

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC

THÈSE PRÉSENTÉE À
L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

COMME EXIGENCE PARTIELLE
DU DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE

PAR
MAJID NDOYE

REALISATION DE CAVITÉS RÉSONANTES À BASE DE LA TECHNOLOGIE DES GUIDES
D'ONDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT POUR LA CARACTÉRISATION DE MATÉRIAU
DIÉLECTRIQUE ET LA DÉTECTION D'HUMIDITÉ, DE TEMPÉRATURE ET
DE GAZ D'HYDROGÈNE

JUILLET 2018

Université du Québec à Trois-Rivières

Service de la bibliothèque

Avertissement

L'auteur de ce mémoire ou de cette thèse a autorisé l'Université du Québec à Trois-Rivières à diffuser, à des fins non lucratives, une copie de son mémoire ou de sa thèse.

Cette diffusion n'entraîne pas une renonciation de la part de l'auteur à ses droits de propriété intellectuelle, incluant le droit d'auteur, sur ce mémoire ou cette thèse. Notamment, la reproduction ou la publication de la totalité ou d'une partie importante de ce mémoire ou de cette thèse requiert son autorisation.

UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À TROIS-RIVIÈRES

DOCTORAT EN GÉNIE ÉLECTRIQUE (PH.D.)

Programme offert par l'Université du Québec à Trois-Rivières

RÉALISATION DE CAVITÉS RÉSONANTES À BASE DE LA TECHNOLOGIE DES GUIDES
D'ONDES INTÉGRÉS AU SUBSTRAT POUR LA CARACTÉRISATION DE MATÉRIAU
DIÉLECTRIQUE ET LA DÉTECTION D'HUMIDITÉ, DE TEMPÉRATURE ET
DE GAZ D'HYDROGÈNE

PAR

MAJID NDOYE

Frédéric Domingue, directeur de recherche

Université du Québec à Trois-Rivières

Daniel Massicotte, président du jury

Université du Québec à Trois-Rivières

Dominic Deslandes, codirecteur de recherche

École de technologie Supérieure

Naimi Boubekour, évaluateur externe

Centre collégial de transfert de technologie en
télécommunications (C2T3)

Thomas Mazingue, évaluateur externe

Université Savoie-Mont-Blanc

Thèse soutenue le 22 Mai 2018

Résumé

La quête incessante de confort et de plus sécurité, dans les domaines domestiques et industriels au cours des dernières années a conduit à la prolifération remarquable de systèmes de détection environnementaux tels que : les capteurs de température, de gaz, de pression, d'humidité, ou encore de contrôle de la qualité de l'air.

D'énormes efforts ont été consentis dans le développement de capteurs environnementaux donnant naissance à une variété de solutions technologiques sur le marché telles que les capteurs chimiques, catalytiques, thermiques, optiques, infrarouges ... Cependant, cet abrupt développement des capteurs a mis en évidence des limitations de ces systèmes de détection en matière de performances, mais surtout en ce qui concerne la compétitivité des coûts.

L'une des voies privilégiées consiste à se tourner vers la réalisation de capteurs environnementaux avec pour support la technologie des micro-ondes qui pour l'heure présente les meilleurs compromis en termes de rapport performances / coûts de réalisation. Par conséquent, ce travail de doctorat présente des concepts innovants de réalisation de capteurs innovants réalisés sous la technologie des micro-ondes et dédiés à la détection environnementale. Ces dispositifs sont conçus à l'aide de structures de cavités résonantes à base de la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS).

En s'appuyant principalement sur la méthode des cavités perturbées, des modèles analytiques du comportement des champs électromagnétiques au sein d'une cavité

résonante GIS, ont pu être établis. Par la suite, une optimisation des performances de sensibilités de ces cavités résonantes GIS, via ces modèles théoriques, aura permis de meilleures conceptions et une utilisation optimale des dispositifs de détection, à des fins de caractérisation de matériau diélectrique et de détection environnementale.

Ainsi, seront développés dans cette thèse, un dispositif à cavité résonante rectangulaire intégrant un matériau diélectrique inorganique (SnO_2) pour la détection de gaz d'hydrogène, un dispositif à cavité résonante circulaire intégrant un matériau biodégradable (nanocellulose) pour la détection d'humidité, un dispositif multicouche intégrant une cavité d'air pour une très sensible détection d'humidité et un dispositif à multi cavité résonante pour la détection simultanée d'humidité et de température.

En raison de leurs designs empruntant le principe des cavités résonantes, les capteurs présenteront de hautes performances de sensibilités. Et de par leur conception sous la technologie GIS, nous aboutissons à des dispositifs de détection réalisée à très bas coût et facilement intégrable avec les circuits planaires micro-ondes.

Avant-propos

Je tiens à exprimer ma sincère gratitude au professeur Frédéric Domingue, directeur de thèse, tout d'abord pour la confiance qu'il a mise en moi en m'accueillant au sein du LMST et en me faisant l'honneur de me déléguer plusieurs responsabilités dont j'espère avoir été à la hauteur. Merci également pour ses conseils, ses critiques et soutiens financiers, qui m'ont été d'un grand apport pour l'aboutissement de ce travail.

Ma reconnaissance va également au professeur Dominic Deslandes, codirecteur de thèse, du département de génie électrique à École de Technologie Supérieure, pour sa disponibilité, ses encouragements, ses précieuses orientations, qui m'ont été d'une aide précieuse.

Ce fut un plaisir de partager, dans une bonne ambiance, les journées de travail en compagnie de tous mes collègues du laboratoire de Microsystème et Télécommunication (LMST). Je te tiens également à mettre en avant le département de Génie Électrique de l'Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR) et son équipe professionnelle et dynamique. Je remercie notamment Simon Delisle pour son dynamisme et sa disponibilité lors de mes enseignements des laboratoires de RF, François Labarre et Guy Boisclair pour leurs assistances matérielles et Nathalie Tourigny pour sa patience, son efficacité et son enthousiasme.

Je tiens également à souligner à quel point je me compte chanceux d'avoir pu poursuivre mes études doctorales à l'UQTR, j'en profite pour exprimer un vif

remerciement à tout le décanat de l'université ainsi que tous les hauts responsables son département de Génie Électrique, monsieur Daniel Massicotte, monsieur Mamadou Lamine Doumbia, monsieur Ahmed Chériti, monsieur Pierre Sicard et notre doyen des études Monsieur Adel Omar Dahmane.

Je salue toutes les entités et institutions telles que l'IRH, le SYMME, l'IMEP, le C2T3, le CIPP, ainsi que leurs personnels avec qui de dynamiques collaborations ont pu s'établir, menant à des projets et réalisations dont les résultats saisissants sont capitalisés dans cette thèse.

Enfin rien de tout cela ne serait possible sans tout l'amour et le soutien inconditionnel que m'ont témoigné tous mes proches et particulièrement ma famille. Je remercie mes frères Rahim et Abdallah et ma sœur Nadia pour leurs encouragements et leurs soutiens indéfectibles. Une pensée particulière à mon père Abdourahmane qui fut à l'origine du déclic de l'idée de parachever mes brillantes études (selon lui) avec un doctorat. Merci d'avoir toujours cru en moi et à mon potentiel de réussite. J'adresse toute mon affection à ma mère Khady pour tout l'amour qu'elle me porte, sa tendresse, ses prières, ses encouragements, qui trop souvent m'ont beaucoup aidé et guidés pendant les périodes difficiles. Merci pour votre soutien et votre confiance que la distance n'affaiblit en rien, je vous aime tous, ma famille.

Liste des tableaux

Tableau 1 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type ligne de transmission classés.....	34
Tableau 2 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type résonateur.	38
Tableau 3 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type radiomètre.....	42
Tableau 4 revue de littérature des capteurs environnementaux de type radar	46
Tableau 5 Paramètres de conception du résonateur réalisé pour la caractérisation (mm).....	89
Tableau 6 Valeurs extraites de la permittivité de la poudre de SnO ₂	90
Tableau 7 Extraction des pertes diélectriques de la poudre	90
Tableau 8 Paramètres, dimensions et propriétés des résonateurs micro-ondes conçu pour la détection d'hydrogène	92
Tableau 9 Effet de la taille de région fonctionnalisée sur la variation relative de décalage de fréquence pour SIW1, SIW2 et SIW3	95
Tableau 10 Effet de la permittivité du substrat sur la variation relative de décalage de fréquence pour SIW4 et SIW5.....	96
Tableau 11 Effet de la topologie de région fonctionnalisée sur le décalage de fréquence relatif pour SIW6 pour les modes TE ₁₀₁ et TE ₁₀₂	97
Tableau 12 Comparaison de la sensibilité entre l'étude théorique et les résultats expérimentaux	98
Tableau 13 Paramètres de conception du capteur SICCR (mm).....	108
Tableau 14. Procédés de fabrication du capteur « air-filled SIW » utilisé pour la détection de l'humidité	121
Tableau 15. Valeurs des paramètres de conception du capteur « Air-Filled » (mm)	122

Tableau 16 Comparaisons de la structure « Air-Filled » avec diverses structures micro-ondes pour la détection de l'humidité dans la littérature.....	126
Tableau 17 Valeurs des paramètres de conception du multicapteur de détection d'humidité et de température.....	135

Liste des figures

Figure 1. Propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau diélectrique	31
Figure 2. Confinement du signal EM dans une cavité résonante.....	35
Figure 3. Principe de réception du signal EM par un capteur de radiomètre.....	40
Figure 4. Principe de fonctionnement d'un capteur radar	43
Figure 5. Géométrie d'une structure GIS, avec une épaisseur du substrat: h , largeur physique du guide d'ondes: W_0 , espacement des vias: p , et diamètre des vias : d	52
Figure 6. Distribution des courants de surface pour le mode TE_{10}	53
Figure 7. Résonateur GIS à forme rectangulaires et/ou circulaire.	54
Figure 8. Propriétés électromagnétiques d'une cavité résonnante avant et après perturbation.....	61
Figure 9 (a) Concept de réalisation d'un capteur GIS à cavité résonnante perturbée	63
Figure 10. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS rectangulaire mode TE_{101}	65
Figure 11. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS circulaire mode TM_{010}	67
Figure 12. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS rectangulaire mode TE_{102}	72
Figure 13. Évolution de la sensibilité en fonction de la variation de δ et du rapport volumique pour les modes TE_{101} et TE_{102} du modèle de capteur 1 et 2.	73

Figure 14. Représentation 3-D de l'évolution de la sensibilité des capteurs 1 (TE_{101}) et 2 (TE_{102}) en fonction de δ et du ratio volumique.	74
Figure 15. XRD des échantillons de dioxyde d'étain avec différentes durées de broyage.	87
Figure 16. Images TEM des échantillons de dioxyde d'étain: a) poudre non broyée, b) poudre broyée 60 min.	88
Figure 17. Résonateur GIS et la distribution des champs E pour le mode TE_{101} du le modèle 3D.	89
Figure 18. Banc essai expérimental pour les tests environnementaux.	90
Figure 19. Banc de mesure pour test de détection d'hydrogène.	94
Figure 20 Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW1, SIW2 et SIW3 avant et après exposition à H_2	95
Figure 21. Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW4 et SIW5 avant et après exposition à H_2	96
Figure 22. Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW6 avant et après exposition à H_2	97
Figure 23. Structure de la cellulose Nanofibrillée oxydée par la réaction TEMPO.	104
Figure 24. Interactions de cellulose Nanofibrillée avec de l'eau libre.	105
Figure 25. Structure 3D du résonateur circulaire GIS.	106
Figure 26. Capteur d'humidité fabriqué à base de la technologie SICCR.	107
Figure 27. Courbe paramètres S_{11} simulés et mesurés du SICCR.	108
Figure 28. Mise en place du banc de contrôle d'humidité avec une solution salée	109
Figure 29. Décalage de la fréquence de résonance du SICCR en fonction de l'humidité relative environnemental.	111
Figure 30. Structure 3-D du capteur d'humidité à technologie cavité d'air intégré au substrat.	117
Figure 31. Paramètres de conception du capteur de l'humidité de cavité d'air intégrée au substrat.	119
Figure 32. Fabrication d'un capteur « Air-Filled SIW ».	122

Figure 33. Paramètres S_{11} simulés et mesurés du résonateur à cavité d'air intégrée au substrat.	123
Figure 34. Sensibilité de la structure proposée : (à gauche) décalage de la fréquence de résonante en fonction de la concentration d'humidité / (Droite) variation de la fréquence de résonance.	124
Figure 35. Conception du multicapteur GIS réalisée pour la détection de l'humidité et de la température.	132
Figure 36. Vue tridimensionnelle de la structure monolithique GIS à N capteur.	134
Figure 37. Multicapteurs GIS fabriqués ($N = 2$) pour la détection de la température et de l'humidité.	136
Une comparaison de paramètre S_{21} entre les résultats simulés et mesurés du multicapteur est illustrée sur la Figure 38.	136
Figure 39. Paramètre S_{21} simulé et mesuré des résonateurs couplés à la ligne de transmission GIS.	136
Figure 40. Décalage de fréquence des deux cavités R1 et R2 sous variation de température.	137
Figure 41. Décalage de fréquence des deux cavités R1 et R2 lorsqu'elles sont exposées à l'humidité	138
Figure 42. Détection simultanée de la température et de l'humidité.	139

Liste des symboles

Symboles		Unité
E	Champ électrique	V/m
H	Champ magnétique	A/m
f_r	Fréquence de résonance	GHz
ϵ_r	Permittivité relative	
μ_r	Perméabilité relative	
$\%RH$	Taux d'humidité relative	%
P	Pression de Gaz	mmHgouPsi
P_s	Pression de saturation	
S	Sensibilité	KHz / %RH
T	Température	°C
c	Vitesse de la lumière	m/s

TABLE DES MATIERES

Résumé.....	2
Avant-propos.....	4
Liste des tableaux.....	6
Liste des figures	7
Liste des symboles	10
Chapitre 1 - Introduction.....	17
1.1 Mise en contexte.....	17
1.2 Problématique de recherche	20
1.3 Les objectifs de recherche	24
1.4 Principales Contributions scientifiques	25
1.5 Organisation de la thèse.....	26
Chapitre 2 - État de l’art des capteurs environnementaux à technologies micro-ondes	29
2.1 Introduction générale.....	30
2.2 Classification des capteurs environnementaux micro-ondes.....	31
2.2.1 Les lignes de transmission	31
2.2.2 Les résonateurs.....	35
2.2.3 Les radiomètres.....	39

2.2.4 Les radars	43
2.3 Perspectives et futurs défis	47
2.4 Conclusion.....	48
Chapitre 3 - La technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats.....	50
3.1 Introduction	51
3.2 Description et fonctionnement d'un GIS.....	52
3.3 Les cavités résonantes GIS	54
3.4 Conclusion.....	56
Chapitre 4 - Méthode de caractérisation et modèles théoriques d'optimisation	
de la sensibilité des capteurs GIS	57
4.1 Introduction	58
4.2 La méthode des cavités perturbées	60
4.3 Modèles théoriques et calcul d'optimisation de la sensibilité des	
capteurs à cavité résonnante GIS basés sur la méthode des cavités	
perturbées	62
4.3.1 Principe d'opération d'un capteur à base de cavité résonnante	
- GIS	62
4.3.2 Calcul de la fréquence de résonance perturbée.....	64
4.3.3 Expression de sensibilité.....	69
4.3.4 Optimisation de la sensibilité d'un capteur à cavité GIS	73

4.4	Modèle théorique et méthode de caractérisation de matériau diélectrique à l'aide de cavités résonnantes GIS basés sur la méthode des cavités perturbées	75
4.4.1	Extraction de la constante diélectrique	76
4.4.2	Extraction des pertes diélectriques.....	77
4.4.3	Validation de la méthode	78
4.5	Conclusion	79
Chapitre 5 - Conception et réalisation d'une cavité résonnante GIS perturbée au SnO ₂ pour la détection de l'hydrogène		
5.1	Introduction	83
5.2	Conception du capteur H ₂	85
5.2.1	Préparation du matériau sensible.....	85
5.2.2	Caractérisation du matériau	89
5.2.3	Structure des dispositifs	91
5.2.4	Banc de test sous hydrogène	93
5.3	Résultats expérimentaux.....	94
5.3.1	L'effet de la taille de la région fonctionnalisée.....	94
5.3.2	L'effet de la différence permittivité relative entre le matériau sensible et le substrat	95
5.3.3	L'effet de la topologie de la région fonctionnalisée	96

5.4 Synthèse des travaux	98
5.5 Conclusion.....	99

Chapitre 6 - Conception et réalisation d'une cavité résonante GIS perturbée aux

nanofibres de cellulose pour la détection d'humidité	101
6.1 Introduction	102
6.2 Conception du capteur SICCR	104
6.2.1 Le matériau sensible	104
6.2.2 Structure du capteur	106
6.3 Validation expérimentale.....	109
6.3.1 Banc d'essai.....	109
6.3.2 Résultats expérimentaux	110
6.4 Conclusion.....	112

Chapitre 7 - Conception et réalisation de résonateurs à cavité d'air intégré au

substrat pour la détection d'humidité.....	114
7.1 Introduction	115
7.2 Topologie et conception de la structure.....	116
7.2.1 Structure du capteur	116
7.2.2 Théorie de base et principe d'exploitation.....	118
7.3 Conception et réalisation du dispositif	120
7.3.1 Procédé de fabrication de la structure	120

7.3.2 Réalisation du dispositif	121
7.4 Validation expérimentale.....	124
7.5 Comparaison et discussion	125
7.6 Conclusion.....	127
Chapitre 8 - Conception et réalisation de multicapteur à technologie GIS pour la	
détection simultanée d'humidité et de température.	129
8.1 Introduction	130
8.2 Structure du multicapteur et principe de fonctionnement	131
8.3 Conception et réalisation du dispositif	133
8.3.1 Théorie de base	133
8.3.2 Simulation et mesure du dispositif.....	135
8.4 Résultats expérimentaux.....	137
8.4.1 Détection indépendante de la température et de l'humidité.....	137
8.4.2 Détection simultanée de la température et de l'humidité.....	138
8.5 Conclusion.....	139
Chapitre 9 - Conclusions et perspectives des futurs travaux.....	
9.1 Conclusions	141
9.2 Perspectives	144
Annexe A – Sensitivity evaluation of dielectric perturbed substrate integrated	
resonators for hydrogen detection.....	162

Annexe B – Air Filled Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing.....	172
Annexe C – Substrate Integrated Circular Cavity Resonator Filled with Nano-Fibrillated Cellulose for Humidity Detection	178
Annexe D – Passive Monolithic Microwave Multisensor Based on N coupled Substrate Integrated Resonators for Environmental Detection.....	186
Annexe E – Partially-open SIW resonator for microwave characterization of particulate dielectrics: Effect of interaction with gases	191
Annexe F – Review of Environmental Detection based on Microwave technologies of Resonators, Transmission lines, Radiometers and Radars Sensors	195

Chapitre 1 - Introduction

1.1 Mise en contexte

Actuellement, avec la rapide industrialisation des pays émergents (asiatiques et sud-américains), et les préoccupations de plus en plus accentuées de nos jours sur les thèmes de l'environnement, de la sécurité et des contrôles des procédés, le marché des capteurs promet un essor encore plus spectaculaire [1] dans de nombreux secteurs d'activités économiques et plus particulièrement celui de l'environnement. Cet intérêt pour le secteur environnemental, s'explique par l'ascension fulgurante des défis visant à stimuler un meilleur contrôle des espèces gazeuses potentiellement nocives et des procédés industriels. En Avril 2014, la BBC Research estimait que le marché mondial des capteurs environnementaux devrait passer de 13,2 milliards \$ en 2014 à près de 17,6 milliards \$ en 2019, avec un taux de croissance annuel (TCAC) de 5,9% pour la période de 2014-2019 [2]. Ainsi, l'on assiste à une évolution progressive des normes environnementales et réglementations, incluant des besoins qui s'étendent notamment aux technologies de capteurs avec des caractéristiques plus performantes en termes de fiabilité, coût, simplicité d'intégration...

Suivant les domaines d'application qui sont pour la plupart du temps d'ordre résidentiel, commercial ou industriel et les besoins recherchés (mesure de la température, d'humidité, de pression, détection de gaz toxiques, de fumée, contrôle de la qualité de l'air...), une grande variété de capteurs environnementaux est proposée sur le marché.

Ceux-ci existent sous diverses technologies. Les technologies les plus fiables et les plus couramment usées sur le marché actuel sont les capteurs piézorésistifs, optiques, chimiques, thermiques, métal-oxyde...

Cependant, la plupart de ces derniers reposent sur des principes de détections complexes qui nécessitent souvent d'utiliser des procédés de fabrication en rupture totale avec les procédés classiques compatibles avec le milieu industriel [3]. Ceci entraîne l'intégration d'étapes supplémentaires dans les procédés de fabrication industrielle, engendrant conséquemment des coûts supplémentaires. Or il est de toute évidence que le coût de fabrication est un élément prédominant dans la valeur marchande du capteur complet.

En plus des difficultés liées à l'aspect financier, une autre problématique relevée au sujet des capteurs environnementaux actuels est l'écart relativement important qui peut exister en termes de performances entre les spécifications requises en technologies de capteurs [4] et les produits disponibles sur le marché. Les capteurs actuellement disponibles sur le marché ne satisfont pas toujours les critères de vitesse, de temps de réponse, de stabilité en température, de plage de détection ou encore de robustesse.

Pour pallier ces problématiques, une importante évolution voire une rupture technologique s'impose afin de répondre aux exigences croissantes de ces applications émergentes. Ainsi depuis peu, les objectifs de recherche, aussi bien académiques qu'industriels, se sont orientés vers l'aboutissement de solutions qui permettraient de couvrir aussi bien les contraintes en termes de coût, mais également en termes de performances pour un meilleur respect des spécifications.

Partant de ce fait, une des solutions les plus retentissantes présentement, est l'utilisation de la technologie micro-ondes pour la réalisation des capteurs. En effet, depuis les années 1980, l'introduction du microprocesseur dans des appareils de mesures a rendu plus simples et moins coûteux l'usage des technologies micro-ondes. Ainsi, les capteurs micro-ondes/hyperfréquences ont déjà permis la résolution de nombreux problèmes de mesure rencontrés dans le domaine des capteurs [5], grâce notamment à leurs principes d'opération simples, basés sur l'interaction entre les micro-ondes et la matière. Cette interaction peut s'exprimer sous la forme de réflexion, de réfraction, de diffusion, d'émission, d'absorption ou de changement de vitesse et de phase.

Les avantages derrière l'utilisation des capteurs micro-ondes sont nombreux et peuvent être énuméré dans la liste non exhaustive suivante :

- ⇒ De par leur principe de fonctionnement, un contact mécanique n'est pas nécessaire pour que les dispositifs micro-ondes opèrent convenablement. Ainsi, l'usage de technologies sans fil pour réaliser les mesures est assez aisé.
- ⇒ Excepté les matériaux métalliques, les ondes millimètres sont capables de pénétrer tous autres matériaux. Ceci permet de recueillir les informations liées la topologie du matériau aussi bien surfacique que volumique.
- ⇒ Pour les communications sans fil à longue portée en milieu hétérogène, les capteurs hyperfréquences sont quasiment insensibles aux obstacles environnementaux tels que les vapeurs d'eau ou la poussière contrairement à certaines technologies comme les capteurs infrarouges.

