads to an increase in reflection coefficient.

REFERENCES

- [1] Klinger, P., Spellenberg, B., Hermann, J. M., & Hausler, G. (2001). In process 3D sensing for laser material processing.
- [2] In 3-D Digital Imaging and Modeling, 2001. Proceedings. Third International Conference on (pp. 38-41). IEEE.
- [3] Mercier, N. (1975). Contrôle non destructif de matériaux par ultrasons (Doctoral dissertation).
- [4] Naito, J., Masuyama, T., Mano, T., Kondo, H., Yamamoto, K., Nagano, R., ... & Kamada, T. (1996). Ultrasonic myocardial tissue characterization in patients with dilated cardiomyopathy: value in noninvasive assessment of myocardial fibrosis. *American heart journal*, 131(1), 115-121.
- [5] Riethmuller, M. (2008). L'émission Acoustique: Applications Aux équipements Industriels.
- [6] Gauthier, E., Marin, T., Bodnar, J. L., & Stubbe, L. (2014). Assessment of the pertinence of infrared thermography as a diagnostic tool in sinusitis Cases study. In *The 12 th International Conference on Quantitative Infrared Thermography* (Vol. 41).
- [7] Blanc, W. (2013). Le développement des fibres optiques de silice. *Matériaux & Techniques*, 101(7), 23.
- [8] Bui, V. P. (2007). Diagnostic des machines électriques par l'analyse du champ magnétique de fuite. Application à l'identification de défauts rotoriques d'un alternateur à vide (Doctoral dissertation, Institut National Polytechnique de Grenoble-INPG).
- [9] V. K. Ivanov, a. O. Silin, and a. M. Stadnik, "Determination of dielectric permittivity of materials by an isolated coaxial probe," *Radioelectron. Commun. Syst.*, vol. 50, no. 7, pp. 367-374, 2007.
- [10] M. J. Kuhn, M. Awida, M. R. Mahfouz, and A. E. Fathy, "Open-ended coaxial probe measurements for breast cancer detection," *2010 IEEE Radio Wirel. Symp. RWW 2010 - Pap. Dig.*, pp. 512-515, 2010.
- [11] L. Liu and Y. Ju, "A high-efficiency nondestructive method for remote detection and quantitative evaluation of pipe wall thinning using microwaves," *NDT E Int.*, vol. 44, no. 1, pp. 106-110, 2011.

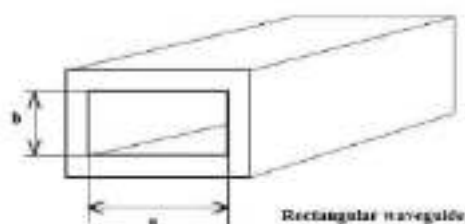


Fig. 2. Rectangular waveguide of horn pyramidal antenna

TABLE I. Antenna dimensions

F_0 (GHz)	A (mm)	B (mm)	a (mm)	b (mm)	h (mm)	H (mm)
4.7	20	17.2	8.6	4.3	20	40

II. RESULTS AND DISCUSSION

The numerical results are obtained by using the HFSS microwave simulation software, is a software which performs the electromagnetic modeling of a structure by solving the Maxwell equations using the finite element method, this software sacrificed generally to the simulation High frequency microwave circuits, which is considered an asset for the simulation of horn antennas. It allows to visualize all the parameters that are needed to characterize, model or optimize pyramidal horn antennas, namely: the reflection coefficient as a function of frequency, the standing wave ratio, the radiation diagram in 2D or in 3D, The distribution of the electric and magnetic field in the antenna ... etc. The model of our simulated antenna is given in the following figure:

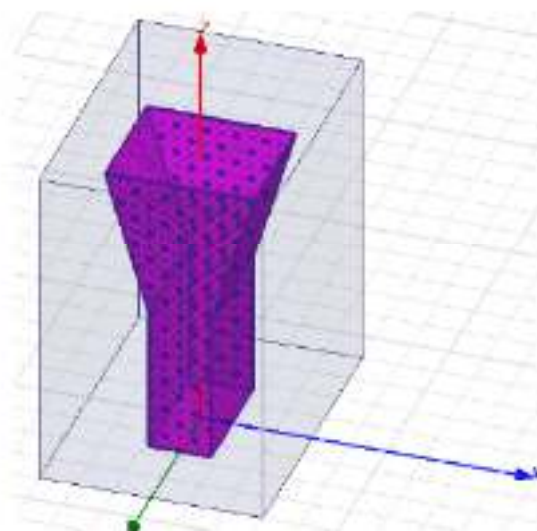


Fig. 3. 3D view of Pyramidal Horn in HFSS

A. Return Loss S_{11}

It is a parameter that indicates the amount of energy lost during antenna radiation. It expresses to what extent the transmitter and the antenna are matched. The S_{11} parameter graph of an antenna as a function of frequency is called its loss-yield curve. A minimum value in dB at the resonant frequency must be present. The curves shown in the following figure represent the result of the return loss.