- ⇒ Les dispositifs micro-ondes présentent une bonne robustesse face aux élévations de température, contrairement à d'autres technologies de détection comme celles introduites dans les capteurs chimiques.
- ⇒ Les niveaux de puissance utilisés pour les mesures pour stimuler des capteurs hyperfréquences sont faibles et sécuritaires.
- ⇒ Les capteurs hyperfréquences ont un temps de réponse rapide.
- ⇒ Les micro-ondes ou ondes millimétriques n'influent en aucun cas sur le matériau testé.

Ainsi, les capteurs micro-ondes se distinguent du lot comme étant ceux les plus en adéquation avec les exigences requises pour les capteurs environnementaux, en termes de coûts et de performance. Dans ce contexte, l'objectif de cette thèse est d'aboutir à la réalisation de capteurs environnementaux à base de technologie micro-ondes avec des applications s'orientant à la détection de paramètres environnementaux comme l'humidité, la température ou les espèces gazeuses.

1.2 Problématique de recherche

À la différence des technologies fréquemment rencontrées sur le marché actuel des capteurs (les capteurs chimiques, catalytiques, thermiques, métal oxyde, MOS, optiques ...), les capteurs micro-ondes présentent des techniques de mesure et d'instrumentation plus triviales, avec de meilleures performances en termes de fiabilité, consommation d'énergie, de sensibilité et de prix. Ainsi, ces derniers sont plébiscités de nos jours pour la conception de système de détection environnemental et suscitent actuellement un grand intérêt aussi bien dans le milieu académique qu'industriel.

La majorité des capteurs de micro-ondes utilisent généralement une transduction de type :

- Impédancemétrie : l'élément sensible est un conducteur de type métal, électrolyte..., dans laquelle les propriétés électriques (inductance, résistance, capacité) d'un matériau sont influencées par l'interaction avec le paramètre physique environnemental à détecter (gaz, humidité, température, pression, etc.).
- Potentiométrie : l'élément sensible est un isolant de type air, polyépoxyde, céramique..., dans lequel la différence de potentiel dépend de la variation de la permittivité effective du diélectrique d'un transducteur, influencée par la présence du paramètre physique environnemental à détecter.

La fonction principale de ces types de transducteurs est de convertir la grandeur mesurée en signal électrique exploitable, ce qui nécessite l'intégration d'une alimentation électrique. Il est aussi souvent nécessaire, pour ce type de technologie, de fournir un apport d'énergie pour faciliter l'adsorption et la désorption du paramètre environnemental. Afin de pallier les difficultés liées à la limitation de ces capteurs en autonomie énergétique, de nombreux travaux de recherche se sont orientés vers les technologies passives acoustiques : SAW (Surface Acoustic Wave) [6-7], BAW (Bulk Acoustic Wave) [8] ou FBAR (Film Bulk Acoustic Resonator) [9]. Le principe de fonctionnement des technologies acoustiques se base sur la propriété élastique de matériaux piézoélectriques favorisant la propagation d'ondes acoustiques. Ainsi, une grandeur physique (température, pression, gaz ...) est transformée en une grandeur électrique (amplitude, phase, fréquence...) via la modification de la propagation d'une onde au travers d'un matériau piézoélectrique dont les propriétés

intrinsèques (température, dimension, orientations cristallines ...) sont sensibles aux paramètres physiques à détecter.

L'avantage majeur des capteurs micro-ondes acoustiques est qu'ils présentent de bonnes performances (facteurs de qualité, temps de réponse ...) grâce notamment à leur réalisation via des technologies novatrices des semi-conducteurs. Cependant, pour la plupart des systèmes semi-conducteurs, le succès dépend principalement de la disponibilité d'une technologie de pointe, la nécessité d'installer des infrastructures (salle blanche) souvent très coûteuses. Ce qui fait que la technologie des semi-conducteurs est plus adaptée à la production de masse. Outre, la disponibilité d'infrastructure adaptée pour la réalisation des dispositifs, il est à noter également que les bandes de fréquences de fonctionnement des dispositifs acoustiques sont souvent assez faibles (< 3 GHz pour les SAW) souffrant ainsi d'une faible distance d'interrogation (quelques dizaines de centimètres en général).

Par ailleurs, dans le spectre des fréquences micro-ondes, à plus hautes fréquences, nous avons les circuits utilisant les ondes radios ou radiofréquences (RF) avec une propagation de signaux qui peut s'étendre sur de très larges bandes de fréquence grâce notamment aux substrats diélectriques destinés aux hyperfréquences. Ces circuits RF (ligne microrubans, coplanaires, strip-lines...) sont pour la plupart réalisés sur support circuit imprimé appelé PCB (Printed Circuit Board). Contrairement aux semi-conducteurs, la technologie des PCB n'a pas besoin d'investissements coûteux pour la mise en place de l'environnement de travail. La technologie des PCB est largement soutenue par de nombreuses institutions à travers le monde. Ainsi, les circuits imprimés micro-ondes présentent des avantages, à faible coût, avec un processus de fabrication plus simple et mieux maîtrisé. Cependant, avec l'évolution constante et continue de la densité des pistes dans les circuits imprimés, les

interconnexions de types microrubans ou strip-lines demeurent des options viables, mais non optimales, en raison de leurs structures ouvertes et d'une susceptibilité accrue à la diaphonie et aux IEM (Interférences électromagnétiques).

Ainsi, dans une course à l'optimisation des composants hyperfréquences, ont vu le jour, une alternative dénommée les guides d'ondes intégrés dans un substrat (GIS). Les GIS sont considérés comme étant des guides d'ondes, qui peuvent être facilement mis en œuvre en utilisant les méthodes communes de fabrication de circuit imprimé (PCB) et capable d'opérer dans les futures applications ultra haute fréquence avec une excellente robustesse, pour des systèmes hautement intégrés. La technologie GIS pour les composants et les systèmes de télécommunications, a été largement démontrée dans de nombreux travaux de recherche [10-11]. Les raisons de la popularité de la technologie GIS pour les systèmes millimétriques, aussi bien dans le domaine de la recherche que celui de l'industrie, reposent principalement sur les nombreuses caractéristiques avantageuses découlant des structures réalisées à base de cette technologie notamment : des facteurs de qualité élevés, de faibles pertes d'insertion, une facilité de co-intégration avec d'autres circuits planaires... En outre, les GIS sont facilement transférables à différents types de substrat, ce qui fait de cette technologie une solution flexible à faible coût idéale pour remplacer les guides d'ondes rectangulaires traditionnels.

Par conséquent, en ce qui concerne la réalisation de quelconques dispositifs, circuits ou systèmes micro-ondes, la solution technologique GIS se présente à ce jour comme une des références en termes de performances/coût. Ceci grâce notamment à sa capacité à être substantiellement sensible aux énergies électromagnétiques et à sa technologie de

fabrication facilement intégrable dans les procédés courants de conception industrielle permettant ainsi de réduire grandement les coûts de fabrication.

1.3 Les objectifs de recherche

Récemment, l'intérêt pour l'utilisation de la technologie GIS en tant que composant micro-ondes pour des applications de détection ou de caractérisation a grandement augmenté. Dans ce registre, les structures plébiscitées pour aboutir à des dispositifs micro-ondes performants, délivrant ainsi des résultats satisfaisants, sont les cavités résonantes. En effet, les cavités résonantes sont largement préférées pour des travaux de caractérisations de propriétés électromagnétiques de matériaux magnétiques et/ou de composites diélectriques en raison de leurs grandes précisions et de leurs souplesses en ce qui concerne la disposition des échantillons à étudier. Nous pouvons citer par exemple les travaux effectués dans [12] où un dispositif résonant à technologie GIS associé à une antenne patch est conçu pour des applications potentielles dans la caractérisation et la quantification des échantillons liquides biologiques / biomédicaux en volume de microlitre. Ou encore dans [13] avec la présentation d'une nouvelle méthode de caractérisation de matériau via une structure résonateur intégré au substrat pour extraction de propriétés du matériau magnéto-diélectrique. Ainsi les travaux de ces récentes publications ont pu démontrer l'efficacité des propriétés de détection (sensibilité accrue et haute précision) des GIS pour diverses quantités physiques.

L'objectif principal de ce travail réside en la réalisation de capteurs micro-ondes pour la détection environnementale, à l'aide de structures de cavités résonantes à base de technologies GIS. Ainsi, de par leurs designs empruntant le principe des cavités résonantes, les capteurs présenteront de hautes performances de sensibilités. De même, de par leur

réalisation technologique empruntant celle des GIS, nous aboutirons à des dispositifs de détection réalisées à très bas coût et facilement intégrable avec les circuits planaires micro-ondes.

L'originalité et l'innovation de cette thèse sur la réalisation de capteurs micro-ondes à technologie GIS, résident donc dans cette idée d'association des deux aspects suivants : des structures à cavité résonante utilisée pour la détection et/ou la caractérisation et une réalisation de ces structures sous la technologie GIS. Ceci permet ainsi la mise en œuvre de systèmes de détection simples, innovants, avec une excellente sensibilité et à moindre coût.

1.4 Principales Contributions scientifiques

Les contributions scientifiques apportées par cette thèse portent essentiellement sur deux volets. Un premier volet théorique portant essentiellement sur un ensemble d'études théoriques (état de l'art des capteurs, développement de modèles mathématiques, outils et éléments d'optimisation...), aboutissant à une meilleure connaissance du comportement du champ électromagnétique au sein des cavités résonantes GIS et l'utilisation de ces derniers de façon optimale comme dispositifs de détection. Un second volet avec un aspect plus réalisations et mises en pratique, s'appuyant sur les conclusions théoriques avancées dans le premier volet, pour aboutir à la fabrication de dispositifs de détection pour l'humidité, la température, des espèces gazeuses ou d'une multidétection de paramètres environnementaux.

Ainsi nos travaux de recherche ont contribué à :

- Une revue de littérature des réalisations de capteurs micro-ondes environnementaux les plus notables, effectuées lors de cette décennie.

- Proposition d'un modèle théorique comportemental des champs et perturbations électromagnétiques dans une structure résonante GIS, s'appuyant sur la méthode des cavités perturbées.
 - Développement d'un modèle analytique de l'expression de la sensibilité des capteurs à structure résonante GIS.
 - Développement d'une méthode efficace d'estimation et de caractérisation de matériaux diélectriques aux longueurs d'ondes millimétriques.
- Réalisation de nouvelles structures innovantes de capteurs environnementaux basées sur la technologie micro-ondes des GIS
 - Réalisation de capteur d'hydrogène (intégrant de la poudre de SnO_2).
 - Réalisation de capteur d'humidité à matériau sensible (nanocellulose) biodégradable.
 - Introduction de procédés de fabrication de capteur d'humidité multicouche très sensible et sans matériau sensible.
 - Proposition d'une structure monolithique passive capable d'intégrer de multitudes de capteurs environnementaux.

1.5 Organisation de la thèse

Le chapitre 1 introduit dans sa globalité le sujet de recherche et les problématiques de recherche associées à la réalisation de capteurs à technologie micro-ondes pour la détection environnementale. L'objectif de cette thèse est d'abord, de poser les bases de l'exploitation

de la technologie micro-ondes des cavités résonantes GIS comme système de détection, puis au travers de théories de modèles mathématiques, optimiser leurs performances de sensibilité, permettant ainsi des conceptions et réalisations optimales de dispositifs micro-ondes pour la caractérisation de matériau diélectrique et la détection de divers paramètres environnementaux.

Le second chapitre est dédié à une étude de l'état de l'art des capteurs micro-ondes environnementaux couramment développés dans la recherche en détaillant, la technologie micro-ondes employée, le principe de fonctionnement de ces senseurs et leurs techniques d'utilisation comme système de détection environnementale.

Le troisième chapitre présente d'un point de vue général la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat, les différentes géométries standards des cavités résonantes GIS, leurs déploiements et leurs utilisations pour les applications de détection.

Le quatrième chapitre est consacré à une étude approfondie du comportement des champs électromagnétiques dans les cavités résonantes GIS. De cette étude, seront établies les modèles mathématiques théoriques permettant, de prédire les réponses fréquentielles des structures fonctionnalisées (ou sous état perturbé), de faire de la caractérisation de matériau diélectrique et enfin d'optimiser la sensibilité des capteurs micro-ondes GIS pour une utilisation optimale, pour les applications de détection.

Le cinquième chapitre permet, via la réalisation de capteurs pour la détection de l'hydrogène, d'aboutir à une validation pratique des conclusions théoriques avancées au chapitre quatre. Ainsi, des cavités résonantes fonctionnalisées avec de la poudre de diélectrique SnO₂, sont mises en œuvre et testées pour la détection d'hydrogène.

Les chapitres six et sept seront dédiés à la réalisation de structure de cavité résonante GIS pour des applications de détection d'humidité. Ainsi, dans un premier temps des structures à géométrie circulaire intégrant des matériaux biodégradables sensibles à l'humidité seront réalisées. Puis au chapitre sept, s'en suit la réalisation de dispositifs optimisés pour d'extrêmes sensibilités à l'humidité via une fabrication d'une structure multicouche avec une cavité d'air intégrée au substrat.

La capitalisation des conclusions des travaux des chapitres cinq, six et sept nous mène, vers la réalisation d'une structure de multicapteurs au chapitre huit. Cette structure monolithique multifonction est capable d'intégrer plusieurs cavités résonantes GIS pour la détection de plusieurs paramètres environnementaux. Dans cette thèse, nous nous limiterons à la détection simultanée de la température et de l'humidité.

Le neuvième chapitre conclura la thèse avec une synthèse générale des travaux effectués et des principaux résultats obtenus, puis les perspectives et notamment les suggestions pour de travaux futurs.

Chapitre 2 - État de l'art des capteurs environnementaux à technologies micro- ondes

Depuis peu, l'intégration des technologies à micro-ondes dans la réalisation de capteurs a connu une ascension fulgurante dans de nombreux domaines d'activités économiques particulièrement celui de l'environnement.

Ainsi, dans l'optique de bien situer nos travaux de réalisation de capteurs micro-ondes environnementaux, il est important d'avoir au préalable une vue d'ensemble de ce qui se fait en matière de détecteurs micro-ondes dans ce domaine. Ainsi, ce chapitre dresse un état de l'art des réalisations des différentes technologies de capteurs environnementaux micro-ondes lors de cette dernière décennie.

Suivant le principe d'opération et les phénomènes électromagnétiques en jeu, les capteurs micro-ondes peuvent être divisés en 4 groupes : les lignes de transmission, les résonateurs, les radiomètres et les détecteurs radar. Ainsi, le principe de fonctionnement de chacune des quatre technologies est décrit, avec une mise en avant des forces, des faiblesses et des techniques d'utilisation pour la détection environnementale.

2.1 Introduction générale

Aujourd'hui, avec les notables avancées technologiques et les désirs incessants de davantage automatisées et robotisées dans le secteur industriel, le marché des capteurs a connu une ascension fulgurante dans beaucoup de secteurs d'activités économiques, particulièrement l'aéronautique, l'automobile, le domestique, l'environnement, ... Actuellement, une des applications les plus ciblées est la réalisation de système de détection environnemental, comme des capteurs de température, d'humidité, de pression, de gaz toxique ou encore de contrôle de la qualité de l'air.

Récemment, la recherche s'est concentrée sur la conception et la réalisation de capteurs environnementaux employant la technologie des micro-ondes. En effet, les systèmes micro-ondes présentent les avantages de pouvoir facilement se déployer sous des technologies sans fil, passifs et surtout à moindre coût. Parmi les différents types de capteurs à micro-ondes existants, quatre technologies seront présentées et détaillées dans ce chapitre : les lignes de transmission (ou transmetteurs micro-ondes), les résonateurs, les radiomètres et les détecteurs radar.

Ce travail passe en revue ces quatre différentes catégories de capteurs à technologie micro-ondes régulièrement développés pour des applications de détection d'humidité, de température, de pression et de gaz. Pour chaque catégorie, seront présentés, une brève description de la technologie, un détail de leurs principes de fonctionnement et enfin les applications de ces technologies pour la détection environnementale. Pour finir, les perspectives et les défis futurs associés à ces technologies seront surlignés.

2.2 Classification des capteurs environnementaux micro-ondes

2.2.1 Les lignes de transmission

2.2.1.1 Description

Une ligne de transmission est une structure permettant de confiner et contrôler la propagation d'un signal ou une onde électromagnétique au sein d'un canal de propagation. Le canal de propagation est pour la plupart du temps, un milieu physique dépourvu de charges électriques (le diélectrique) et favorisant la transmission du signal électromagnétique d'un point x_1 à un point x_2 . Figure 1 illustre la propagation d'une onde électromagnétique dans une structure diélectrique.

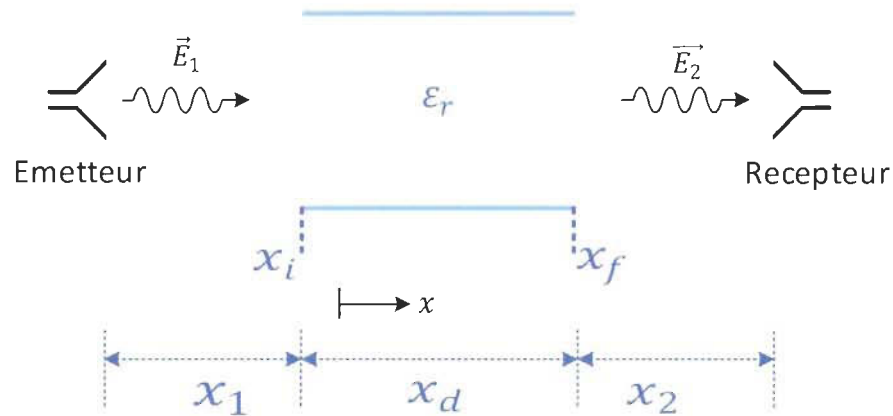


Figure 1. Propagation d'une onde électromagnétique dans un matériau diélectrique

2.2.1.2 Principe d'opération des lignes de transmission

Les lignes de transmission sont connues comme étant l'un des composants de micro-ondes les plus anciennement et les plus couramment utilisées dans les applications de détection. Leurs succès se trouvent dans la simplicité de leurs principes d'opération. Le fonctionnement d'un tel dispositif est, de nos jours assez bien maîtrisé et simple à mettre en

œuvre, afin de canaliser des ondes électromagnétiques dans un canal de propagation disposé entre les deux systèmes électroniques : l'émetteur et le récepteur du signal. Ainsi, les propriétés du signal micro-ondes comme l'atténuation ou le changement de phase causé par la présence d'éventuelle couche de diélectrique peuvent être déterminés.

La théorie est particulièrement basée sur la formule de changement de phase ci-dessous [14] :

Expression du signal d'origine avant transmission dans un diélectrique :

$$E_1 = E_0 \exp(-jk'_s x) \exp(-k''_s x) \quad (1)$$

où k_s est un facteur de propagation défini par :

$$k_s = k'_s - jk''_s = \omega\sqrt{\mu\varepsilon} = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon'_r}}{\lambda_0} \left(1 - j\frac{\varepsilon''_r}{\varepsilon'_r}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

et E_0 l'amplitude (crête à crête) de l'onde.

Expression du signal reçu après passage dans un matériau diélectrique :

$$E_2 = E_0 \exp\{-j[k'_s x_d + k_0(x - x_d)]\} \exp(-k''_s x_d) \quad (3)$$

Où k_0 est le facteur de propagation dans le vide, d'où je reçois le déphasage et l'atténuation

$$\begin{cases} \Delta\varphi = (k'_s - k_0)x_d \\ \text{and} \\ \Delta a = \exp(-k''_s \times x_d) \end{cases} \quad (4).$$

Ainsi, un échantillon sensible au paramètre physique à détecter peut-être placé dans le canal de propagation. Étant donné que le signal passe au travers le matériau sensible, un changement d'état du matériau sensible entraîne une perturbation du signal reçu au niveau de la borne de réception. Le retard accumulé pendant la transmission du signal

hyperfréquence en raison de la présence d'un facteur perturbateur constitue le principe de détection de tels dispositifs.

2.2.1.3 Application pour la détection environnementale

Suivant la nature de l'échantillon placé dans le canal de transmission et le paramètre physique à détecter, nous pouvons identifier plusieurs sortes de capteurs environnementaux de type ligne de transmission. Par exemple, les capteurs d'humidité présentés dans [17] ou le capteur de température dans [22]. Ces capteurs sont entièrement réalisés sous la technologie des lignes microruban. Souvent, bon nombre de capteurs environnementaux opérant dans la bande millimétrique, sont réalisés sous la technologie acoustique. Ainsi, pour la plupart, la structure mise en œuvre exploite les propriétés de déphasage de l'onde dans des structures dénommées des lignes à retard, comme cela a été démontré dans [20] pour un capteur d'humidité, dans [21] pour un capteur de température ou [26] pour le capteur de gaz. Les technologies à semi-conducteurs sont reconnues comme étant les plus présentes et les plus sollicitées sur le marché des capteurs, en raison de la maturité de leurs techniques de fabrication, permettant une réduction substantielle du coût de ces appareils pour la production de masse.

D'autres types de capteurs à micro-ondes de ligne de transmission existent avec des méthodes moins courantes, telles que les capteurs optiques [24-25], pour respectivement la détection de l'humidité et de la température, ou des structures déformables ou flexibles comme [16], réalisées en tant que capteur de pression tactile flexible et étirable. Cependant, ces méthodes de réalisation ne sont souvent pas bien maîtrisées et présentent des dispositifs à faibles performances de sensibilité. Tableau 1 présente une revue de littérature des

capteurs environnementaux de type ligne de transmission classés dans ce tableau suivant le type de structure, la technique de fabrication et le paramètre environnemental à détecter.

Tableau 1 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type ligne de transmission classés.

Référence	Année	Auteurs	Structure	Technique de fabrication	Paramètre environnemental
[15]	2015	N. Meyne Née Haase et al	Guide d'ondes coplanaire CPW	Micro-Fabrication	Humidité
[16]	2016	M. D'Asaro et al	Ligne à diélectrique déformable	Printed molding techniques	Pression
[17]	2012	R. Nair et al	Ligne microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité
[18]	2014	S. Balashov et al	Ligne à délai SAW	Micro-Fabrication	Humidité
[19]	2014	Y.J. Lee et al	Ligne microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Gaz
[20]	2009	R. Rimeika et al	Ligne à délai SAW	Micro-Fabrication	Humidité
[21]	2014	K. Stroganov et al	Ligne à délai SAW	Micro-Fabrication	Température
[22]	2016	J. Yao et al	Ligne microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[23]	2016	S. Manatrinon et al	Ligne coaxiale	Micro-Fabrication	Humidité
[24]	2016	S. Sikarwar et al	Transmission laser optique	Micro-Fabrication	Humidité
[25]	2017	H. Sun et al	Ligne à Fibre optique	Micro-Fabrication	Température
[26]	2007	M. Dragoman et al	Guide d'ondes coplanaire CPW	Micro-Fabrication	Gaz
[27]	2011	G. Barochi et al	Transducteur micro-ondes	Printed Circuit Board (PCB)	Gaz
[28]	2015	F. J. Herraiz-Martínez et al	Ligne à délai MIW	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[29]	2016	S. Subbaraj et al	EBG ligne microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité

Alors que la ligne de transmission est une technologie très populaire dans le domaine des micro-ondes, plusieurs limites peuvent être décrites, telles que la dépendance à l'épaisseur, à la densité ou à la dimension physique de l'échantillon. Nous pouvons

également citer la dépendance aux propriétés électriques du substrat/diélectrique, sujet aux perturbations de phénomènes environnementaux tels que l'humidité ou la température. Ainsi, dans des conditions incontrôlées, ces paramètres peuvent mener à des mesures imprécises, voire conduire à la production de résultats erronés. Peu de solutions ont été développées dans le but de compenser ces inconvénients. Cependant, les défauts liés aux limitations des couches ne peuvent être minimisés qu'en intégrant dans ces structures des modules qui pour la plupart conduisent à des réalisations très complexes. Ces modifications entraînent également une augmentation du prix des capteurs, faisant perdre par la même occasion l'avantage de faible coût de réalisation, promu par cette technologie micro-ondes.

2.2.2 Les résonateurs

2.2.2.1 Description

Un résonateur est une structure permettant d'emprisonner le signal électromagnétique (EM) dans une cavité circulaire ou rectangulaire, souvent entièrement métallique, donnant lieu à des réflexions de ces signaux au sein de l'enceinte. Ces multiples réflexions aléatoires des ondes EM créent au final un champ électromagnétique statistiquement isotrope et homogène dans la cavité résonante, ce qui donne la création de modes de résonance à certaines fréquences, en fonction de la taille de la structure. Comme le montre la Figure 2.

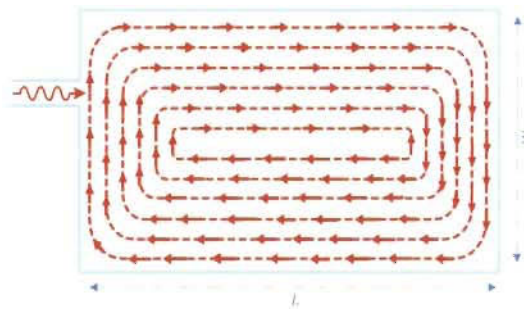


Figure 2. Confinement du signal EM dans une cavité résonante

2.2.2.2 Principe d'opération

Les résonateurs sont des structures utilisées pour différentes applications telles que la caractérisation des matériaux, la réalisation de filtres à haute performance ... Un résonateur micro-ondes peut être décrit comme étant une ligne de transmission avec des discontinuités d'impédance ouvertes (ou court-circuit). Une ligne de transmission qui peut être réalisée avec différents types de support capable de transmettre les ondes électromagnétiques, telles que des guides d'ondes creux, des lignes coaxiales, des lignes microrubans, des lignes strip-lines ... Les discontinuités d'impédance conduisent à des réflexions multiples des ondes de propagation, qui rebondissent entre les réflecteurs, stimulant ainsi l'apparition d'une fréquence de résonance. Cette fréquence de résonance dépend particulièrement de la taille du dispositif et des caractéristiques intrinsèques du milieu (propriétés diélectrique et magnétique des substrats). Les formules généralement connues pour la fréquence de résonance d'un résonateur à guide d'onde rectangulaire et circulaire sont les suivantes [30] :

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{L}\right)^2} \quad (5)$$

Où W, L et h sont respectivement la largeur, la longueur et la hauteur du résonateur de cavité rectangulaire, c la vitesse de la lumière, ϵ_r est la constante diélectrique du substrat, et m, n et p sont les modes d'indices.

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{mn}\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (6)$$

Où a est le rayon, d est la longueur de la cavité, et les valeurs ρ'_{mn} de $\rho'_{mn}\rho'_{mn}$ sont des zéros de la première dérivée du m-ième-ordre de la fonction Bessel du premier type pour un résonateur circulaire.

Un capteur de type résonateur peut être facilement réalisé en introduisant un échantillon de matériau diélectrique, avec des propriétés diélectriques proches de celui contenu dans la cavité du résonateur. Ainsi, en présence du paramètre physique à détecter, les propriétés électromagnétiques de la cavité comme la permittivité sont affectées par celle-ci, entraînant ainsi une variation de la fréquence de résonance du résonateur. Le décalage de la fréquence de résonance de la structure en présence de l'élément perturbateur, constitue le principe de détection du capteur.

2.2.2.3 Application pour la détection environnementale

Différents types de matériaux peuvent être introduits dans le résonateur pour la détection de différents paramètres environnementaux. On peut citer par exemple [42] avec l'introduction de ZnO au bas des micro-trous traversant un Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) utilisé pour la détection d'humidité.

Grâce à la technologie micro-machinée, un capteur de température a également été obtenu dans [43] avec un résonateur à ondes acoustiques de surface (SAW) sur du matériau piézoélectrique pour des mesures de température d'appareils à haute tension.

Tableau 2 présente une revue de littérature des capteurs environnementaux de type résonateur classés dans ce tableau suivant le type de structure, la technique de fabrication et le paramètre environnemental à détecter.

Tableau 2 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type résonateur.

Référence	Année	Auteurs	Structure	Technique de fabrication	Paramètre environnemental
[31]	2015	Z. Shaterian et al	Résonateur à anneau fendu (SRR)	Printed Circuit Board (PCB)	Gaz
[32]	2014	B. Kim et al	Résonateur à double anneau fendu	Printed Circuit Board (PCB)	Gaz
[33]	2017	F. Y. Kuo et al	Structure de doigt basée sur une architecture MEMS	Micro-Fabrication	Température / pression
[34]	2015	C. Arenas-Buendia et al	Guide d'ondes résonant	LTCC technique	Humidité/Liquide
[35]	2015	M. H. Zarifi and M. Daneshmand	Résonateur micro-ondes microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité/Liquide
[36]	2014	H. Cheng et al	Résonateur micro-ondes à cavité évanescente	Micro-Fabrication	Pression
[37]	2016	J. M. Boccard et al	Résonateur diélectrique monolithique sans métallisation	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[38]	2016	M. Abdolrazzaghi and M. Daneshmand	Résonateurs à double anneau non couplés	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité
[39]	2015	H. El Matbouly et al	Résonateur intégré au substrat	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité
[40]	2016	M. Ndoeye et al	Guide d'ondes intégré au substrat	Printed Circuit Board (PCB)	Gaz
[41]	2016	M. Ndoeye et al	Guide d'ondes intégré au substrat	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité / Température
[42]	2015	M. Zhang et al	Résonateur acoustique (FBAR)	Micro-Fabrication	Humidité
[43]	2015	B. Zhang et al	Résonateur SAW	Micro-Fabrication	Température
[44]	2012	X. Ren et al	Microruban résonateur à cavité cylindrique	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[45]	2008	M. M. Jatlaoui et al	Résonateur à ondes millimétriques coplanaires	Micro-Fabrication	Pression
[46]	2009	F. Picaud	Résonateur à nanotubes de carbone	Micro-Fabrication	Pression

En général, les résonateurs à micro-ondes sont rangés dans la catégorie des structures de détection les plus utilisées, principalement quand il s'agit de mesure nécessitant une haute précision. Ce sont des dispositifs qui connaissent un grand succès dans les applications de détection et/ou de caractérisations, en raison de leur haute sensibilité devant de petites variations des paramètres physiques de leurs structures. L'avantage remarquable des résonateurs micro-ondes est surtout soulevé au niveau de la polyvalence de leurs principes de mesure, leur permettant ainsi, de pouvoir être déployés de façon transversale dans plusieurs types d'applications. Reconnue pour leurs hautes précisions, dans de nombreuses situations, la technologie du résonateur est la plus précise et constitue le meilleur dispositif pour la mesure de petits objets minces. La principale limitation dont font l'objet de critique les capteurs à structures résonantes, est la nécessité de disposer d'un échantillon avec une faible perte diélectrique et la nécessité d'un positionnement optimale de celui-ci par rapport à la distribution du champ E.

2.2.3 Les radiomètres

2.2.3.1 Description

Toute matière est sujette à la loi implacable d'interaction avec les ondes EM qui nous entourent. Ainsi, tout corps physique rayonne et absorbe le rayonnement EM. Un radiomètre à micro-ondes est un système ou une structure suffisamment sensible pour détecter les ondes EM à partir d'un corps physique. Les radiomètres sont donc des structures exploitant la propriété radiative de la matière comme l'illustre la Figure 3.

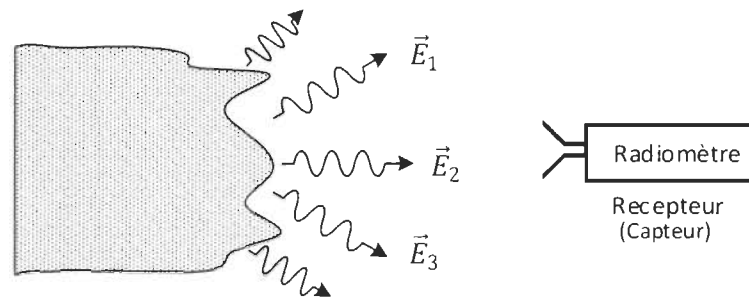


Figure 3. Principe de réception du signal EM par un capteur de radiomètre

2.2.3.2 Principe d'opération

Les radiomètres hyperfréquences ont plusieurs applications potentielles. Cependant, dans de nombreuses applications, les radiomètres micro-ondes tiennent difficilement la concurrence face aux autres structures micro-ondes classiques, en raison de la complexité de leurs principes de fonctionnement et surtout au prix élevé de leurs coûts de réalisation.

Suivant les applications ciblées, les techniques et principes de mesure de ces structures sont très variables. La technique la plus répandue est celle de la mesure du flux radiant de rayonnement électromagnétique, avec des rotors conçus à l'aide de palettes (avec un sombre et un autre lumineux) plongées dans un vide partiel, et qui sous exposition à la lumière pivotent. La vitesse engendrée suite à l'absorption de la lumière au niveau des faces noires constitue le principe de fonctionnement des capteurs de radiomètre.

Par conséquent, le principe de fonctionnement des radiomètres est basé sur la mesure de l'intensité du rayonnement émis par la matière.

La structure peut mesurer le flux radiant de rayonnement électromagnétique avec un dispositif sensible à l'intensité de rayonnement provenant de la surface de l'objet. Cette

intensité de rayonnement dépend de nombreux paramètres de l'objet exposé, tels que la température, la permittivité et la perméabilité.

À l'image des bruits de rayonnement électromagnétique émis par les charges en mouvement thermique, le rayonnement (X) peut être défini en combinant les théories de la physique quantique portant sur une charge en mouvement, les statistiques de Boltzmann et la loi de Planck pour la luminosité de la surface de l'objet [5] :

$$X = \frac{2hf^3}{c^2 \left[\exp\left(\frac{hf}{kT_p}\right) - 1 \right]} \quad (7)$$

Lorsque T_p est la température physique, h est la constante de Planck ($h = 6.626.10^{-34}$ J.s), k est la constante de Boltzmann ($k = 1.38.10^{-23}$ J / K), c la vitesse de la lumière ($c = 3.10^8$ m / s) et f est la fréquence.

Ainsi, pour réaliser un radiomètre-capteur micro-ondes, le dispositif de radiomètre doit être placé devant l'échantillon sensible au paramètre physique à détecter. Le radiomètre reçoit un signal constant dont la variation du rayonnement émis par l'échantillon dans une bande de fréquence micro-ondes peut être détectée. Cette variation du rayonnement représentera le principe de détection du système. Avec (7), nous pouvons voir que les propriétés physiques permettant la détection d'une variation sont essentiellement basées sur la permittivité, la température et la perméabilité de l'échantillon, mais aussi sur les propriétés liées à la déformation ou à l'apparence physique des k , h et f de l'échantillon.

2.2.3.1 Application pour la détection environnementale

La plupart des capteurs de radiomètre environnementaux [47, 55-56] sont conçus pour détecter la température, étant donné que dans la bande de fréquences des micro-ondes

l'intensité du rayonnement est directement proportionnelle à la température physique de l'objet et à l'émissivité. L'usage récurrent des capteurs radiométriques est pour la plupart axé sur la réalisation de réseau de capteurs environnementaux, opérant dans l'optique se concentrer leurs sensibilités autour de la détection de paramètres environnementaux tels que l'humidité [52-53] ou le gaz [54], ou les capteurs multienvironnement [49-51].

Tableau 3 présente une revue de littérature des capteurs environnementaux de type radiomètre classés dans ce tableau suivant le type de structure, la technique de fabrication et le paramètre environnemental à détecter.

Tableau 3 Revue de littérature des capteurs environnementaux de type radiomètre

Référence	Année	Auteur	Structure	Paramètre environnemental
[47]	2007	K. D. Stephan et al	Réseau d'antennes Microruban	Température
[48]	2014	P. R. Stauffer et al	Radiomètre électronique	Température
[49]	2016	R. Ware et al	Profileur radiométrique multicanal	Température, Humidité et pluie
[50]	2007	T. J. Hewison	I-D variational retrieval technique (IDVAR)	Température et Humidité
[51]	2010	D. Cimini et al	I-D variational retrieval technique (IDVAR)	Température et Humidité
[52]	2011	S. Sahoo et al	Réseau compact de radiomètres	Humidité
[53]	2006	S. Paloscia et al	AMSR-E System	Humidité
[54]	2008	Nachappa Gopalsami et al	Radiomètre multispectral à commutation de Dicke	Gaz
[55]	2016	Xiaoran Lv et al	AMSR-E System	Température
[56]	2016	Menglei Han et al	AMSR-E System	Température

Le principal avantage des radiomètres est qu'ils sont principalement passifs, en raison de leurs caractéristiques réceptivités et de leurs sensibilités en contact d'ondes électromagnétiques. Les radiomètres peuvent également être utilisés dans des endroits à conditions environnementales difficiles, où la température ou l'humidité poussée vers des valeurs extrêmes peuvent donner lieu à des imprécisions de mesures. Le principal facteur négatif des capteurs de radiomètre est que les dispositifs opèrent souvent avec des principes de fonctionnement complexes, nécessitant des conceptions coûteuses et complexes [77-86].

2.2.4 Les radars

2.2.4.1 Description

Le radar est une structure ou un système qui exploitant la propriété réfléchissante de l'onde électromagnétique en contact avec tout corps physique. Ainsi, en transmettant un signal EM, les radars peuvent évaluer les données de retour réfléchies de ce signal transmis dans un délai et une distance prédéterminés. Toute onde électromagnétique en contact avec un corps physique est soumise aux phénomènes d'absorption d'une partie de son énergie et à la réflexion de l'autre partie. Comme illustrer sur la Figure 4.

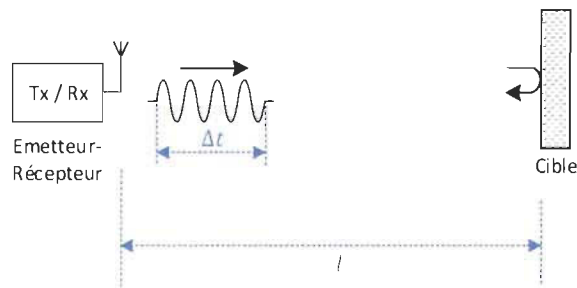


Figure 4. Principe de fonctionnement d'un capteur radar

2.2.4.2 Principe d'opération

Les capteurs radar sont des dispositifs électroniques basés sur la réflexion des signaux hyperfréquences provenant d'objets non absorbants. L'exploitation des données recueillies de la réflexion des ondes radios permet au système radar de fournir des informations sur le portrait du réflecteur en question. Généralement, les capteurs radar sont utilisés pour la mesure de la distance, du mouvement, de la position ou de la vitesse. Cependant, l'utilisation des propriétés de réflexion des ondes électromagnétiques dans le contexte du radar peut également être utilisée pour la détermination de l'information, telle que la forme, la taille et l' ϵ_r de l'objet réfléchissant. Ainsi, les radars, connus comme un système électronique maniant des ondes électromagnétiques sont composés d'un émetteur chargé d'envoyer les ondes micro-ondes et d'un récepteur orienté dans le sens que l'émetteur pour recevoir les signaux de retour, appelés Écho radar. La distance de l'émetteur à partir des objets est obtenue par le temps de trajet aller-retour de l'onde et la direction due à la position angulaire de l'antenne du récepteur et la vitesse avec le décalage de fréquence du signal de retour généré par l'effet Doppler [5].

$$\Delta t = \frac{2l}{c} \quad (8)$$

Où l est la distance et c la vitesse de la lumière.

L'utilisation des dispositifs radar comme capteur se base sur le principe de détection simple et trivial de la propriété de réflectivité des ondes électromagnétiques sur les matériaux (les conducteurs principalement). Ce principe s'appuie sur la mesure de l'amplitude et de la phase du coefficient de réflexion, provenant du signal réfléchi à la surface de l'échantillon. L'amplitude et la phase du coefficient de réflexion d'un signal sont proportionnelles aux paramètres physiques des échantillons à mesurer. Ainsi, en cas

d'altération des propriétés physiques qui change par rapport à un paramètre physique à détecter.

2.2.4.3 Application pour la détection environnementale

Les détecteurs radar sont connus pour être performants dans leurs domaines d'applications (mesure de position/vitesse), du fait que ces technologies sont rangées dans la catégorie des systèmes actifs. Par conséquent, en fonction du type d'alimentation RF, certains paramètres comme la distance d'interrogation entre le capteur et l'objet à sonder, la précision de mesure, le temps de recouvrement ... peuvent être grandement augmentés.

Ainsi, employant la technologie radar, plusieurs types de capteurs ont déjà été développés lors de cette décennie. Comme le capteur d'humidité [57] utilisant des nanofils de silicium, qui très sensibles à la variation de l'humidité de l'environnement, modifient les propriétés d'un ensemble de lignes de transmission. Pour la détection de gaz, le concept de capteurs utilisant un résonateur diélectrique fonctionnant avec des modes de murmure-galerie a été réalisé sur la technologie micro-mécanique [65]. Un concept particulier est également développé dans [66] pour la détection de pression et de gaz, avec le concept de capteur sans contact, testé dans un système de radar bistatique mmWAVE-FMCW.

Tableau 4 présente une revue de littérature des capteurs environnementaux de type radar classés dans ce tableau suivant le type de structure, la technique de fabrication et le paramètre environnemental à détecter.

Tableau 4 revue de littérature des capteurs environnementaux de type radar

References	Année	Auteurs	Structure	Technique de fabrication	Paramètre environnemental
[57]	2013	R. S. Nair et al	Groupe de lignes de transmission	Printed Circuit Board (PCB)	Humidité
[58]	2015	B. Kubina et al	Antenne Patch	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[59]	2011	E. M. Amin et al	Spirales de multirésonateurs sur ligne microruban	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[60]	2014	B. Kubina et al	2 Antenne Patch associé à des diodes	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[61]	2016	A. Vena et al	Nanofils de silicium imprimé sur résonateur	Électronique imprimée	Humidité
[62]	2014	B. Kubina et al	Antenne Patch associé à des diodes	Électronique imprimée	Température
[63]	2012	S. Bouaziz et al	Condensateur planaire à gap diélectrique	Micro-Fabrication	Température
[64]	2016	D. Henry et al	Réseau d'antennes patch	Printed Circuit Board (PCB)	Température
[65]	2010	H. Hallil et al	Résonateur diélectrique intégrant un module radar	Micro-Fabrication	Gaz
[66]	2014	C. Baer et al	Assemblage de banc de test	Assemblage mécanique	Gaz/Pression
[67]	2016	D. Hotte et al	Réseau d'antennes à guide d'onde fendu (SWAA)	Printed Circuit Board (PCB)	Pression
[68]	2010	F. Chebila, et al	Résonateur planaire à ondes millimétriques	Printed Circuit Board (PCB)	Pression

L'un des plus grands avantages des capteurs radar est leur polyvalence. Les capteurs de radar peuvent être utilisés en ondes continues ou en signaux impulsionnels. Ainsi, pour de tels dispositifs, concernant la fréquence de travail, il est possible d'opérer en mode continue ou de façon impulsive. Un autre avantage relevé pour les capteurs radar est leur capacité à travailler dans le domaine temporel. Le bémol principal de capteurs radar est, pour opérer adéquatement, la nécessité de disposer d'un module émetteur et d'un module récepteur dans le système est indispensable. Se rajoute également le caractère non passif de cette technologie de capteur.

2.3 Perspectives et futurs défis

De façon générale, le choix de la technologie micro-ondes pour la réalisation de capteurs, quel que soit le domaine d'application, est pour la plupart du temps congratulé par les spécialités du domaine des senseurs. Ceci est surtout dû, à la certitude de la commodité de déploiement de ces technologies en système sans fil (ou sans contact). Ce qui fait de ces systèmes des candidats idéaux, pour pouvoir se développer sans module d'alimentation et ainsi, éviter les complexités et les difficultés rencontrées au développement d'alimentations embarquées.

Par ailleurs, ce travail de revue de littérature des capteurs micro-ondes conçus pour des applications de détection environnementale, aura également permis de relever deux problématiques majeures concernant le déploiement de ces différentes technologies micro-ondes : les coûts de réalisation élevés et des performances limitées dans beaucoup de cas.

Afin d'optimiser les performances des capteurs hyperfréquences, leur robustesse, mais surtout réduire leurs coûts de production, la communauté scientifique s'est focalisée depuis peu, autour le développement et l'exploitation de nouvelles technologies émergentes pour la réalisation de capteurs performants et à moindres coûts. Au cours des dernières années, après l'émergence de la génération d'antenne-capteur intégrant une antenne dans leur structure [68-70], l'une des technologies de détection les plus explorées repose sur des substrats flexibles. Les dispositifs basés sur cette technologie sont généralement réalisés par impression sur des substrats flexibles comme le papier, le tissu, le plastique... ce qui les rend peu coûteux. Ce type de technologie présente également de nombreux avantages, en particulier une bonne compatibilité avec différents emballages électroniques modernes, ainsi qu'une petite taille et une flexibilité, ce qui les permet d'être utilisés pour plusieurs

applications, telles que la détection en chimie et en biologie [71-75], les dispositifs acousto-fluidiques pour l'emballage électronique compact [76], les capteurs de pression [57], les capteurs de température [77], les capteurs d'humidité [78-80] et la flexibilité piézoélectrique pour les applications portables [81].

Une autre technologie qui a été largement explorée en raison de ses multiples avantages particulièrement ses hautes performances de sensibilité dans la bande des micro-ondes (ou millimétriques), sa facile intégrabilité avec les circuits planaires micro-ondes et ses faibles coûts de production est la technologie des Guides d'ondes intégrés au substrat (GIS). Leurs procédés de fabrication à base de PCB expliquent leurs faibles coûts de fabrication. Leurs facteurs de qualité élevés, leurs tailles facilement ajustables les rendent excellents pour les applications de détection environnementale à dispositifs performants et à moindre coût. En outre, la possibilité d'intégrer une antenne au guide d'onde intégré au substrat donne une étiquette qui pourrait être avantageux à explorer pour la détection environnementale dans le cadre du réseau de capteurs [82]. La taille des capteurs GIS peut même être réduite en utilisant la technologie des ondes lentes en maintenant une bonne sensibilité [83-86].

2.4 Conclusion

Ce chapitre présente un bref état de l'art des différentes technologies micro-ondes générées au cours de la dernière décennie pour la détection environnementale. Ces dispositifs ont été regroupés en quatre catégories : les capteurs en ligne de transmission, les capteurs résonateurs, les capteurs radiométriques et les capteurs radars. Pour chaque catégorie, une brève description de la technologie est fournie, suivie d'une explication détaillée du principe de fonctionnement et pour finir une présentation de leur mode d'utilisation pour des applications de détection environnementale.