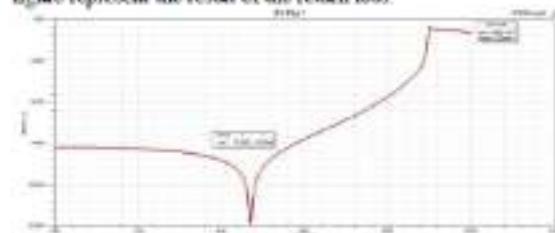


Fig. 4. Return loss of pyramidal horn antenna

It can be seen that the return loss attained -123.90 dB at the operating frequency 4.7 GHz, which represented the smallest reflection coefficient.

B. Voltage Standing Wave Ratio (VSWR)

It confirms the degree of adaptation or mismatch of the antenna with respect to the transmission and / or reception system. An antenna is perfectly adapted would have an VSWR close to 1, which means the amount of energy reflected or transferred into the cable. The following figure shows the VSWR of the antenna.



Fig. 5. Voltage standing wave ratio of the pyramidal horn antenna

Fig. 5, shows that the VSWR round about 1 over the entire frequency range swept by the antenna, which confirms the good adaptation of the antenna to the power supply system.

C. Directivity and Radiation pattern of the antenna

a) *Directivity*: is defined as the ratio of an antenna's radiation intensity in a given direction to the radiation intensity averaged over all directions. Peak directivity, in turn, is the maximum directivity over all the user-specified directions of the far-field infinite sphere.

b) *Radiation Pattern*: represents the geometric distribution of the radiation powers in the different directions of the space. The following figure shows the radiation pattern in 2D of the pyramidal horn antenna.

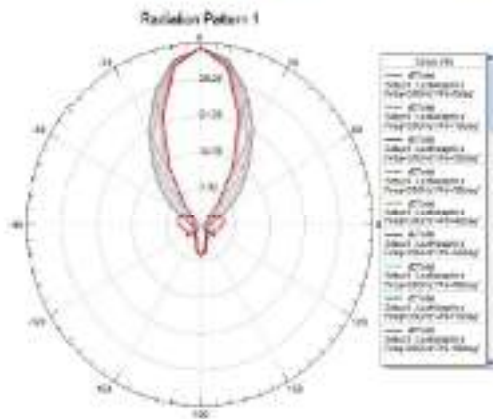


Fig. 6 Radiation pattern in 2D

resonant frequency of 4.7 GHz, this antenna is Omnidirectional and it directs all his energy in only one direction which is called the main lobe.

D. Gain in 2D and 3D

Antenna gain describes the ability of this antenna to radiate in a certain direction when it is connected to an excitation source. Usually, we calculate the Gain in the direction of the maximum radiation (main lobe).

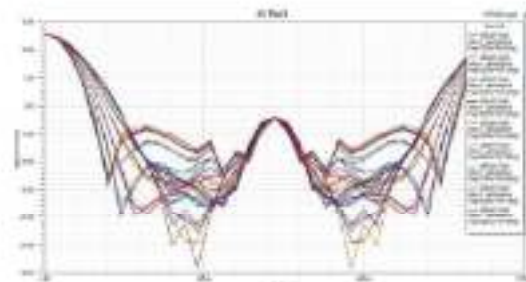


Fig. 9 Gain of antenna in 2D

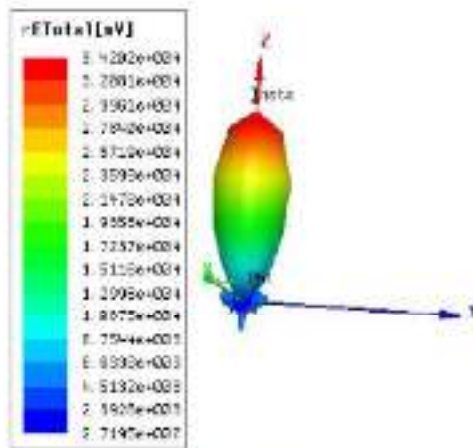


Fig. 4 Radiation pattern in 3D

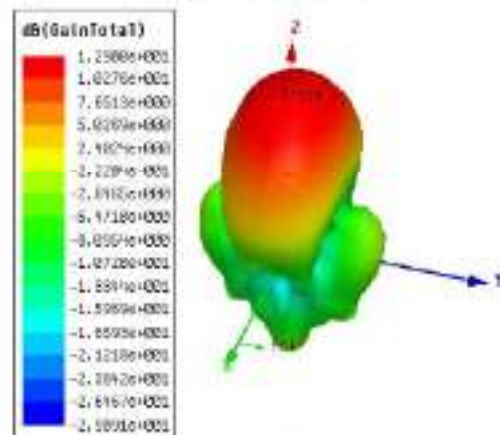


Fig. 10 Gain of antenna in 3D

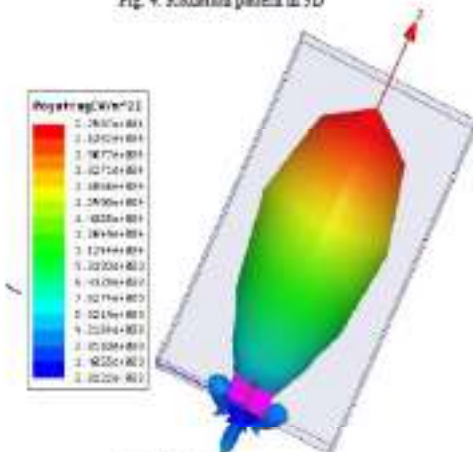


Fig. 5 Pointing vector

It can be seen from these radiation patterns that the pyramidal horn antenna has a stable radiation pattern with a