Les forces et faiblesses de chaque technologie relevée lors de l'établissement de l'état de l'art de ces quatre technologies de capteurs micro-ondes, nous ont permis de discuter dans la section « perspectives », de l'orientation des futurs défis de la communauté scientifique. Partant de cela, deux nouvelles tendances sont particulièrement à surligner : la réalisation de capteurs micro-ondes sur des substrats flexibles et la réalisation de ceux-ci sur circuits intégrés au substrat ou dispositifs à technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS).

Par conséquent, ceci a permis de poser les motivations de cette thèse, qui pour notre part, s'est tournée vers la seconde tendance, qui est celle des dispositifs à technologie GIS. Ce choix se justifie par les nombreux avantages reconnus pour les structures GIS tels que les faibles coûts de production ou encore leurs hautes performances. Ceci au détriment de la technologie des substrats flexibles qui bien étant à très bas coût de production, présente souvent de grosses lacunes et limitations en termes de performances.

Ainsi, dans le chapitre trois, nous présenterons plus en détail cette technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats en détaillant principalement leurs techniques de réalisation, leurs modes de fonctionnement, ainsi que les types de circuits micro-ondes réalisables sous cette technologie comme les lignes de transmission ou encore les résonateurs.

Chapitre 3 - La technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats

À ce jour, les dispositifs réalisés sous la technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) sont relevés dans la littérature, comme étant les composants les plus à même de répondre face aux défis de bas coûts de production et bonnes performances pour les applications de détection.

Ainsi depuis les années 2000, cette technologie des guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) se présente comme l'une des meilleures options pour la réalisation de systèmes micro-ondes, grâce notamment à ses avantages de technologie facilement intégrable avec les circuits planaires, ses hautes performances en termes de pertes d'insertion, de facteur de qualité et son accommodation à la production de masse.

Ce troisième chapitre présente d'un point de vue général les guides d'ondes intégrés au substrat, leurs techniques de fonctionnement et leurs déploiements en différentes géométries standards de cavités résonantes.

3.1 Introduction

Dans la réalisation des circuits micro-ondes et des systèmes millimétriques, les lignes microrubans, servant à la transmission du signal micro-ondes, constituent l'élément central de ces circuits planaires. Les circuits planaires sont connus pour être peu coûteux, se combinant aisément avec les circuits intégrés, mais également pour leurs fortes sensibilités aux éventuelles perturbations électromagnétiques des lignes environnantes (diaphonie) et leurs caractéristiques dispersives dans la propagation du signal.

Les guides d'ondes rectangulaires ou cylindriques ont longtemps été présentés comme étant l'une des meilleures solutions pour pallier ces difficultés. Cependant, avec la constante augmentation des demandes d'utilisation d'interconnexions large bande et de systèmes électroniques compacts, ces derniers ont vu leurs intérêts décroître progressivement, dû à leurs caractères encombrants, très coûteux et ne convenant pas à la production de masse.

C'est ainsi, qu'à vu le jour, une alternative dénommée les guides d'ondes intégrés dans un substrat (GIS), considéré comme étant des guides d'ondes, qui peuvent être facilement mis en œuvre en utilisant les méthodes communes de fabrication de circuit imprimé (PCB), capables d'intégrer les futures applications radiofréquence (RF) et ultra - haute fréquence (UHF), présentant de bons facteurs de qualité avec une bonne isolation et résistance aux perturbations électromagnétiques externes. Depuis l'introduction des GIS aux systèmes hautement intégrés, de nombreux composants RF ont été remaniés, entre autres des diviseurs de puissance, des coupleurs, diplexeurs, les filtres ou encore cavités résonantes qui auparavant étaient développés en utilisant des microrubans, strip-lines...

3.2 Description et fonctionnement d'un GIS

Les guides d'ondes intégrés au substrat (GIS) sont souvent réalisés à partir des substrats classiques (ROGERS, FR4 ...) et sont formés par deux plans conducteurs, séparés par un substrat diélectrique, avec des parois latérales constituées chacune d'une rangée de cylindres métallisés espacés avec une certaine périodicité Figure 5 Les cylindres métalliques ou vias des parois latérales sont placés avec un diamètre et une périodicité contrôlée afin de soutenir convenablement la propagation des ondes, guidées avec un minimum de pertes de rayonnement. En effet, un espace trop large risque de compromettre la propriété d'isolement de la structure GIS.

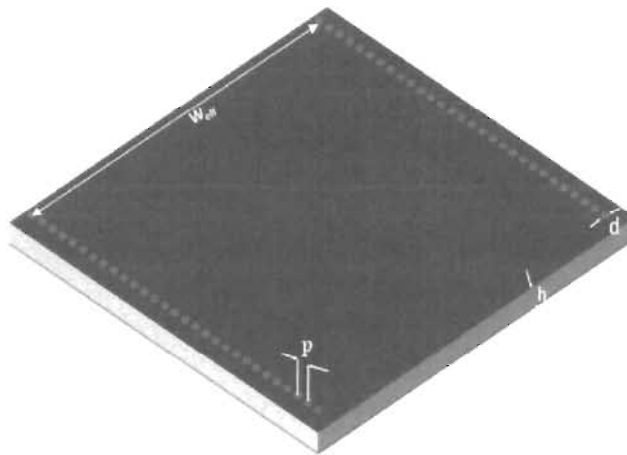


Figure 5. Géométrie d'une structure GIS, avec une épaisseur du substrat: h , largeur physique du guide d'ondes: W_0 , espacement des vias: p , et diamètre des vias : d .

La largeur de la structure GIS détermine la fréquence de coupure du mode dominant. Les modes TE (transverse électrique) n'ont pas de composantes de champ électrique dans la direction de propagation, tandis que les modes TM (transverse magnétique) n'ont pas de composantes champ magnétique dans la direction de propagation. Les modes transverses magnétiques exigent des courants de surface de paroi latérale longitudinale pour se propager. De même, les modes TE_{mn} , où $n \neq 0$, exigent des courants de surface de paroi

latérale longitudinale de propagation efficace. Comme les parois latérales sont constituées de vias métallisés par simplification, nous dirons que les vecteurs de courant de surface sont tirés par le mode dominant TE_{10} Figure 6.

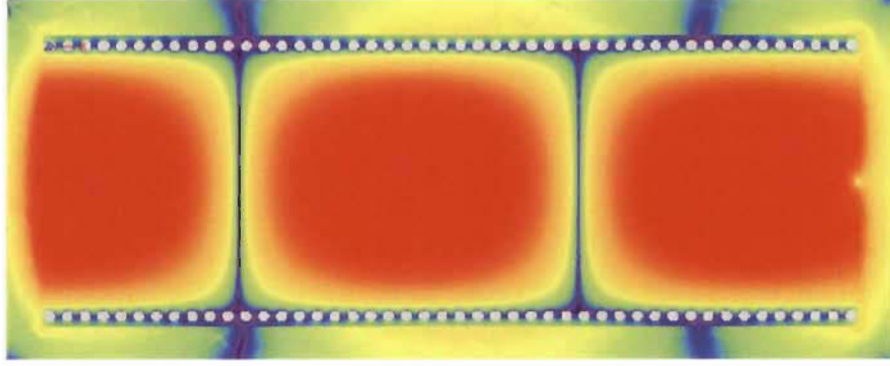


Figure 6. Distribution des courants de surface pour le mode TE_{10} .

La fréquence de coupure d'un guide d'onde rectangulaire classique contenant un diélectrique ϵ_r est donnée par (9) [30].

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2} \quad (9)$$

Où W, et L sont la largeur et la longueur du guide d'ondes, respectivement.

Dans [36], il est montré que la structure SIW présente une fréquence de résonance quasi identique à celle du guide d'ondes classique, en intégrant un facteur de correction qui tient compte du critère de la non-continuité des murs latéraux. Ainsi, f devient :

$$f_c = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (10)$$

Les dimensions L_{eff} et W_{eff} sont déterminées par le diamètre et la période de vias en utilisant l'équation [37] :

$$L_{eff} = L - \frac{d^2}{0.95}, W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95} \quad (11)$$

3.3 Les cavités résonantes GIS

Le développement des cavités résonantes à base de GIS a marqué une nouvelle ère importante dans l'ingénierie des micro-ondes. Les oscillateurs micro-ondes à tension contrôlée (VCO) nécessitent souvent un résonateur avec un bon facteur de qualité pour garantir un fonctionnement à faible bruit en haute fréquence.

La conception d'une cavité résonante a d'abord été présentée dans [87] avant d'être optimisée plus tard dans [88]. La réalisation de résonateur GIS est faite avec l'élimination d'un des ports du guide d'ondes à substrat intégré par rajout d'une rangée de vias métallisés à l'une des parois latérales. Ainsi, le nombre de demi-variations d'ondes électromagnétiques lors de la propagation du champ électrique suivant l'axe des Z est de ce fait limité. Le calcul du paramètre majeur pour une cavité résonante est la fréquence de résonance de celle-ci. Ainsi, une cavité résonante peut être de forme rectangulaire ou circulaire Figure 7.

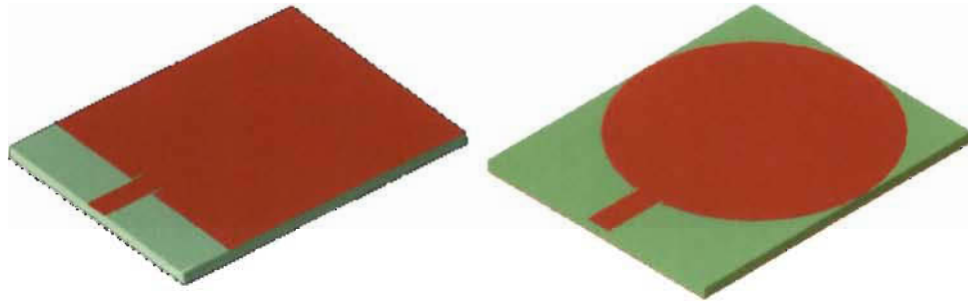


Figure 7. Résonateur GIS à forme rectangulaires et/ou circulaire.

L'équation (12) représente la fréquence de coupure pour un mode donné dans une cavité à 3 dimensions. Elle représente l'équation de la fréquence de résonance d'une cavité de

guide d'ondes rectangulaire, avec des ajustements effectués aussi bien pour la largeur que la longueur de la cavité.

$$f_{mnl} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{h}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (12)$$

$$L_{eff} = L - \frac{d^2}{0.95}, W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95}$$

Pour des structures de nature cylindrique, taillées dans notre contexte d'étude, les formules de calcul des fréquences de résonances sont les suivantes :

Pour les résonances en mode TEMn :

Pour les résonances en mode TMmn :

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2}$$

Les valeurs des coefficients P'nm et Pnm sont répertoriées dans les tableaux ci-dessous [30] :

n	P'n1	P'n2	P'n3	n	Pn1	Pn2	Pn3
0	3.832	7.016	10.174	0	2.405	5.520	8.654
1	1.841	5.331	8.536	1	3.832	7.016	10.174
2	3.054	6.706	9.970	2	5.135	8.417	11.620

3.4 Conclusion

L'introduction de la technologie GIS a permis d'ouvrir la voie vers une nouvelle vision de la conception et la réalisation des systèmes RF hautement intégrés et le remaniement de nombreux composants RF notamment les résonateurs. Les cavités résonantes bien connues pour leurs excellentes précisions en matière de caractérisations de matériaux, figurent parmi les composants micro-ondes ayant subis une révolution remarquable avec l'avènement de la technologie GIS.

De par leurs performances, les cavités résonantes GIS constituent un des candidats privilégiés pour la réalisation de système de détection à hautes performances de sensibilité. Cependant, pour parvenir à d'excellentes réalisations de telles structures, il est important d'acquérir de bonnes connaissances théoriques du fonctionnement des cavités résonantes et également une bonne maîtrise de leurs déploiements et utilisations comme système de détection.

Ainsi, dans le chapitre quatre, sera effectuée une étude détaillée des comportements des champs électromagnétiques dans les cavités résonantes GIS ainsi que leurs développements de façon optimale comme système de détection environnemental.

Chapitre 4 - Méthode de caractérisation et modèles théoriques d'optimisation de la sensibilité des capteurs GIS

Ce chapitre présente les bases d'exploitation des cavités résonnantes GIS, dont le principe d'opération est basé sur la variation de la permittivité de matériaux diélectriques, à des fins de caractérisation et de détection environnementale. Ainsi, en s'appuyant sur la méthode des cavités perturbées, des modèles analytiques permettant une fidèle interprétation du comportement du champ électromagnétique dans une cavité résonnante GIS ont été mis en place. D'une part, ces modèles permettent la détermination des propriétés électromagnétiques de matériau diélectrique à travers l'établissement d'une méthode de caractérisation. D'autre part, ces modèles développés permettent d'aboutir à une meilleure prédiction des réponses fréquentielles des structures fonctionnalisées (ou sous état perturbé), et l'optimisation de la sensibilité des cavités micro-ondes GIS pour une meilleure utilisation destinée aux applications de détection.

4.1 Introduction

Les structures à cavités résonnantes sont essentielles à la conception de composants micro-ondes/RF tels que les filtres, les diplexeurs, les oscillateurs, etc. [89-92]. Parallèlement, la méthode des perturbations pour les cavités résonnantes est largement utilisée pour l'analyse des propriétés électromagnétiques des matériaux diélectriques, des matériaux magnétiques ou encore des matériaux composites [93-94] en raison de sa souplesse, mais surtout de la précision de cette technologie. Dans une cavité résonnante perturbée, c'est-à-dire dans laquelle un échantillon de matériau a été introduit en son sein, la réponse fréquentielle est intimement liée à la taille, à la composition et à la position de l'échantillon. Ainsi, en prenant en compte ces trois différents paramètres dans l'analyse des performances de tels dispositifs, leurs sensibilités peuvent être considérablement optimisées, conduisant ainsi à une plus grande précision dans l'extraction des propriétés électromagnétiques des échantillons à analyser.

Dans cette optique de concevoir et réaliser des structures de plus en plus performantes en termes de précision, mais également limiter au mieux les facteurs coûts de production de ces derniers, une nouvelle génération de résonateurs a été mise en œuvre intégrant la technologie d'onde de guide intégrée de substrat (GIS) [10]. Ces nouvelles structures présentent les avantages d'être facilement intégrable avec les circuits plantaires, fournissant d'excellentes performances de propagation des ondes électromagnétiques avec une réalisation à très bas coût [95].

Depuis peu, les atouts découlant de l'utilisation des structures à guides d'ondes intégrés, ont poussé la recherche dans le domaine de la détection, à emprunter cette technologie pour la réalisation aussi bien de capteurs que de système de caractérisation. A

cet effet, dans de récents travaux, des structures GIS ont été appliquées, pour la première fois, dans la réalisation de capteurs GIS pour la détection de l'humidité [39]. Cependant, dans les applications de détection, la sensibilité demeure l'un des paramètres les plus critiques et à cet effet, il est impératif de considérer les différents facteurs externes ou internes susceptibles d'influencer positivement ou négativement ses performances. De même, une bonne connaissance des matériaux sensibles aux paramètres à détecter est indispensable afin de maximiser une bonne convergence entre conceptions théoriques en amont (étude analytique, simulation...) et la réalisation pratique de tels dispositifs. À ce jour, très peu d'études ont été consacrées à la discrimination de ces paramètres cruciaux, qui maîtrisés permettraient la conception et la réalisation de dispositif de détection sous leur aspect le plus optimal.

Ainsi, dans cette section, nous nous concentrons sur l'étude et l'optimisation de la sensibilité de résonateurs intégrés au substrat à cavité résonnante perturbé par un matériau diélectrique. Cette étude, basée sur une analyse pointilleuse du comportement des champs électromagnétiques dans les cavités résonnantes, permettra via l'application de la méthode de perturbation du matériau diélectrique dans un résonateur, l'établissement d'une méthode de caractérisation de matériaux diélectriques et d'un modèle analytique de l'expression de sensibilité du dispositif. La nouvelle expression théorique de la sensibilité, dont les performances dépendent des paramètres de la région fonctionnalisée, tel que le rapport volumique du matériau fonctionnel par rapport à la dimension de la cavité GIS, les propriétés des matériaux diélectriques et la topologie de la région fonctionnalisée, sera analysée afin de maximiser les performances des structures résonnantes.

4.2 La méthode des cavités perturbées

Dans l'utilisation pratique des résonateurs, il est coutumier le fait d'altérer la disposition de telles structures soit par une modification de leurs formes ou encore plus communément par l'introduction d'échantillons au sein de la cavité. Ainsi, la fréquence de résonance d'une cavité résonnante, qui étant une grandeur intrinsèque dépendant exclusivement des dimensions de la cavité des résonateurs, peut être facilement ajustée par l'introduction d'une vis (diélectrique ou métallique) en son sein. Par ailleurs, lorsqu'une cavité résonnante est perturbée, c'est-à-dire lorsqu'un objet étranger avec des propriétés de matériau distinctes est introduit dans la cavité ou lorsque la forme générale de la cavité est modifiée, les champs électromagnétiques à l'intérieur de la cavité en subissent une variation en conséquence (Figure 8). Dans certains cas, l'effet de telles perturbations sur la performance de la cavité peut être évalué en passant par des calculs et théories d'approximation. Ainsi, l'une des techniques les plus employées pour réaliser l'évaluation des quantités de champs électromagnétiques dans les cavités résonnantes perturbées est : la méthode des cavités perturbées ou méthode des perturbations de cavités résonnantes. Cette méthode des perturbations s'appuie sur l'hypothèse sous-jacente que les champs électromagnétiques à l'intérieur de la cavité après perturbation, ne diffèrent que d'une faible variation comparée aux champs originels d'avant perturbation.

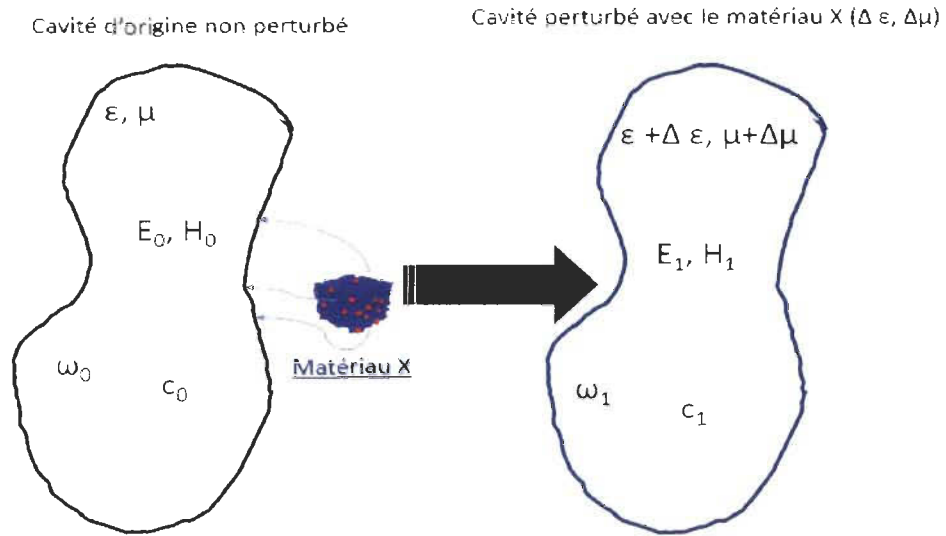


Figure 8. Propriétés électromagnétiques d'une cavité résonnante avant et après perturbation

Le comportement des champs électriques et magnétiques ainsi que leurs répartitions dans les cavités résonnantes peuvent être déterminés grâce aux équations de Maxwell. Par conséquent, il est également possible par des séries d'opérations intégrales d'évaluer les quantités de champs dans la nouvelle structure perturbée. La théorie des perturbations de la cavité repose généralement sur des formules impliquant des considérations énergétiques stockées [30].

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{- \int (\Delta \epsilon \bar{E} \cdot \bar{E}_0^* + \Delta \mu \bar{H} \cdot \bar{H}_0^*) dv}{\int (\epsilon \bar{E} \cdot \bar{E}_0^* + \mu \bar{H} \cdot \bar{H}_0^*) dv} \quad (13)$$

Pour des perturbations diélectrique $\Delta \epsilon$ et magnétique $\Delta \mu$, E , E_0 et H , H_0 étant respectivement les champs électrique et magnétique avant et après perturbation de la cavité résonnante, ϵ étant la permittivité dielectrique et μ la perméabilité magnétique.

Ainsi, en s'appuyant sur ces formules analytiques de la théorie des perturbations, il est possible à travers des applications de caractérisation par exemple, de déterminer les paramètres diélectriques et magnétiques des matériaux et divers composants du circuit micro-ondes. À noter que les techniques de mesure de la perturbation de la cavité pour la caractérisation du matériau sont utilisées dans de nombreux domaines tels que la physique des matériaux, la médecine ou encore la biologie. Il est également possible, par usage de cavités résonnantes standard, où les fréquences de résonance et les champs électromagnétiques sont bien connus, de prédire avec précision la variation de la fréquence de résonance via l'extrapolation des propriétés du matériau. Communément les deux types de cavités résonnantes standard les plus déployés sont les cavités des guides d'ondes rectangulaires et circulaires.

4.3 Modèles théoriques et calcul d'optimisation de la sensibilité des capteurs à cavité résonnante GIS basés sur la méthode des cavités perturbées

4.3.1 Principe d'opération d'un capteur à base de cavité résonnante GIS

Le principe de fonctionnement de dispositifs de détection réalisés avec la technologie des cavités résonnantes à substrat intégré est essentiellement basé sur la variation de permittivité relative d'un matériau diélectrique, introduit à l'intérieur de la cavité et sensible au paramètre physique à détecter. En entrant en contact avec le paramètre physique dont est sensible le diélectrique intégré dans la cavité du résonateur GIS, il se produit une variation de la permittivité relative du matériau diélectrique entraînant par la même occasion, une variation de la fréquence de résonance du résonateur GIS **Figure 9** (b). C'est

par ce décalage de fréquence, en présence de l'élément à détecter, qu'est établi le principe de fonctionnement du capteur GIS.

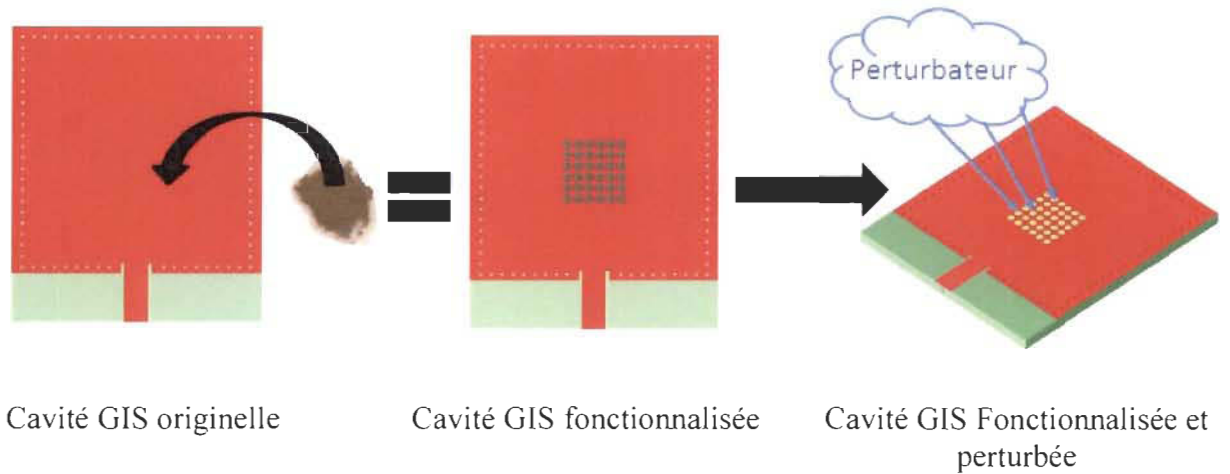


Figure 9 (a) Concept de réalisation d'un capteur GIS à cavité résonnante perturbée

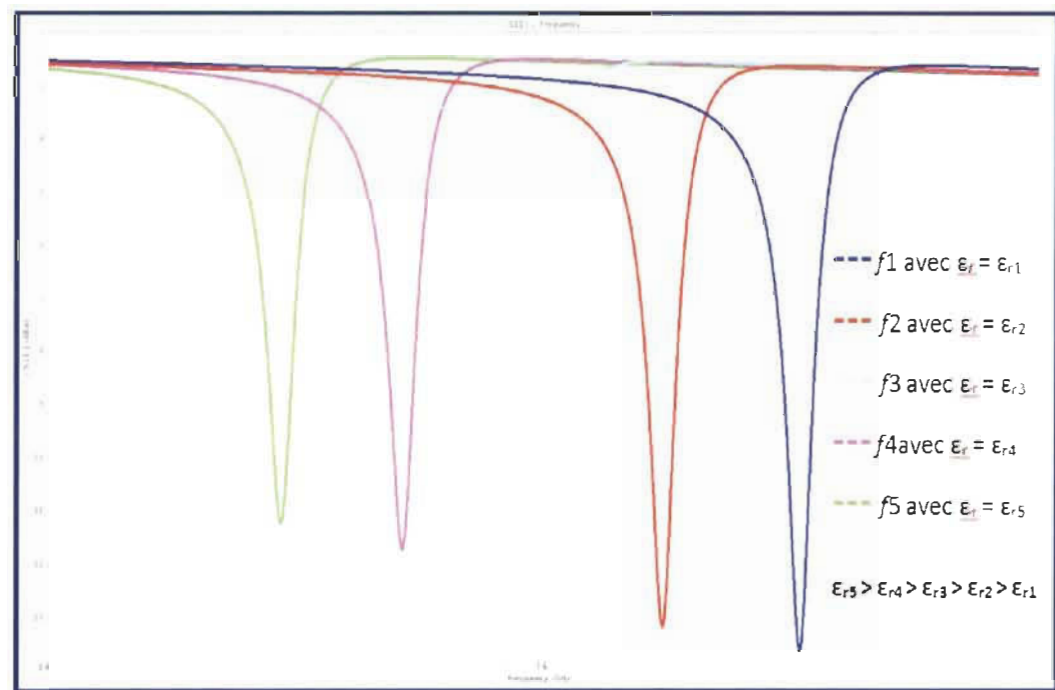


Figure 9 (b) Décalage de la fréquence de résonance en fonction de la variation de ϵ_r

Ainsi, dans notre étude, les résonateurs GIS sont utilisés comme dispositifs de détection par fonctionnalisation de la cavité résonnante du résonateur GIS, il en résulte une nouvelle structure résonnante à une fréquence de résonance différente de la structure initiale Figure 9 (a). À noter que la nouvelle fréquence de résonance de la structure GIS, dépend particulièrement de la valeur de la permittivité effective du matériau diélectrique introduit en son sein.

Ainsi, la réalisation de ces structures sous la technologie des GIS avec l'idée innovante de fonctionnaliser ces derniers en intégrant du matériau diélectrique sensible au paramètre physique environnemental à détecter, permet d'aboutir à un nouveau concept de capteur micro-ondes environnemental à haute performance de sensibilité, à très bas coût et facilement intégrable avec les circuits planaires.

4.3.2 Calcul de la fréquence de résonance perturbée

Dans cette section, la méthode des perturbations de cavités résonnantes est appliquée pour trouver la fréquence de résonance perturbée due à la fonctionnalisation de la cavité d'un résonateur GIS.

4.3.2.1 Fréquence de résonance perturbée pour une forme rectangulaire

La répartition du champ électrique dans un résonateur rectangulaire pour le mode fondamental TE_{101} est illustrée à la Figure 10.

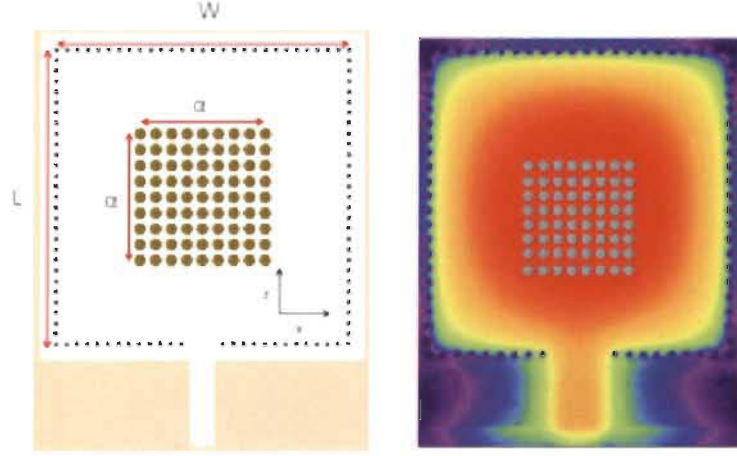


Figure 10. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS rectangulaire mode TE_{101} .

L'expression théorique de la fréquence de résonance est obtenue en fonction des paramètres de la structure GIS représentés sur la Figure 10 pour le mode TE_{101} . La technique de perturbation diélectrique [30] est utilisée pour évaluer la fréquence de résonance en fonction de la géométrie de la structure (W & L), du matériau (substrat hôte et diélectrique sensible) et du mode résonnant.

Pour les modes TE, l'expression du champ électrique non perturbé est donnée par (2) :

$$E_y = E_0 \sin \frac{m\pi x}{W} \cos \frac{n\pi y}{h} \sin \frac{p\pi z}{L} \quad (14)$$

Pour une perturbation diélectrique $\Delta\epsilon$, l'équation pour la variation de la fréquence de résonance f_{r1} est donnée par (15). À la résonance $\epsilon|E|^2 = \mu|H|^2$, et en l'absence de variation de perméabilité relative $\mu = 1$ et $\Delta\mu = 0$.

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{-\int (\Delta\epsilon |E_y|^2 + \Delta\mu |H_y|^2) dv}{\int (\epsilon |E_y|^2 + \mu |H_y|^2) dv} = \frac{-\int (\Delta\epsilon |E_y|^2) dv}{\int (2\epsilon |E_y|^2) dv} \quad (15)$$

Sur la base de la géométrie illustrée sur la Figure 10 l'expression complète de la fréquence de résonance, où $L = W$, est obtenue par la technique de perturbation :

$$\begin{aligned} \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} &\approx \frac{-\Delta\epsilon_0 E_0^2 \int_0^{\frac{W+\alpha}{2}} \int_0^{\frac{L-\alpha}{2}} \sin^2 \frac{m\pi x}{a} \cos^2 \frac{n\pi y}{b} \sin^2 \frac{p\pi z}{d} dz dy dx}{\epsilon_0 E_0^2 \int_0^W \int_0^h \int_0^L \sin^2 \frac{m\pi x}{a} \cos^2 \frac{n\pi y}{b} \sin^2 \frac{p\pi z}{d} dz dy dx} \\ \frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} &\approx \frac{-\Delta\epsilon_0 E_0^2 \left(\frac{h}{2} + \frac{h}{4m\pi} \sin 2m\pi \right) \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{W}{2p\pi} \sin \frac{p\pi\alpha}{W} \cos p\pi \right) \left(\frac{\alpha}{2} - \frac{W}{2m\pi} \sin \frac{m\pi\alpha}{W} \cos m\pi \right)}{-2\epsilon_0 E_0^2 \left(\frac{W}{2} - \frac{W}{4p\pi} \sin 2p\pi \right) \left(\frac{h}{2} - \frac{h}{4n\pi} \sin 2n\pi \right) \left(\frac{W}{2} - \frac{W}{4m\pi} \sin 2m\pi \right)} \\ f_{r1} &\approx \frac{-2f_0\Delta\epsilon}{W^2\epsilon_{r_{sub}}} \times \frac{\alpha p\pi - W \sin \frac{p\pi\alpha}{W} \cos p\pi}{(2p\pi - \sin 2p\pi)} \times \frac{\alpha m\pi - W \sin \frac{m\pi\alpha}{W} \cos m\pi}{(2m\pi - \sin 2m\pi)} + f_0 \quad (16) \end{aligned}$$

Où f_0 est la fréquence non perturbée, m, n, p sont les modes d'indices, et $\Delta\epsilon = \epsilon_{rmat} - \epsilon_{rsub}$. La variable ϵ_{rmat} est la permittivité effective du matériau sensible, qui peut être déterminée avec la théorie des milieux effectifs de Bruggeman (EMT) [96] et ϵ_{rsub} la Permittivité relative du substrat.

4.3.2.2 Fréquence de résonance perturbée pour une forme circulaire

La fréquence de résonance f_{nml} du mode TM_{nml} d'un résonateur cylindrique GIS est [30]:

$$f_{nml} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (17)$$

Où ϵ_r est la permittivité relative du substrat, c est la vitesse de la lumière, a et d sont respectivement le rayon interne et la hauteur de la cavité résonnante, ρ_{nm} est la m -ième racine de la première fonction Bessel $J_n(x)$. Les indices n, m et l sont le nombre de

variations de demi-onde dans le motif de l'onde stationnaire du mode cylindrique TM_{nml} . La fonctionnalisation de la cavité résonnante GIS avec un diélectrique sensible implique l'introduction d'un petit volume d'échantillon de diélectrique dans le substrat d'origine. L'introduction d'un matériau étranger dans la cavité du résonateur conduit à un décalage de la fréquence de résonance. L'effet de telles perturbations sur le résonateur de cavité peut être estimé. Une valeur approximative de la fréquence de résonance perturbée peut être calculée en utilisant la méthode de perturbation.

Comme le montre la Figure 11. la répartition du champ électrique pour le mode de résonance dominante TM_{010} dans le résonateur circulaire est plus intense au milieu de la structure.

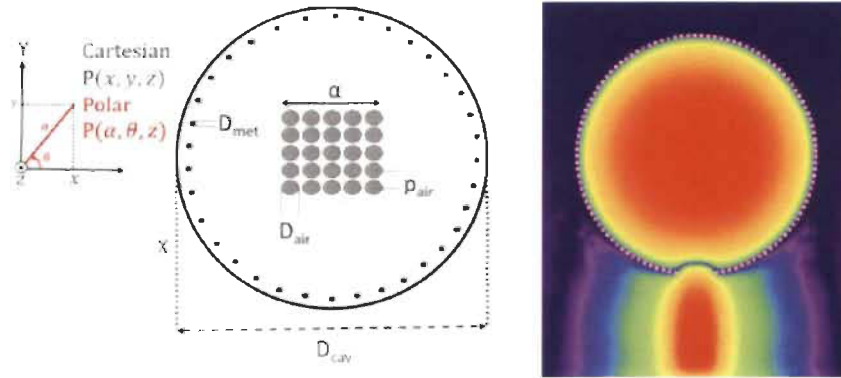


Figure 11. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS circulaire mode TM_{010} .

Pour les modes TM, le champ électrique non perturbé E_z est donné par (18) [97] :

$$E_z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\rho_{nm}}{a} \left(\left(\frac{\rho_{nm}}{a} \right)^2 + \left(\frac{n\pi}{d} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} J_n \left(\frac{\rho_{nm}}{a} \rho \right) \cos n\theta \cos \frac{l\pi z}{d} \quad (18)$$

L'expression théorique de la fréquence de résonance pour le mode TM_{010} peut être évaluée en fonction des dimensions de la structure résonnante circulaire GIS illustrées à la Figure 11.

Pour une perturbation diélectrique $\Delta\epsilon$, l'équation pour la variation de la fréquence de résonance f est donnée par (19). À la résonance $\epsilon|E|^2 = \mu|H|^2$, et en l'absence de variation de perméabilité relative $\mu = 1$ et $\Delta\mu = 0$.

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{-\Delta\epsilon_0 E_0^2 \int_0^d \int_0^{2\pi} \int_0^a \left(J_n\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\rho\right) \cdot \cos n\phi \cdot \cos \frac{p\pi}{d}z \right)^2 \rho d\rho d\phi dz}{2\epsilon_0 E_0^2 \int_0^d \int_0^{2\pi} \int_0^a \left(J_n\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\rho\right) \cdot \cos n\phi \cdot \cos \frac{p\pi}{d}z \right)^2 \rho d\rho d\phi dz}$$

$$\text{Avec } E_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\rho_{nm}}{a} \left(\left(\frac{\rho_{nm}}{a} \right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}} \quad E_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\rho_{nm}}{a} \left(\left(\frac{\rho_{nm}}{a} \right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}}.$$

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{\frac{-\Delta\epsilon_0 E_0^2 d\pi\alpha^2}{4} \left(J_n'\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\alpha\right) \right)^2 + \left(1 - \left(\frac{an}{\rho_{nm}\alpha} \right)^2 \right) \cdot \left(J_n^2\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\alpha\right) \right)}{\frac{\epsilon_0 E_0^2 d\pi\alpha^2}{2} \left(J_n'(\rho_{nm}) \right)^2 + \left(1 - \left(\frac{an}{\rho_{nm}\alpha} \right)^2 \right) \cdot \left(J_n(\rho_{nm}) \right)^2}$$

$$f = \frac{-\Delta\epsilon\alpha^2 f_0}{4\epsilon\alpha^2 (J_n'(\rho_{nm}))^2} \cdot \left(\left(J_n'\left(\frac{\rho_{nm}}{2a}\alpha\right) \right)^2 + \left(1 - \frac{4a^2 n^2}{\rho_{nm}^2 \alpha^2} \right) \left(J_n\left(\frac{\rho_{nm}}{2a}\alpha\right) \right)^2 \right) + f_0 \quad (19)$$

Où f_0 est la fréquence non perturbée, $\Delta\epsilon = \epsilon_{rmat} - \epsilon_{rsub}$, $\Delta\epsilon = \epsilon_{rmat} - \epsilon_{rsub}$. la variable ϵ_{rmat} est la permittivité effective du matériau sensible et ϵ_{rsub} est la permittivité relative du substrat. La valeur de ϵ_{rmat} est déterminée en utilisant la théorie du moyen efficace de Bruggeman (EMT) [96].

L'équation (19) représente l'expression générale de la fréquence de résonance du SICCR lorsque la région sensible est placée au centre de la cavité du résonateur. Comme illustré à

la Figure 11, cette configuration est idéale pour la distribution de champ électrique TM_{010} qui est au maximum au centre de la cavité.

4.3.3 Expression de sensibilité

Connaissant l'expression théorique de la fréquence de résonance d'une cavité résonnante GIS, par étude analytique [98], nous pouvons en déduire un modèle théorique de l'expression de la sensibilité. De l'expression du modèle théorique de la sensibilité, il sera facilement possible de ressortir les paramètres jugés comme étant les plus influents sur la sensibilité de ces structures. L'identification des paramètres influents sur le modèle de sensibilité, permettra au final de dégager les règles et préceptes de conception à considérer, afin d'optimiser ce modèle et ainsi parvenir à une utilisation optimale de ces dispositifs comme capteurs environnementaux. Cette étude sera centralisée uniquement pour les dispositifs de forme rectangulaire, étant donnée la similitude de la démarche pour la forme circulaire.

Pour notre cas d'étude particulier qui consiste à comparer l'influence de paramètres ou variables (géométrie, permittivité, mode ...) sur la sortie de notre système (décalage de fréquence de résonance), l'expression de la sensibilité la plus adéquate est celle fournie par [96]. Ainsi, nous définirons la sensibilité S_x^F par la variation relative d'une fonction F (donc $\Delta F / F$) à une variation relative d'une variable x ($\Delta x / x$) comme illustré en (20).

$$S_x^F \approx \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \frac{\left[\frac{\Delta F}{F} \right]}{\left[\frac{\Delta x}{x} \right]} = \frac{x}{F} \cdot \frac{\Delta F}{\Delta x} = \frac{d \ln(F)}{d \ln(x)} \rightarrow S_x^F \approx \frac{\partial F}{\partial x} \cdot \frac{x}{F}$$

(20)

En remplaçant F par la fréquence de résonance théorique obtenue dans les équations (16) et x par ε_{mat} , comme le montre l'équation (20), l'expression théorique de la sensibilité S_1 d'un capteur à cavité GIS par rapport à la permittivité relative du matériel introduit donne :

$$S_{\varepsilon_{mat}}^f \approx \frac{\varepsilon_{mat}}{f} \cdot \frac{\partial f}{\partial \varepsilon_{mat}},$$

$$S_1 \approx \frac{-\left(\alpha p \pi - W \sin \frac{p \pi \alpha}{W} \cdot \cos p \pi\right) \times \left(\alpha m \pi - W \sin \frac{m \pi \alpha}{W} \cdot \cos m \pi\right)}{(2 m p \pi^2 W^2 \varepsilon_{r_{sub}})} \cdot f_0 \cdot \frac{\varepsilon_{mat}}{f_{r_1}}$$

$$S_1 \approx \frac{\varepsilon_{mat}}{\Delta \varepsilon - \frac{2 m p \pi^2 W^2 \varepsilon_{r_{sub}}}{\left(\alpha p \pi - W \sin \frac{p \pi \alpha}{W} \cdot \cos p \pi\right) \times \left(\alpha m \pi - W \sin \frac{m \pi \alpha}{W} \cdot \cos m \pi\right)}}$$

(21)

Ainsi, de l'expression (21), nous pouvons relever comme paramètres influant sur l'expression de la sensibilité :

- Les variables relatives aux dimensions de la structure à savoir la taille de la région fonctionnalisée α et la largeur de la cavité W . Ces deux variables peuvent être présentées dans l'expression de la sensibilité sous la forme d'un ratio volumique s'exprimant comme suit $X = \frac{\alpha}{W}$.
- Les variables relatives aux permittivités dans la structure résonnante à savoir la permittivité effective du matériau ε_{mat} et la permittivité relative du substrat du $\varepsilon_{r_{sub}}$. Ces deux variables peuvent être présentées dans l'expression de la sensibilité sous la forme d'un rapport s'exprimant comme suit $\delta = \frac{\varepsilon_{mat}}{\varepsilon_{sub}}$.

- La variable reliée au mode de fonctionnement du dispositif résonnant à savoir les indices m, n et p du mode de résonance.

Ainsi la nouvelle formule du modèle de sensibilité s'intitule comme suit :

$$S_1 \approx \frac{\delta}{\Delta\epsilon - \frac{2mp\pi^2}{(Xp\pi - \sin p\pi X \cdot \cos p\pi) \times (Xm\pi - \sin m\pi X \cdot \cos m\pi)}} \quad (22)$$

Afin de pouvoir explorer les voies d'optimisation relatives aux paramètres de résonance des structures résonnantes GIS, l'expression générale de la fréquence de résonance pour une structure à région fonctionnalisée disposée sur une topologie différente, va être développée.

L'équation (16) est l'expression générale de la fréquence de résonance dans le cas où la région sensible occupe le centre du résonateur. Cette configuration convient à la distribution de champ électrique TE_{101} , où le champ maximum est centré dans la cavité.

Pour les modes résonnants plus élevés, la région fonctionnalisée doit être alignée avec les maximums du champ électrique afin de garantir une meilleure interaction avec le diélectrique sensible. Dans le cas du mode TE_{102} , la répartition du champ électrique ainsi que la représentation géométrique de celui-ci sont présentées sur la Figure 12. Pour cette telle configuration, la disposition du matériau sensible dans les deux régions où le champ électrique est maximum permet d'aboutir à une interaction maximale entre le champ électrique et la région fonctionnalisée.

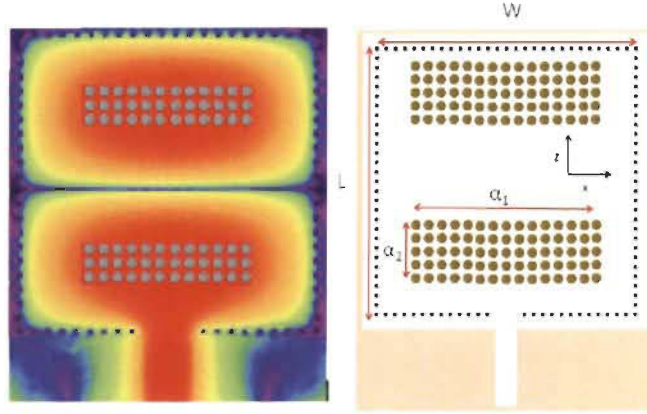


Figure 12. Répartition du champ électrique dans une cavité résonnante GIS rectangulaire mode TE_{102} .

En utilisant la méthode de perturbation, l'expression de la fréquence de résonance f_{r2} pour le pour le cas du mode TE_{102} nous obtenons :

$$f_{r2} \approx \frac{-f_0 \Delta \epsilon}{W^2 \epsilon_{r_{sub}}} \times \frac{\alpha_2 p \pi - W \sin \frac{p \pi \alpha_2}{W} \cdot \cos \frac{p \pi}{2}}{(2p \pi - \sin 2p \pi)} \times \frac{\alpha_1 m \pi - W \sin \frac{m \pi \alpha_1}{W}}{(2m \pi - \sin 2m \pi)} + f_0. \quad (23)$$

L'équation (23) donne l'expression générale de la fréquence de résonance pour le mode TE_{102} où la région sensible est décentralisée. Ainsi, on en déduit par la même démarche pour la structure à région fonctionnalisée centrée, le modèle de sensibilité S_2 pour la topologie de la région décentralisée.

$$S_2 \approx \frac{\delta}{\Delta \epsilon - \frac{m p \pi^2 W^2}{\left(\alpha_2 p \pi - W \sin \frac{p \pi \alpha_2}{W} \cdot \cos \frac{p \pi}{2} \right) \times \left(\alpha_1 m \pi - W \sin \frac{m \pi \alpha_1}{W} \right)}} \quad (24)$$

Les équations (22) et (24) sont les expressions générales de la sensibilité pour les topologies centralisées nommées capteur 1 et décentralisée nommé capteur 2. De (22) et (24), il est possible d'observer l'évolution du comportement de la sensibilité par rapport

aux paramètres de dimensions (W, α), des matériaux ($\epsilon_{mat}, \epsilon_{sub}$) et les modes résonnants (m, n, p).

4.3.4 Optimisation de la sensibilité d'un capteur à cavité GIS

Dans cette section, la variation de sensibilité est étudiée par rapport à plusieurs variables. La Figure 13 montre une comparaison entre le mode TE_{101} et le mode TE_{102} pour le capteur 1 en faisant varier le rapport de diélectrique δ entre trois valeurs et le rapport volume de zéro à un. La même comparaison est faite dans le cas du capteur 2, où la région fonctionnalisée est décentralisée 5.