E. Application to the non-destructive testing

The designed pyramidal horn antenna is used for detection of defects in dielectric and metallic materials. This antenna is placed facing the material at a distance of a few millimeters. Two samples, one without defect and the other with a defect, will be chosen for the purpose of comparing the microwave characteristics of the antenna. The following block diagram shows the method used for this material in relation to the antenna.

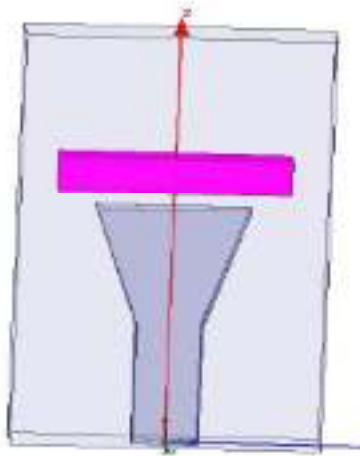
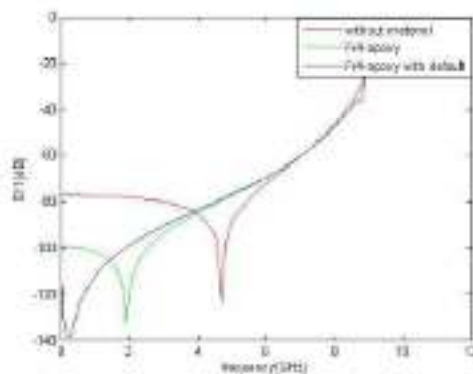
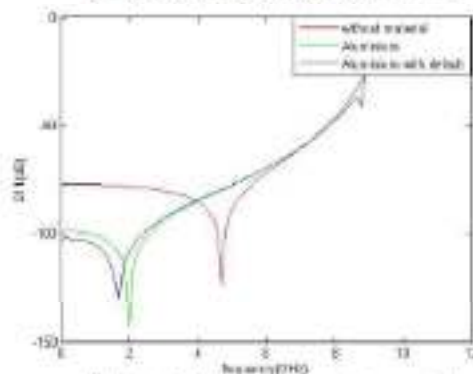


Fig. 11. 3D view of the NDT system with HPSS

Fig12 and Fig13 show the obtained results of the simulation for the four specimens: dielectric material (84-epoxy), dielectric material with defect ($1 \times 5 \times 1 \text{mm}^3$), conductive material (Aluminum) and Aluminum with defect ($1 \times 5 \times 1 \text{mm}^3$).

Fig. 12. S_{11} for different cases, dielectric materialFig. 13. S_{11} for different cases, conductive material

The simulation results in the four cases show that the default lowers the resonant frequency.

III. CONCLUSION

The main objective of this work was to give the characteristics of a waveguide fed, pyramidal horn antenna in the microwave range. The parameters of the antenna measured have made it possible to characterize this antenna. The results obtained show that at the operating frequency of 20 GHz a very low reflection coefficient is obtained which reaches -34.80 dB, a standing wave ratio very close to 1 and a higher gain reaches 12.80 dB. This confirms the adaptation of the pyramidal horn antenna to the transmission system. The simulated results verifying that the electrical properties of the pyramidal horn antenna yielded excellent impedance matching, and conformed to the design requirements.

The result obtained show that the default affects the resonance frequency and the bandwidth of the microwave system, for this purpose, the pyramidal horn antenna can be used for many applications in the field of evaluation and non destructive testing.

REFERENCES

- [1] O. Picot, "Les Antennes, Théorie, Conception Et Application". Paris, Dunod, 2009.
- [2] G. Abhigaya, B. Yogin, C. Abhinav, B. Balaji, And M. B. E. Murthy, "Design, Fabrication And Testing Of Pyramidal Horn Antenna," No. 4, Pp. 45-47, 2015.
- [3] A. Bala, O. Saini, "Optimization of Horn Antenna using various Techniques: A Review", International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Vol. 5, Issue 10, October 2016.
- [4] M. Anusua bansi, N.R. Indira, M. Pandimadevi, "Design of Pyramidal Horn Antenna for UWB Applications", International Journal of Advanced Research in computer and Electronics and Engineering, Vol. 2, Issue 7, July 2013.
- [5] L. P. S. Perera And M. A. B. Terada, "New Method For Optimum Design Of Pyramidal Horn Antennas," J. Microwaves, Optoelectron. Electromagn. Appl., Vol. 10, No. 1, Pp. 266-277, 2011.
- [6] Peadarbhya A Sunny Dayal, "Design Of X Band Pyramidal Horn Antenna." International Journal of Applied Control, Electrical and Electronics Engineering (IJACEEE) Vol 3, No 1/2, May 2015.