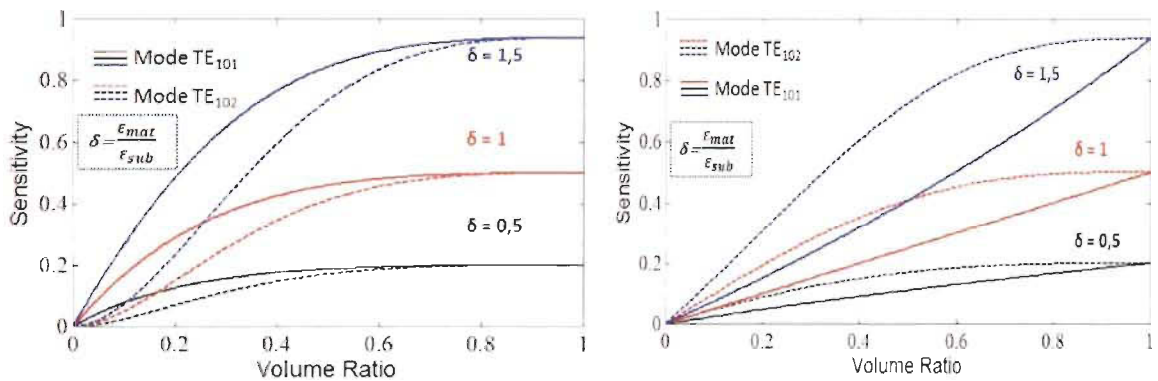


Figure 13. Évolution de la sensibilité en fonction de la variation de δ et du rapport volumique pour les modes TE_{101} et TE_{102} du modèle de capteur 1 et 2.

Pour une valeur fixe de rapport de permittivité de matériau (δ constante), nous constatons que pour les deux cas de capteurs (capteur 1 & capteur 2), une augmentation du volume de la région fonctionnalisée entraîne une augmentation la sensibilité des dispositifs. De même, une augmentation du ratio de permittivité ($\delta = \epsilon_{mat}/\epsilon_{sub}$) à une valeur de fraction volumique fixe a un effet favorable sur la sensibilité des capteurs. Cela s'explique par le fait que les champs électriques se concentrent dans les régions où est concentré le matériau sensible (permittivité diélectrique plus élevée), ce qui a trait à augmenter l'effet absorbant du

matériau. Pour l'effet de la topologie de la région fonctionnalisée, nous pouvons affirmer que la disposition des sections de volume de matériau sensible doit être effectivement judicieusement placée suivant le mode de résonance à exploiter. Étant donné que chaque mode a une distribution de champ électrique différente, comme le montre Figure 12 et Figure 10, différentes topologies sont nécessaires pour maximiser l'exposition du matériau sensible au champ électrique et donc maximiser la sensibilité. Dans ce cas de figure, nous constatons que, le capteur 1 présente une meilleure sensibilité pour le mode TE_{101} par rapport au mode TE_{102} , et la tendance est inversée pour le capteur 2.

Il est à noter que les courbes de sensibilité sont asymptotiques et que la sensibilité maximale est atteinte à environ 75% du volume total de la cavité, il n'est donc pas nécessaire de remplir toute la cavité avec un matériau sensible afin d'obtenir de bons résultats.

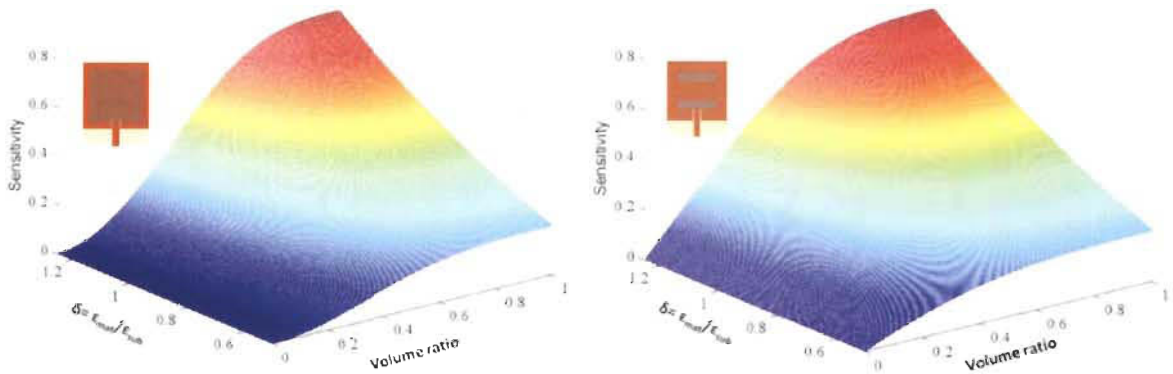


Figure 14. Représentation 3-D de l'évolution de la sensibilité des capteurs 1 (TE_{101}) et 2 (TE_{102}) en fonction de δ et du ratio volumique.

Les résultats ci-dessus peuvent être résumés dans une surface tridimensionnelle, comme le montre la Figure 14. Les axes horizontaux représentent respectivement la fraction volumique et le rapport de permittivité du matériau diélectrique fonctionnalisé. La

représentation tridimensionnelle peut être utilisée comme outil d'optimisation compacte pour la conception du capteur. Ainsi, pour une meilleure sensibilité, le rapport de volume et le rapport δ doivent être aussi élevés que possible, comme le montre la Figure 14.

4.4 Modèle théorique et méthode de caractérisation de matériau diélectrique à l'aide de cavités résonnantes GIS basés sur la méthode des cavités perturbées

La caractérisation par la technologie des micro-ondes de matériau diélectrique est devenue depuis peu, un outil puissant pour contrôler et produire de nouvelles variétés de matériaux avancés. À cet égard, plusieurs méthodes ont déjà été suggérées pour évaluer la constante diélectrique complexe de matériau utilisé dans divers domaines tels que les industries pharmaceutiques, le traitement biochimique, la nanotechnologie, les processus électroniques imprimés, etc. [99-100]. Malgré les avancées techniques remarquables dans ce domaine, la caractérisation demeure toutefois, un thème qui suscite vigoureusement l'intérêt de la recherche, aussi bien dans le domaine académique qu'industriel. Les méthodes reconnues comme étant les plus matures et maîtrisées sont celles basées sur les lignes de transmission et les résonateurs. À noter que, bien qu'il soit limité en termes de gamme de fréquences, la technique de perturbation de résonance est considérée comme la plus précise pour les mesures diélectriques [101].

En passant par la conception d'un résonateur GIS nous sommes assurés de réaliser un dispositif hyperfréquence ou à ondes millimétriques de haut facteur de qualité et à haute performance d'une sensibilité. Capitalisant sur la performance de ces concepts, une méthode de mesure peut être développée pour la caractérisation de matériaux diélectrique, basée sur la méthode des perturbations de cavité résonnante et le développement des

équations générales du modèle de mélange diélectrique. Ainsi, l'effet de l'environnement sur les propriétés diélectriques complexes des matériaux peut être évalué, permettant par la même occasion, de déterminer les constantes diélectriques réelles et imaginaires, en fonction de la perturbation de la fréquence de résonance mesurée (f_r) et du facteur de qualité (Q).

4.4.1 Extraction de la constante diélectrique

L'équation pour la variation de la fréquence de résonance due à une perturbation matérielle est donnée dans (1). Le calcul de (4), en fonction des paramètres géométriques de la structure W , de la région fonctionnalisée α et du mode de résonance qui pour ce cas-ci est le mode TE_{101} nous donne (Fig.1) :

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} \approx \frac{-\Delta\epsilon \left(\alpha\pi + W \sin \frac{\pi\alpha}{W} \right)^2}{-2\epsilon_0 W^2 \pi^2} \quad (25)$$

Dans (25), nous définirons $\Delta\epsilon = \epsilon_{\text{eff},p} - \epsilon_{\text{eff},i}$ avec $\epsilon_{\text{eff},p}$ et $\epsilon_{\text{eff},i}$ sont respectivement, la permittivité effective dans la région fonctionnalisée avec des trous vides et la permittivité effective de cette région en présence d'un matériau diélectrique. La valeur de $\epsilon_{\text{eff},i}$ est estimée à l'aide de la formule de Bruggeman [102]:

$$(1 - v_1) \frac{\epsilon_{\text{sub}} - \epsilon_{\text{eff},i}}{\epsilon_{\text{sub}} + \epsilon_{\text{eff},i}} + v_1 \frac{1 - \epsilon_{\text{eff},i}}{1 + \epsilon_{\text{eff},i}} = 0 \quad \text{avec } v_1 = \frac{nr^2\pi h}{\alpha^2 h} = \frac{nr^2\pi}{\alpha^2} \quad (26)$$

Où r est le rayon d'un trou rempli d'air dans la zone perturbée, h et ϵ_{sub} sont l'épaisseur et la permittivité relative du substrat, et v_1 est la fraction volumique du total de n trous par rapport au volume de la zone délimitée par α . À partir des fréquences de résonance mesurées, f_0 et f_r correspondant respectivement à un dispositif perturbé avec des trous d'air et un dispositif remplis de matériaux sensibles, il est possible de déterminer $\epsilon_{\text{eff},p}$ à partir de

(25). Puis, en utilisant [102] encore une fois, la permittivité relative du matériau peut être déduite de $\varepsilon_{eff,p}$ comme suit:

$$(1 - v_1) \frac{\varepsilon_{eff,i} - \varepsilon_{eff,p}}{\varepsilon_{eff,i} + \varepsilon_{eff,p}} + v_1 \frac{\varepsilon_{mat} - \varepsilon_{eff,p}}{\varepsilon_{mat} + \varepsilon_{eff,p}} = 0$$

$$\varepsilon_{mat} = \frac{v_1(\varepsilon_{eff,i} + \varepsilon_{eff,p}) + (v_1 - 1)(\varepsilon_{eff,i} - \varepsilon_{eff,p})}{v_1(\varepsilon_{eff,i} + \varepsilon_{eff,p}) - (v_1 - 1)(\varepsilon_{eff,i} - \varepsilon_{eff,p})} \quad (27)$$

4.4.2 Extraction des pertes diélectriques

Trois principaux mécanismes de pertes contribuent au facteur de qualité du résonateur GIS [103] : les pertes diélectriques, les pertes conductrices et les pertes par rayonnement. L'expression du Q-factor Q déchargé s'écrit :

$$\frac{1}{\Delta Q_u} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (28)$$

Q_c représente les pertes du conducteur, Q_r est lié à la densité de la métallisation et à la présence de trous dans la région fonctionnalisée du dispositif et enfin Q_d est lié aux pertes diélectriques [30]. Si l'on considère $Q_{u,i}$ et $Q_{u,p}$, les facteurs de qualité du même résonateur avec des trous d'air et à trous remplis de matériaux diélectriques sensibles, nous pouvons en déduire (29) :

$$\frac{1}{\Delta Q_u} = \frac{1}{Q_{u,p}} + \frac{1}{Q_{u,i}} = \tan \delta_{d,p} - \tan \delta_{d,i}, \quad (29)$$

en considérant que les deux structures ont les pertes par conduction et par rayonnement identiques.

Pour la structure de résonateur GIS partiellement ouvert, les pertes diélectriques peuvent être subdivisées en deux parties : les pertes diélectriques du substrat ($\tan \delta_{sub}$) et

celles de la région perturbée ($\tan \delta_{eff}$) qui comprennent la contribution des pertes diélectriques du substrat, de l'air et du matériau diélectrique à l'intérieur des trous. Selon le modèle de mélange général utilisé pour les relations tangentes de perte diélectrique des composites [104], toutes les pertes diélectriques du résonateur peuvent être exprimées comme suit :

$$\tan \delta_d = v_2 \tan \delta_{eff} + (1 - v_2) \tan \delta_{sub} \quad (30)$$

Par conséquent, à partir de (29) et (30), les pertes diélectriques effectives de la région perturbée sont :

$$\tan \delta_{eff,p} = \frac{1}{v_2} \times \frac{1}{\Delta Q_u} + \tan \delta_{eff,i} \quad \text{avec } v_2 = \frac{\alpha^2 h}{W^2 h} = \frac{\alpha^2}{W^2}, \quad (31)$$

Où v_2 est la fraction volumique de la surface α^2 de la région fonctionnalisée, $\tan \delta_{mat}$ et $\tan \delta_{sub}$ sont des pertes diélectriques du matériau sensible et du substrat. À partir du modèle de mélange général, on peut estimer les pertes diélectriques de la région perturbée remplie d'air ($\tan \delta_{eff,i}$) et les pertes diélectriques ($\tan \delta_{mat}$) du matériau à l'intérieur des trous :

$$\tan \delta_{mat} = \frac{\tan \delta_{eff,p} - (1 - v_1) \tan \delta_{eff,i}}{v_1}. \quad (32)$$

4.4.3 Validation de la méthode

La validation de la méthode pourra être réalisée par extraction de valeurs de permittivité de matériaux diélectriques et en comparant les valeurs extraites avec les valeurs prédites de l'équation de mélange Landau et Lifshitz (LLL) [105]. L'équation de Landau-Lifshitz Looyenga (LLL), connu comme étant un modèle analytique permettant de décrire

l'évolution dans le temps du magnétisme de particules solides, en fonction de la masse volumique théorique [106] et de la permittivité massive [107] de chaque matière :

$$\varepsilon_b = \left[\frac{((\varepsilon_a)^{1/3} - 1)\rho_b}{\rho_a} + 1 \right]^3, \quad (33)$$

Où ε_a est la permittivité complexe du mélange d'air-particules à une densité donnée ρ_a , et ε_b est la permittivité du mélange à une densité ρ_b différente. Le but étant de retrouver des valeurs de constante diélectrique les plus proches possibles de celles prédites par l'équation du mélange LLL.

En ce qui concerne la détermination du facteur de qualité chargé, la méthode employée dans ce travail est décrite dans [108] et est basée sur une formulation du facteur de qualité Q utilisant la modification de la réactance du circuit résonnant avec la fréquence. Le facteur Q déchargé Q_u a été dérivé de Q_L en utilisant la relation suivante :

$$Q_u = Q_L(1 + \beta) \quad \text{avec} \quad \beta = \frac{S_{110}}{1 - S_{110}}, \quad (34)$$

Où β est le facteur de couplage et S_{110} est la quantité réelle représentant le coefficient de réflexion à la fréquence de résonance.

4.5 Conclusion

Les résultats montrent qu'une augmentation de la région fonctionnalisée à l'intérieur du résonateur de cavité augmente la sensibilité du capteur. La sensibilité du résonateur GIS est également améliorée lorsque la permittivité du substrat est inférieure à la permittivité du matériau sensible. Le rapport $\delta = \frac{\varepsilon_{mat}}{\varepsilon_{sub}}$ doit alors être le plus élevé possible pour obtenir la meilleure sensibilité du capteur. Un autre paramètre clé

influençant la performance de la sensibilité dans le résonateur GIS est la topologie de la région fonctionnalisée. Une meilleure sensibilité peut être obtenue avec le résonateur GIS lorsque la région fonctionnalisée est placée où le champ E est situé selon la répartition électromagnétique des différents modes. Ainsi, l'amélioration de la sensibilité dans les capteurs GIS peut nécessiter la séparation de la région fonctionnalisée en une, deux ou quatre parties suivant la fréquence de résonance de travail (TE_{101} , TE_{102} ou TE_{202}).

En ce qui concerne la méthode de caractérisation de matériau diélectrique, cette dernière est particulièrement basée sur la méthode des perturbations de cavités résonnantes, permettant une extraction de la permittivité relative des matériaux diélectriques intégrés dans la région fonctionnalisée des cavités résonnantes GIS. Les valeurs de permittivité extraites se présentant également sous une forme complexe sont validées, par estimation théorique, de calculs basés sur l'équation de mélange diélectrique Landau et Lifshitz, Looyenga (LLL). La méthode développée permet également la prédiction des pertes générales engendrées par les matériaux dispersifs et les conducteurs du résonateur GIS. La précision et la répétabilité de la méthode de caractérisation résident sur le soin apporté au travail de conservation de la même densité de poudre entre les différentes manipulations.

Au final, l'étude théorique exposée le long de ce chapitre, nous aura permis d'une part d'obtenir de développer un modèle analytique de la sensibilité d'une cavité résonnante GIS perturbée. Ce qui permettra au niveau conception, d'avoir une meilleure prédiction des réponses fréquentielles des structures fonctionnalisées (ou sous état perturbé) et l'optimisation de la sensibilité des cavités micro-ondes GIS. D'autre part, cette étude aura aussi permis le développement d'une méthode de caractérisation pour les matériaux diélectriques à intégrer dans les dispositifs de détection. Avoir une connaissance, des

paramètres caractéristiques d'un matériau tient son utilité essentielle dans les travaux de simulation en amont en vue de la réalisation des dispositifs à fonctionnaliser.

Pour les chapitres à venir, ces méthodes seront mises à profit pour une meilleure utilisation de cavités résonnantes GIS perturbées, destinées aux applications de détection. Ceci permettra d'aboutir à la mise en œuvre de capteurs environnementaux avec différentes géométries de structures (rectangulaires/circulaires), différents types de matériaux pour la détection de différents paramètres environnementaux (humidité/gaz).

Chapitre 5 - Conception et réalisation d'une cavité résonnante GIS perturbée au SnO₂ pour la détection de l'hydrogène

Ce chapitre présente une étude expérimentale de structures à cavité résonnante rectangulaire conçues avec la technologie des guides d'ondes intégrés aux substrats (GIS), pour la détection du gaz d'hydrogène. L'objectif de cette section de la thèse est d'une part d'aboutir à la réalisation de capteurs d'hydrogène sous la technologie GIS. D'autre part, de valider l'étude théorique avancée au chapitre 4, évaluant les aspects d'optimisation de la sensibilité d'un capteur à cavité résonnante GIS. Ainsi, pour ce faire, différentes topologies de capteurs GIS, opérant dans une bande de fréquence comprise entre 4GHz et 6GHz ont été fabriquées. Ces différentes structures sont par la suite fonctionnalisées avec de la micro-poudre d'oxyde d'étain (SnO₂), connu pour être un matériau diélectrique sensible au gaz d'hydrogène, puis testées expérimentalement sous hydrogène.

5.1 Introduction

La consommation mondiale de combustible fossile tel que le pétrole, le gaz et le charbon connaît depuis les années 2000 de grandes incertitudes concernant les réserves limitées et l'inévitable déclin de leurs productions mondiales. D'ailleurs, il est aujourd'hui admis que ce siècle verra la fin de la consommation des énergies fossiles. Ainsi, il est important non seulement de trouver de nouvelles sources d'alimentation les différentes technologies mondiales qui connaissent une croissance fulgurante, mais également de tenir compte de la consommation électrique mondiale qui devrait doubler d'ici 2050 d'après la Commission Européenne.

L'un des carburants les plus prometteurs est l'hydrogène, souvent présenté comme la meilleure façon de stocker de l'énergie (chaleur ou électricité). L'hydrogène se présente comme étant le gaz le plus léger et abondant de l'univers. Outre les propriétés de stockage d'énergie, on retrouve l'utilisation de l'hydrogène dans plusieurs domaines d'activités économiques tels que les véhicules à combustion interne, les carburants pour l'exploration spatiale, les industries chimiques (synthèse de l'ammoniac et synthèse de composés hydrogénés) et pétrochimiques (réduction du dioxyde de soufre (SO_2) et raffinage des hydrocarbures).

Cependant, l'hydrogène est également connu pour être un gaz extrêmement inflammable avec une plage d'explosivités très étendues comprises entre 4% et 75% en volume. Étant, d'une très grande légèreté, inodore et incolore sa présence passe facilement inaperçue, ce qui peut entraîner des risques d'accumulation du gaz dans les faux plafonds ou des espaces confinés en hauteur. Ainsi, un mélange de dihydrogène avec de l'air peut très facilement entraîner des situations d'explosion très dangereuses notamment dans les

domaines tels que l'exploitation minière ou encore les laboratoires de recherches sur l'hydrogène ou de gaz dangereux...

Dans le marché actuel des capteurs, il existe bien des capteurs dédiés à la détection du gaz d'hydrogène, cependant à l'instar des problématiques touchant les capteurs environnementaux, ces derniers souffrent également de valeurs de prix trop élevés et de niveaux de performance laissant à désirer.

Ainsi, l'objectif est de concevoir et réaliser un capteur d'hydrogène qui, de par sa technologie et ses performances permettrait de pallier les problématiques de coûts et de performances fréquemment rencontrés dans ce domaine. Le dispositif de capteur proposé est une structure à cavité résonnante GIS à forme rectangulaire et intégrant au sein de sa cavité un matériau diélectrique sensible à l'hydrogène en l'occurrence de la micro-poudre de SnO₂. Les avantages de la technologie de guide d'ondes intégrée au substrat (GIS) ont été largement démontrés dans de nombreux documents de recherche pour les composants et les systèmes de télécommunications [10-11], [88], [95]. Les avantages tels que la technologie à faible coût, le facteur de qualité élevé, la faible perte d'insertion, la capacité de haute puissance et la co-intégration avec d'autres circuits planaires sont les raisons de la compétitivité de la technologie GIS pour les applications de communication et de détection.

Ce travail met en œuvre la conception et la réalisation de capteurs d'hydrogène à base de cavité résonnante GIS. La procédure de la préparation de la poudre diélectrique SnO₂ ainsi que la caractérisation de celle-ci sont détaillées. Différentes topologies de la structure du capteur sont réalisées permettant la validation des hypothèses théoriques avancées au chapitre 4. Pour finir, des tests expérimentaux sont réalisés afin d'étudier l'impact sur la sensibilité des paramètres comme : le rapport volumique (du matériau fonctionnel) par

rapport à la dimension de la cavité GIS, les propriétés des matériaux diélectriques et la topologie de la région fonctionnalisée.

5.2 Conception du capteur H₂

5.2.1 Préparation du matériau sensible

L'oxyde d'étain (SnO₂) est un semi-conducteur de type n qui a connu de nombreuses recherches et développements depuis plus de quatre décennies [109] en raison de ses applications technologiques telles que la détection de gaz [110-112], comme matériau anodique dans les batteries au lithium rechargeables [113], les glaçures en céramique [114], etc. L'oxyde d'étain est le choix dominant pour les détecteurs de gaz à l'état solide dans divers milieux en raison de ses caractéristiques avantageuses, telles qu'une grande sensibilité à divers gaz oxydants et réducteurs, son faible coût, sa simplicité de fabrication, etc. La grande majorité de ces capteurs sont basés sur la variation de la conductivité électrique de l'oxyde d'étain, avant l'adsorption des espèces gazeuses.

Dans ce travail, nous nous intéressons aux variations de la permittivité relative de poudre de SnO₂ en présence d'une faible concentration d'hydrogène ($\leq 2\%$ dans l'air) à température ambiante. Afin de développer le diélectrique sensible à l'hydrogène, nous nous sommes procurés de poudres de SnO₂ commerciale, qui par la suite est transformée pour garantir une bonne sensibilité de cette dernière au gaz d'hydrogène. La poudre de SnO₂ commerciale utilisée est d'Alfa Aesar, avec une pureté de 99,9% et avec une taille de grain initiale comprise entre 1 et 10 μm de diamètre (selon les données du fournisseur). Ainsi, la poudre a été broyée à l'intérieur d'un creuset en acier, à l'aide d'un vibro-mill 8000M Spex CertiPrep pendant une durée d'une heure, avec un rapport de masse entre la poudre et les

billes de fraisage en acier de 1:10. Après l'étape de broyage, aucun traitement post-recuit n'a été appliqué à la poudre broyée qui a été utilisée telle quelle pour les expériences qui seront présentées ultérieurement. Une analyse structurale a été effectuée afin de déterminer l'effet du broyage sur les propriétés de la poudre. L'analyse par diffraction des rayons X (XRD) a été effectuée pour révéler la structure cristallographique des poudres (initiales et broyées). Ceci a été effectué dans le mode de balayage θ - 2θ en utilisant un diffractomètre Bruker D8 Focus avec un rayonnement filtré Cu K α 1 ($\lambda = 1.5406 \text{ \AA}$).

La morphologie de surface des échantillons de grains a été caractérisée en utilisant un microscope électronique à transmission CM-12 de Philips (TEM). Les échantillons ont été préparés en déposant une goutte des dispersions de dioxyde d'étain sur les grilles de TEM qui ont été séchées dans des conditions ambiantes. Aucun des échantillons TEM n'a été fritté. L'évolution des surfaces spécifiques a été déterminée par la méthode Nitrogen BET (Brunauer-Emmett-Teller) avec ASAP2020 surface et analyseur de porosité. La Figure 15 montre les résultats de l'analyse XRD. De toute évidence, la poudre de SnO₂ reste polycristalline, avec les mêmes paramètres de réseau, même s'il est broyé.

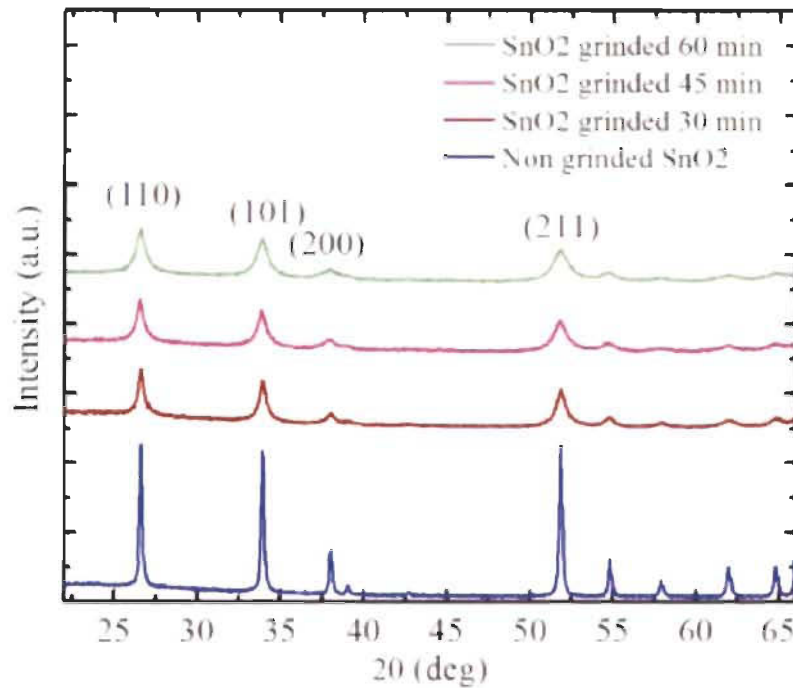


Figure 15. XRD des échantillons de dioxyde d'étain avec différentes durées de broyage.

D'après les résultats XRD, la taille moyenne des cristallites a été estimée pour les poudres non broyées et les poudres à une heure, en utilisant l'équation de Scherrer [115]. Le processus de broyage a induit une diminution de la taille des cristallites de 500 Å (poudre non broyée) à 94 Å (poudre broyée d'une heure). Comme l'ont révélé les résultats de l'analyse TEM (Figure 16), la taille et la forme des grains ont été affectées par le processus de broyage. En raison de l'énergie mécanique élevée du procédé de fraisage à billes, les grains de la poudre grenillée ont une forme plus quasi sphérique et une taille réduite par rapport à la poudre non broyée qui présentent des grains plus grands et plus angulaires avec une surface plus nette et plus lisse.

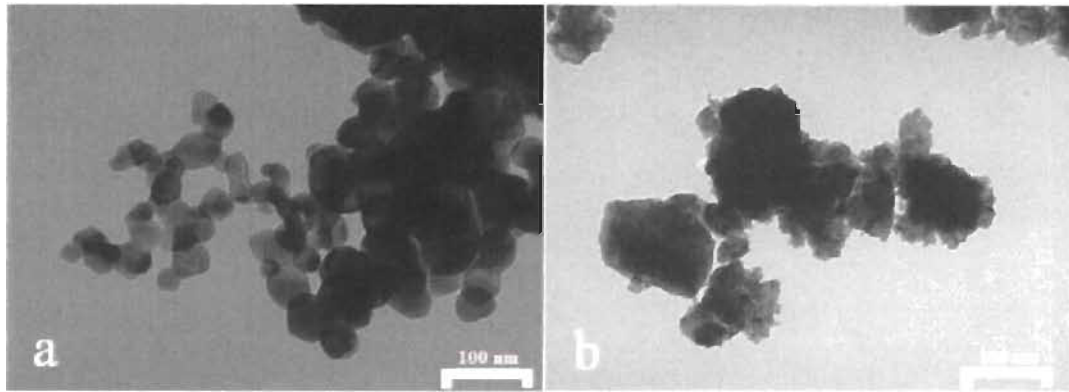


Figure 16. Images TEM des échantillons de dioxyde d'étain: a) poudre non broyée, b) poudre broyée 60 min.

Les résultats de l'analyse par la méthode Nitrogen BET montrent une augmentation de la surface spécifique de la poudre SnO_2 avec un processus de broyage, de $3 \text{ m}^2 / \text{g}$ (poudre non broyée) à $11,48 \text{ m}^2 / \text{g}$ (poudre broyée de 60 min). Ce résultat est cohérent, car il existe une formation de nouvelles surfaces lorsque des particules sont brisées pendant le broyage.

En conclusion, nous constatons que contrairement à la poudre commerciale initiale, l'échantillon SnO_2 traité mécaniquement montre une sensibilité capacitive à la présence d'hydrogène. Ce résultat est lié à la différence de propriétés structurales des deux poudres. La sensibilité de la poudre broyée peut être expliquée comme un effet à la fois de l'augmentation de la surface spécifique des particules et de la présence à ces surfaces de défauts microstructuraux qui agissent comme des sites d'adsorption. De plus, il est largement démontré dans la littérature que la diminution de la taille de cristalline SnO_2 peut considérablement améliorer la sensibilité du capteur [116-118]. La tendance de nos résultats en termes de dépendance à la sensibilité sur la taille des cristallites est cohérente avec cette démonstration.

5.2.2 Caractérisation du matériau

Afin de caractériser la poudre de SnO₂ broyée, le résonateur GIS opérant à 2.5 GHz (Figure 17), dont les dimensions sont présentées dans la Tableau 5, a été conçu et optimisé sous un simulateur électromagnétique 3D (EMPro).

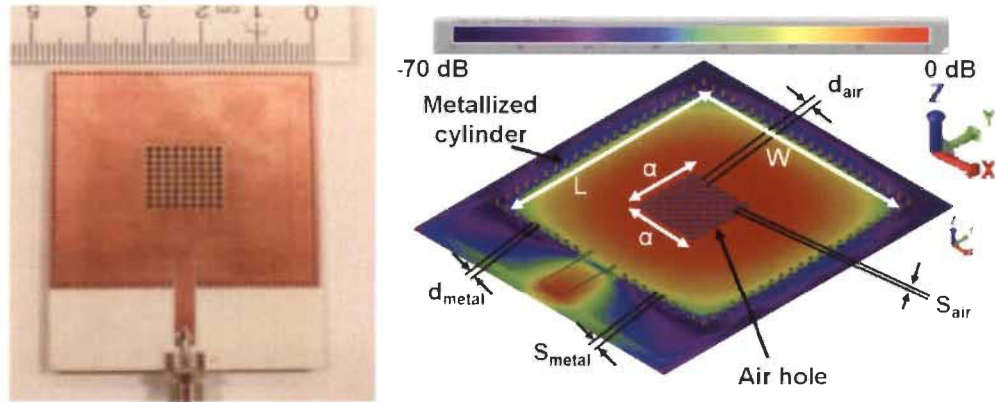


Figure 17. Résonateur GIS et la distribution des champs E pour le mode TE₁₀₁ du modèle 3D.

Tableau 5 Paramètres de conception du résonateur réalisé pour la caractérisation (mm)

W=L	d _{metal}	d _{air}	S _{metal}	S _{air}	n	α
45	0.5	1.2	1	0.3	9×9	13

Le résonateur, représenté sur la Figure 17, a été réalisé à l'aide du substrat Roger RO3004C ($\epsilon_r = 3.55$, $h = 1.524$ mm, $\tan \delta = 0.002$).

La poudre broyée de SnO₂ a été testée à température ambiante sous hydrogène. La configuration expérimentale de cette étude est illustrée à la Figure 18. Le résonateur à région fonctionnalisée trouée est rempli du matériau à tester et placé dans le banc d'essai. Des concentrations différentes d'hydrogène sont obtenues en diluant avec de l'azote, une source de H₂ (2% dans l'air).

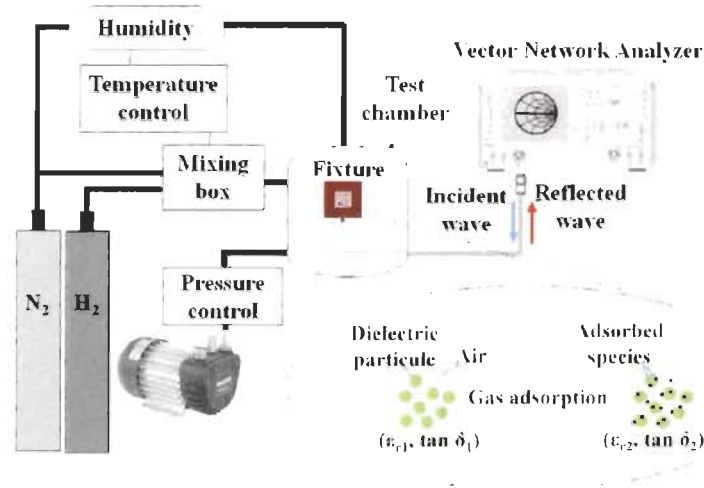


Figure 18. Banc essai expérimental pour les tests environnementaux.

Avec cette configuration, il est possible en contrôlant l'environnement d'essai (température, humidité et pression constante) et en exposant le dispositif à différentes concentrations d'hydrogène, de recueillir les décalages de fréquence de la cavité résonnante GIS. En utilisant (27) et (31), nous en déduisons les valeurs de permittivité relative du matériau sensible (poudre de SnO₂) dans la région fonctionnalisée Tableau 6 et les pertes diélectriques du dispositif de détection Tableau 7.

Tableau 6 Valeurs extraites de la permittivité de la poudre de SnO₂

Matériau dans les trous	Fréquence f_0 (GHz)	$\epsilon_{\text{eff},i}$	ϵ_r	$\epsilon_r(\text{LLL})$
Air	2.65	1.82	2.88	2.9
SnO ₂	2.56	2.23		

Tableau 7 Extraction des pertes diélectriques de la poudre

Matériau dans les trous	Q	$\tan \delta_{\text{eff}}$
Air	225	0.00095
SnO ₂	57	0.15

Ainsi, la constante diélectrique hyperfréquence dans l'air, de la poudre SnO₂ broyée avec une densité de 1,8 g / cm³ a été estimée à $2,9 \pm 0,2$. En utilisant l'équation de Landau et Lifshitz, Looyenga (LLL) [98], la densité bulk de la poudre de SnO₂ (6,95 g / cm³), la permittivité extraite de la poudre de SnO₂ et sa densité, nous avons pu déterminer la permittivité relative bulk de la poudre de SnO₂. Le résultat $\epsilon_{r,bulk} = 17,5 \pm 3$ à 4 GHz qui est une valeur acceptable, car est proche de 22.032, la valeur de tenseur de permittivité diélectrique relevée dans la littérature pour l'oxyde d'étain bulk [119-122]. À 2% de la concentration d'hydrogène dans l'air, la permittivité relative estimée de la poudre SnO₂ sensible est de $3,5 \pm 0,2$.

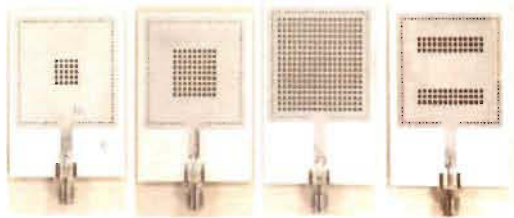
5.2.3 *Structure des dispositifs*

Les dispositifs conçus dans le cadre de la réalisation d'un capteur d'hydrogène présentent une cavité à dimension 28 mm x 28 mm. La région fonctionnalisée est constituée de séries de trous à diamètre 1.2 mm, espacés entre eux de centre à centre d'une distance de 1.5 mm. Pour chaque dispositif le type de couplage choisi pour notre cas d'étude est le « inset feed ». Le couplage a été optimisé afin d'obtenir la meilleure atténuation possible du coefficient de réflexion tout en garantissant la conservation d'un bon facteur de qualité.

La méthode de contrôle du couplage ainsi que les divers modes de configuration sont décrits dans [123-125]. Pour finir, des simulations numériques ont été effectuées pour déterminer la meilleure topologie de couplage pour chaque structure et anticiper l'optimisation de ceux-ci après insertion du matériau dissipatif.

Le Tableau 8 résume en détail les réalisations effectuées des différents tous les résonateurs fabriqués et montre les différents types de dispositifs avec la variation de la permittivité relative du substrat, la taille et la topologie de la région fonctionnalisée.

Tableau 8 Paramètres, dimensions et propriétés des résonateurs micro-ondes conçu pour la détection d'hydrogène

Résonateurs réalisés	Structure	Paramètres influents	Substrat (ϵ_{sub} ; $\tan \delta$)	Dimensions de la région fonctionnalisées
 SIW1 SIW2 SIW3 SIW6 SIW4 SIW5	SIW1	Taille de la région fonctionnalisé e	ROGERS 4003C (3.55; 0.002)	$\approx \frac{w}{4} \times \frac{w}{4}$
	SIW2			$\approx \frac{w}{2} \times \frac{w}{2}$
	SIW3			$\approx w \times w$
	SIW4	Permittivité du matériau et du substrat	ROGERS RO4360G2 (2.64; 0.0022)	$\approx \frac{w}{2} \times \frac{w}{2}$
	SIW5		ROGERS RO4725JXR 6.40; 0.003	$\approx \frac{w}{2} \times \frac{w}{2}$
	SIW6	Mode de résonance	ROGERS 4003C (3.55; 0.002)	$\approx 2 \times \left(\frac{w}{4} \times w\right)$

Dans l'étude expérimentale qui va suivre, les trous des résonateurs sont toujours remplis de poudre SnO₂ avec la même densité de 1,8 g / cm³ pour tous les cas de figure. Il est important de noter que, pour assurer la répétabilité et la fiabilité de ces essais, le matériau en poudre sensible introduit dans la région fonctionnalisée pendant le test a été pondéré et la densité, calculée après chaque test. Cette précaution est particulièrement importante pour discriminer l'influence du matériau sensible contre l'influence d'autres paramètres, comme la topologie.

5.2.4 Banc de test sous hydrogène

Afin de valider expérimentalement l'étude théorique présentée dans la section III, les différents dispositifs présentés au niveau du Tableau 8 ont été testés dans un banc d'essai environnemental contrôlé (Figure 19). L'acquisition des données du capteur est obtenue grâce à des passages d'interconnexion (feedthrough) de la chambre, ce qui minimise les pertes causées par la liaison par fil. La présence de plusieurs entrées de gaz permet de réaliser des capteurs sous différentes concentrations d'hydrogène en diluant l'hydrogène avec d'autres gaz (N₂). En utilisant le régulateur de pression, de température et de débit, la pression a été réglée à 14,7 psi (1 atm), la température du gaz à 30 °C et le débit de gaz a été maintenu à 500 Sccm (Standard Cubic Centimeters per Minute).

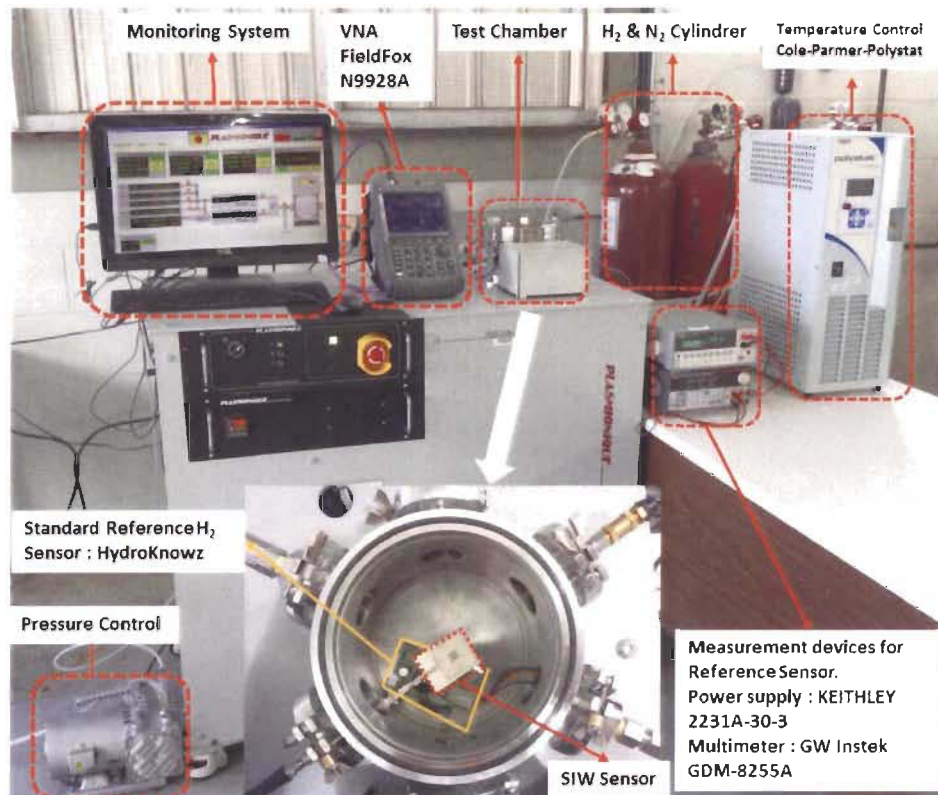


Figure 19. Banc de mesure pour test de détection d'hydrogène.

5.3 Résultats expérimentaux

5.3.1 L'effet de la taille de la région fonctionnalisée

Pour l'étude de l'impact de la région fonctionnalisée, trois résonateurs GIS SIW1, SIW2 et SIW3 ont été réalisés. La distinction entre ces trois dispositifs réside particulièrement au niveau de la taille de la région fonctionnalisée. Les propriétés de ces trois dispositifs sont présentées dans le Tableau 8

La Figure 20, qui correspondent aux structures SIW1, SIW2 et SIW3, montrent respectivement la réponse simulée et mesurée du signal réfléchi (S_{11}) avant et après l'exposition à l'hydrogène.

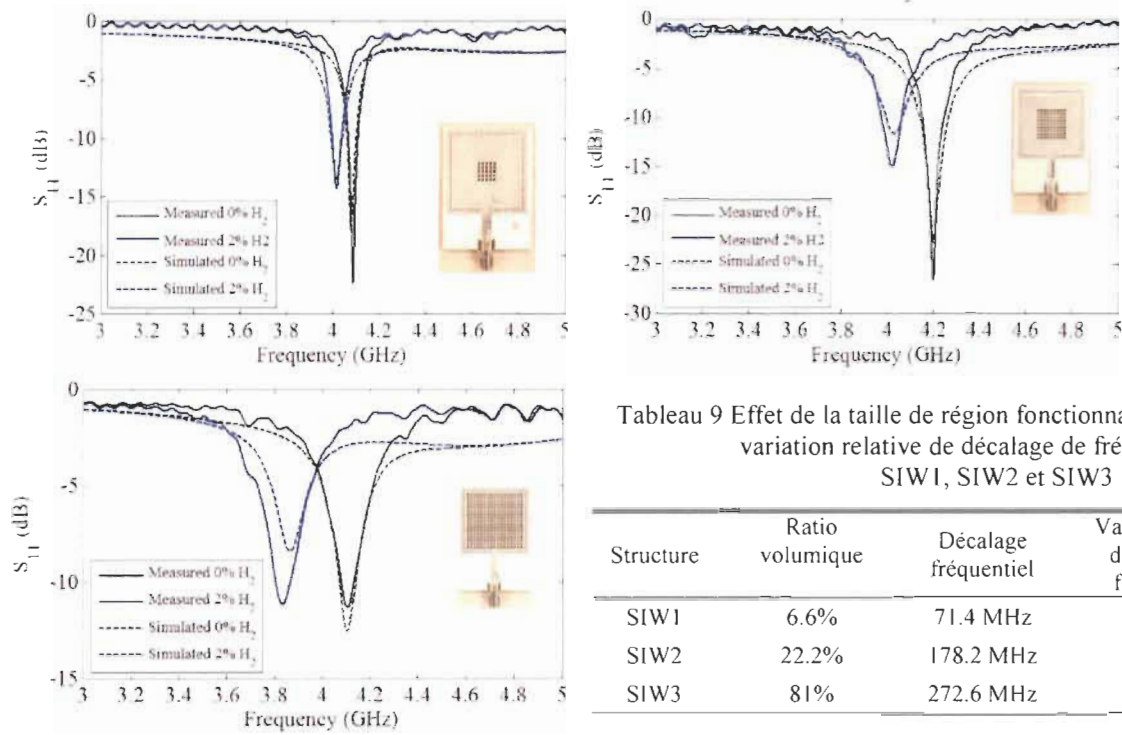


Tableau 9 Effet de la taille de région fonctionnalisée sur la variation relative de décalage de fréquence pour SIW1, SIW2 et SIW3

Structure	Ratio volumique	Décalage fréquentiel	Valeur relative de décalage fréquentiel
SIW1	6.6%	71.4 MHz	1.75%
SIW2	22.2%	178.2 MHz	4.24%
SIW3	81%	272.6 MHz	6.64%

Figure 20 Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW1, SIW2 et SIW3 avant et après exposition à H_2 .

Les résultats, résumés dans le Tableau 9, nous montrent que, pour les tests expérimentaux, le plus grand décalage de fréquence est obtenu pour SIW3 suivi de SIW2 et de SIW1, ce qui confirme la prédiction de l'étude théorique.

5.3.2 L'effet de la différence permittivité relative entre le matériau sensible et le substrat

Pour la réalisation d'une telle comparaison, deux résonateurs GIS supplémentaires ont été conçus sur des substrats à différente permittivité. Le dispositif SIW4 avec une permittivité de substrat de 2,64, et le dispositif SIW5 avec une permittivité de substrat de 6,4 (Figure 22). La surface fonctionnalisée est semblable à celle du SIW2, présentée précédemment et dont la permittivité des substrats est de 3,55.

La Figure 21 montrent la réponse de fréquence simulée et mesurée obtenue avant et après l'exposition à l'hydrogène pour SIW4 et SIW5, respectivement.

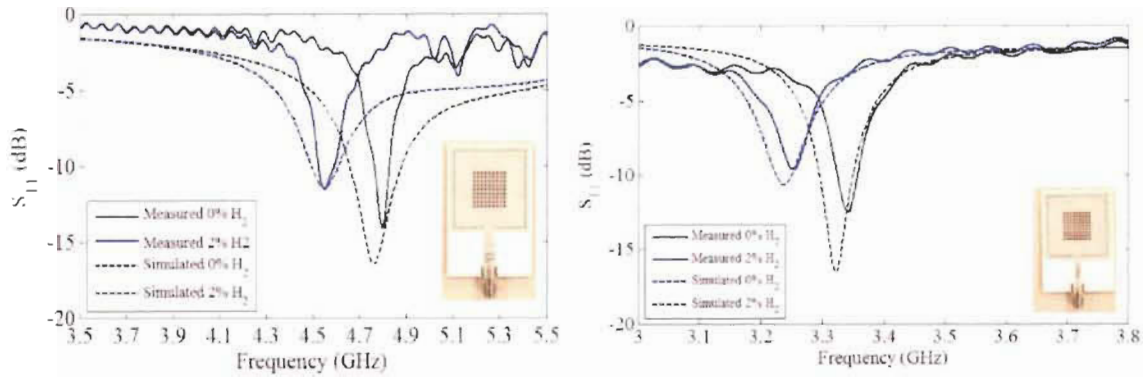


Figure 21. Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW4 et SIW5 avant et après exposition à H_2

Tableau 10 Effet de la permittivité du substrat sur la variation relative de décalage de fréquence pour SIW4 et SIW5

Structure	Permittivité des substrats	Décalage fréquentiel	Valeur relative de décalage fréquentiel
SIW4	2.64	260.4 MHz	5.42%
SIW2	3.55	178.2 MHz	4.24%
SIW5	6.4	89.2 MHz	2.67%

Via dans le Tableau 10, nous pouvons relever à travers les tests expérimentaux, que la valeur relative du décalage de fréquence du SIW4 est supérieure à celle du SIW2, qui lui est meilleure que la valeur relative de décalage de fréquence du SIW5, conformément à l'étude théorique.

5.3.3 L'effet de la topologie de la région fonctionnalisée

Une étude de l'impact d'une opération au mode supérieur du dispositif GIS a également été effectuée. Pour ce faire, un résonateur GIS avec deux régions fonctionnalisées a été conçu le SIW6 (les régions fonctionnalisées sont décentralisées). Les deux régions fonctionnalisées ont été conçues de sorte que la somme des deux volumes soit

approximativement équivalente à celle du dispositif SIW2. Les deux volumes ont été centrés où le champ E est à son maximum pour le mode TE_{102} ; cela garantit une comparaison raisonnable pour ces structures.

Sur la Figure 22, on compare les décalages de fréquences mesurés expérimentalement pour les modes TE_{102} et TE_{101} avant et après l'exposition au gaz d'hydrogène, entre les dispositifs SIW2 et SIW6.

Sous exposition au gaz hydrogène, le capteur SIW6 présente un décalage fréquentiel plus élevé pour le mode TE_{102} comparé au décalage relevé pour son mode TE_{101} .

L'observation inverse a été faite pour SIW2. Ceci est illustré dans le Tableau 11

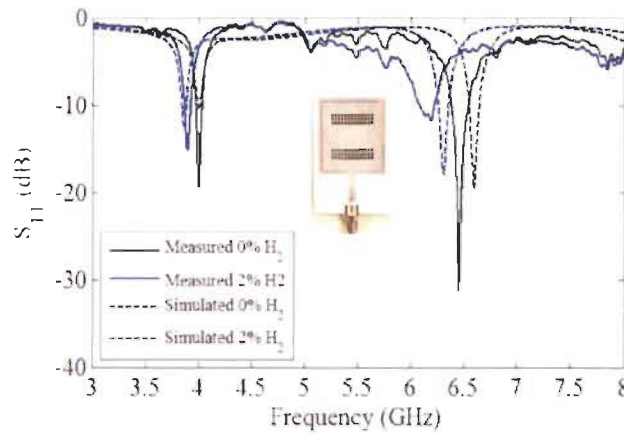


Figure 22. Courbe S_{11} simulée et mesurée pour les capteurs SIW6 avant et après exposition à H_2

Tableau 11 Effet de la topologie de région fonctionnalisée sur le décalage de fréquence relatif pour SIW6 pour les modes TE_{101} et TE_{102}

Structure		Décalage fréquentiel	Valeur de variation relative de décalage fréquentiel
SIW6	TE_{101}	112.1 MHz	2.79%
	TE_{102}	265.7 MHz	4.11%

5.4 Synthèse des travaux

En appliquant l'expression de sensibilité (20), la valeur de la sensibilité pour chaque dispositif peut être déduite expérimentalement.

Le Tableau 12 montre la sensibilité théorique et expérimentale des différents dispositifs testés à 0% et à 2% de la concentration de gaz hydrogène. La sensibilité théorique a été déterminée à l'aide d'expressions (22) et (24).

Tableau 12 Comparaison de la sensibilité entre l'étude théorique et les résultats expérimentaux

Structure	Theoretical Sensitivity	Experimental Sensitivity	$ \Delta S = S_{\text{EXP}}/S_{\text{THE}}$
SIW1	0.78×10^{-01}	0.81×10^{-01}	1.11 %
SIW2	2.18×10^{-01}	2.16×10^{-01}	0.99 %
SIW3	3.12×10^{-01}	3.39×10^{-01}	1.08 %
SIW4	2.84×10^{-01}	2.77×10^{-01}	0.97 %
SIW5	1.33×10^{-01}	1.36×10^{-01}	1.02 %
SIW6 TE ₁₀₁	1.23×10^{-01}	1.75×10^{-01}	1.42 %
TE ₁₀₂	2.35×10^{-01}	2.57×10^{-01}	1.09 %

Le Tableau 12 montre une bonne concordance entre la théorie et la pratique. L'écart-type entre la théorie et la pratique est illustré par $|\Delta S|$ dont le maximum est obtenu à 1,42%. On en déduit que l'erreur relative entre la théorie et la pratique est faible d'où la confirmation de la fiabilité du modèle théorique. Comme mentionné, les valeurs de sensibilité (S) reflètent les conclusions tirées antérieurement avec une évolution progressive avec l'augmentation de la région fonctionnalisée ($S_{\text{SIW1}} = 8,1\%$, $S_{\text{SIW2}} = 21,6\%$, $S_{\text{SIW3}} = 33,9\%$). De même, l'augmentation de sensibilité est notée pour une valeur δ de plus en plus élevée ($S_{\text{SIW4}} = 27,7\%$, $S_{\text{SIW5}} = 13,6\%$). La sensibilité est également liée à la topologie de la région fonctionnalisée ($S_{\text{SIW6}} = 17,5\%$ pour le mode TE₁₀₁ et $S_{\text{SIW6}} = 25,7\%$ pour le mode TE₁₀₂).

Via le Tableau 12 , nous pouvons relever que la plus haute sensibilité (33,9%) est obtenue avec le dispositif SIW3. En comparant cette valeur de sensibilité relative avec les sensibilités relevées dans la littérature pour d'autres capteurs de gaz d'hydrogène fonctionnant à température ambiante (correspondant aux conditions de température de nos expériences), cette valeur est relativement élevée. Par exemple, la référence [126] présente un capteur de gaz hydrogène, à partir de nanofibres de polypyrrole déposées sur des transducteurs conductimétriques, avec une sensibilité de $\sim 12\%$. Un autre travail de la littérature rapporte un capteur de gaz hydrogène réalisé à partir de simples nanobelts de SnO_2 avec une sensibilité de $\sim 2\%$ [127]. H. Huang et al. [128], a proposé un capteur à une nanorod utilisant SnO_2 comme matériau sensible pour la détection d'hydrogène gazeux. La sensibilité relevée pour ce capteur est de $\sim 1,5\%$. Néanmoins, d'autres types de capteurs d'hydrogène semi-conducteurs sont signalés dans la littérature avec une sensibilité beaucoup plus élevée que celle de dispositif capteur SIW3. Mais dans ces capteurs de haute sensibilité, le matériau sensible est couplé à un système de chauffage. Les températures de fonctionnement peuvent atteindre $100\text{ }^\circ\text{C}$ ou encore $500\text{ }^\circ\text{C}$ [129] et la sensibilité peut atteindre les valeurs avoisinant 2000% .

5.5 Conclusion

Dans ce chapitre, le concept de capteur de gaz a été mis en œuvre, avec la réalisation de structures à cavité résonnante rectangulaire GIS intégrant de la micro-poudre de SnO_2 , pour la détection du gaz d'hydrogène. Les tests ont été effectués sous 2% de concentrations d'hydrogène pour des capteurs présentant des valeurs de sensibilités relatives comprises $8,1$ à $33,9\%$. Les résultats expérimentaux ont permis de valider les hypothèses théoriques concernant, les aspects d'optimisation de la sensibilité d'un capteur à cavité résonnante

GIS, à savoir l'influence sur la sensibilité du volume occupé par la région fonctionnalisée, sa permittivité relative ou encore sa topologie.

Par ailleurs, il est à souligner que pour la réalisation de capteur de gaz, une cavité résonnante GIS à géométrie rectangulaire a été exploitée. Cette dernière intégrant un matériau diélectrique semi-conducteur le SnO_2 , traité à travers des procédés chimiques et mécaniques pour accentuer sa sensibilité à l'hydrogène. De même, les résultats ont illustré qu'un volume important de la poudre de SnO_2 , inorganique minérale et dispersive (surtout à hautes fréquences), peut affecter l'amplitude de la résonance. Ainsi, pour le chapitre six, qui porte sur la mise en œuvre d'un capteur d'humidité, la structure sera développée via une cavité résonnante GIS à géométrie circulaire avec un matériau sensible moins dispersif et également biodégradable.

Chapitre 6 - Conception et réalisation d'une cavité résonante GIS perturbée aux nanofibres de cellulose pour la détection d'humidité

Cette section présente la réalisation d'un capteur destiné à des applications de détection d'humidité et dont la structure est constituée d'une cavité résonante à géométrie circulaire réalisée sous la technologie GIS (Substrate Integrated Cavity Circular Resonator ou SICCR). À l'instar du capteur d'hydrogène à cavité GIS rectangulaire développé au chapitre 5, le SICCR est fonctionnalisé avec au sein de sa cavité un matériau diélectrique biodégradable : la nanofibre de cellulose connue pour sa sensibilité à l'humidité. Des tests expérimentaux du capteur d'humidité, dont la plage d'opération est comprise entre 4,28 GHz et 4,32 GHz, permettent d'observer un décalage de fréquence d'environ 20 MHz, pour des variations d'humidité relative allant de 11,7% à 91%.

6.1 Introduction

Au cours des dernières années, les termes « Passer-Au-Vert » ou « écologique » sont devenus parmi les leitmotivs les plus récurrents dans les hauts sommets et conférences influents à travers le monde. Avec les récentes alertes concernant la dégradation de l'environnement, le réchauffement climatique et la pollution, la tendance autant dans le domaine industriel que dans le domaine de la recherche est d'être plus sélective avec les matériaux et les produits employés, priorisant ceux qui sont écologiques et biodégradables.

Comme la plupart des principaux domaines scientifiques tels que l'ingénierie des matériaux, la biologie, l'ingénierie civile et minière, la biochimie, le domaine de l'ingénierie électrique et industrielle a connu l'avènement des matériaux biodégradables dans bien nombre des produits et réalisations, notamment dans les capteurs d'humidité.

La détection d'humidité a suscité un intérêt croissant pour les applications liées à la santé et au bien-être visant à fournir et à assurer un environnement toujours plus propre. Les capteurs d'humidité sont largement utilisés non seulement pour la surveillance de la qualité de l'air intérieur pour les ménages et les instituts médicaux, mais aussi pour la surveillance de l'humidité pour le stockage alimentaire et les applications industrielles impliquant un contrôle de l'humidité, comme la purification des gaz chimiques, la dessiccation du film, la fabrication du papier et du textile.

Afin de s'accommoder aux exigences requises en matière de détection de l'humidité, la plupart des capteurs d'humidité sur le marché sont des dispositifs actifs [130-131], intégrant dans leurs structures des matériaux sensibles à l'humidité tels que le diélectrique [132-133], les polymères inorganiques [134-135], les films minces d'alumine [136], etc.

Cependant, en raison du défi complexe d'intégrer l'alimentation électrique, les convertisseurs analogiques aux convertisseurs numériques (ADC) et les amplificateurs, des efforts considérables ont été faits pour le développement de capteurs passifs. En plus de leurs attributs fossiles qui peuvent contaminer la structure lors de la décomposition, la plupart des matériaux sensibles à l'humidité sont difficiles à synthétiser. Ils sont synthétisés et intégrés à la structure grâce à un processus de fabrication complexe impliquant des matières chimiques dangereuses et contaminantes. Par conséquent, malgré la disponibilité de nombreux types de capteurs sur le marché, il est encore essentiel de trouver davantage de solutions technologiques qui permettent aux dispositifs de détection d'humidité de satisfaire une large gamme d'exigences.

Notre objectif dans cette partie de la thèse est donc de proposer un capteur d'humidité à technologie passive, avec de bonnes performances de sensibilité à l'humidité et utilisant des matériaux détecteurs biodégradables et écologiques.

Les glucides composés d'une chaîne linéaire de molécules de D-glucose, la cellulose ($C_6H_{10}O_5$) n est le matériau le plus abondant sur terre. Les fibres de cellulose sont principalement extraites du bois et sont des polymères organiques 100% naturels. La cellulose est respectueuse de l'environnement, peu coûteuse, renouvelable, biodégradable et biocompatible.

Sous la famille des semi-conducteurs actifs, quelques réalisations utilisant des dérivés de cellulose peuvent être relevées, à savoir l'acétate d'oxyde de cellulose cuivrée [137] ou encore l'oxyde de cellulose à Graphene nanocristalline [138]. Cependant, la plupart des matériaux sensibles à base de dérivés de cellulose ayant été testés sont des dérivés de matériaux inorganiques et ne sont pas entièrement biodégradables.

Ce travail propose un résonateur de cavité circulaire intégré au substrat (SICCR) rempli de cellulose nanofibrillée (TOCN) pour la détection de l'humidité. Cette section se concentre spécifiquement sur une étude générale de la conception et de la réalisation du capteur d'humidité SICCR. Des validations expérimentales d'humidité ont été réalisées sur l'échantillon du capteur de résonateur circulaire dans la gamme de 11.7% à 85% d'humidité relative. Le dispositif de détection proposé fonctionne à l'aide d'un matériau écologique, biodégradable et renouvelable très peu coûteux, facile à fabriquer, à co-intégrer avec les circuits planaires micro-ondes et a l'avantage de démontrer de bonnes performances de sensibilité à très faible coût.

6.2 Conception du capteur SICCR

6.2.1 Le matériau sensible

Le principe de fonctionnement du capteur d'humidité repose sur les propriétés diélectriques face à l'humidité de matériaux biodégradables nommés les celluloses nanofibrillées (TOCN) Figure 23, introduites à l'intérieur de la SICCR.

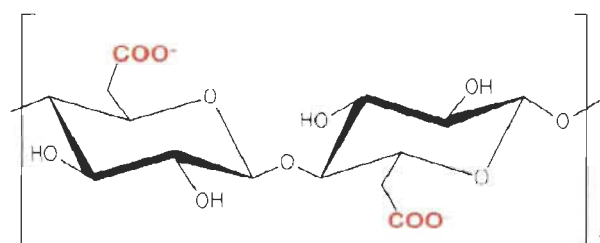


Figure 23. Structure de la cellulose Nanofibrillée oxydée par la réaction TEMPO.

L'utilisation de matériaux à base de cellulose est avantageuse, car la cellulose présente une grande sensibilité à l'eau et à l'humidité. En effet, les films de cellulose ont des propriétés de barrière très faibles pour la vapeur d'eau grâce à son hydrophilie. De

nombreuses études ont étudié l'effet de l'humidité sur une cellulose microcristalline [139] et l'influence de la température et de l'humidité sur les nanocristaux de cellulose [140]. L'acétate butyrate de cellulose (CAB) et la carboxyméthylcellulose ont été testés par exposition à l'humidité. Les résultats ont révélé leur capacité élevée à détecter l'humidité.

Les fibres de cellulose nanofibrillées utilisées dans notre étude ont été obtenues par la réaction d'oxydation TEMPO de la pulpe de Kraft de bois, une réaction Regio-sélective qui modifie chimiquement les groupes d'alcool primaire de cellulose [141-142]. Grâce à leur bonne adhérence, causée par les charges de surface et à leurs excellentes sensibilités à l'eau [143], les celluloses nanofibrillées présentent une affinité typique face à l'humidité, en raison de leur caractère moléculaire hydrophile élevé, exerçant une forte attraction sur les molécules libres d'eau avec l'établissement de liaisons hydrogénées (Figure 24) [144].

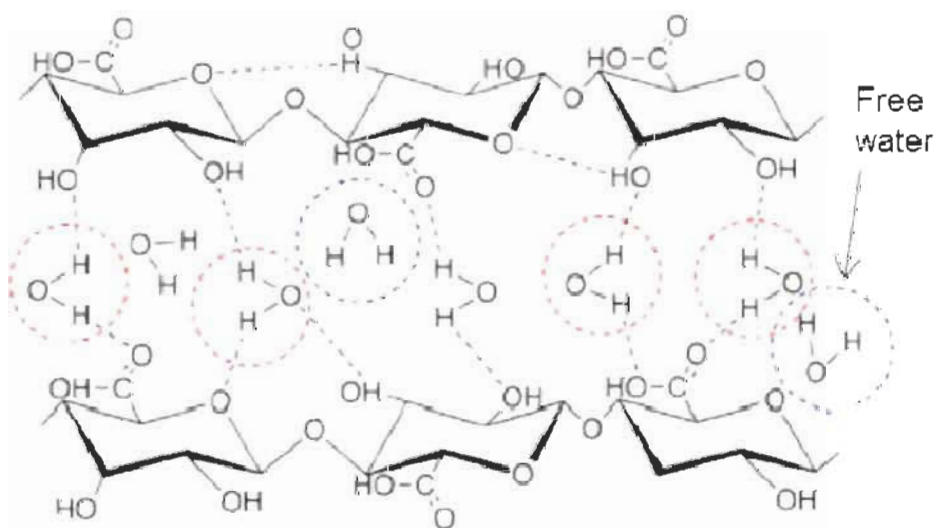


Figure 24. Interactions de cellulose Nanofibrillée avec de l'eau libre.

Ainsi, en présence d'humidité, la permittivité relative du matériau sensible de nanocellulose change, entraînant un décalage de la fréquence de résonance de la cavité GIS.

Le principe de détection du capteur d'humidité SICCR est basé sur ce changement de fréquence qui, par la suite, est exploité pour estimer le taux d'humidité environnant.

6.2.2 Structure du capteur

6.2.2.1 Théorie et analyse électromagnétique

La Figure 25 montre la structure du résonateur circulaire à cavité intégrée au substrat du capteur d'humidité proposé.

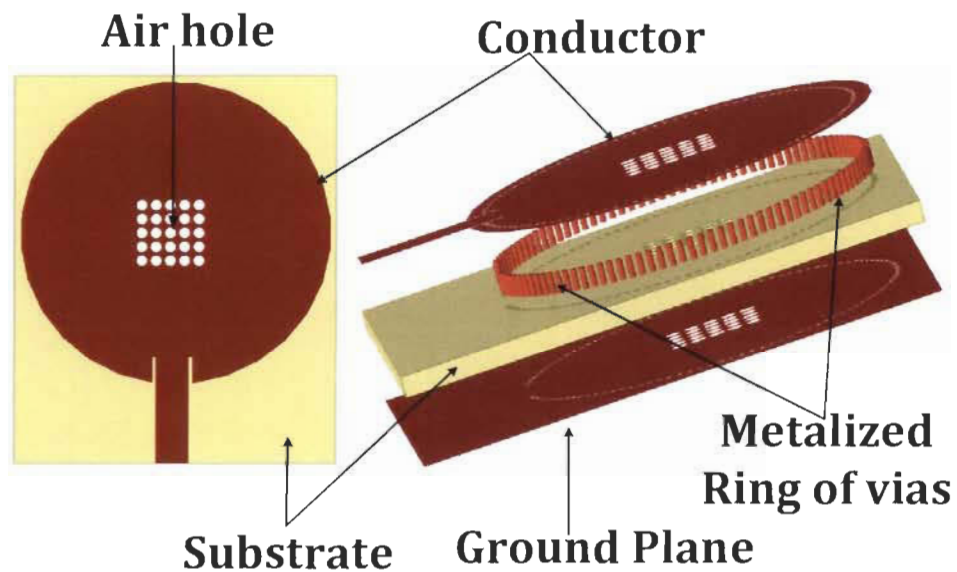


Figure 25. Structure 3D du résonateur circulaire GIS.

La constitution de structure est assez triviale, la paroi latérale électrique de la cavité du résonateur est formée par un anneau de vias métallisé placé à l'intérieur du substrat diélectrique. Ce substrat est plaqué en dessous comme au-dessus de cuivre couvrant entièrement la cavité du résonateur, ainsi, le SICCR peut être considéré comme un guide d'ondes court-circuité. Il est connu que les modes de propagation d'ondes dans un guide d'ondes circulaire ou cylindrique sont soit le mode électrique transversal (TE) ou le mode transverse magnétique (TM).

Le mode TE correspond à la propagation d'une onde électromagnétique dont le champ électrique est transversal et donc contenu dans le plan de coupe droite de la structure du guide d'ondes tandis que le champ magnétique se propage dans la direction de propagation du guide. $E_z = 0$ et $H_z \neq 0$ pour le mode TE. Vice versa, $E_z \neq 0$ et $H_z = 0$ pour le mode TM. Comme mentionné dans au chapitre 4, seul le mode TM est excité dans cette étude de cas est le mode TM_{010} .

Le mode TM_{010} est le mode fondamental dans le cas de conception de résonateurs à mode unique TM. Dans les deux cas, la fréquence de résonance du résonateur à cavité circulaire correspond à la fréquence de résonance la plus basse.

6.2.2.2 Simulation et réalisation des dispositifs

Les dimensions de la structure de détection d'humidité proposée sont détaillées dans le Tableau 13 La Figure 26 montre la structure fabriquée à l'aide du substrat diélectrique ROGER4003C ($\epsilon_r = 3,55$, $\tan \delta = 0,0027$, $h = 1,524$ mm). Le rayon interne de la cavité des prototypes de résonateurs est de 14 mm. Le capteur d'humidité a été réalisé à l'aide d'une technique de fabrication de PCB standard. Le diamètre d des vias métallisés est de 0,5 mm, tandis que le pas entre les vias est de 1 mm. Les trous d'air ont été percés avec un diamètre $D_{air} = 1,2$ mm et un pas $p_{air} = 1,5$ mm.

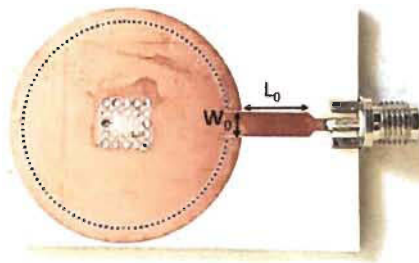
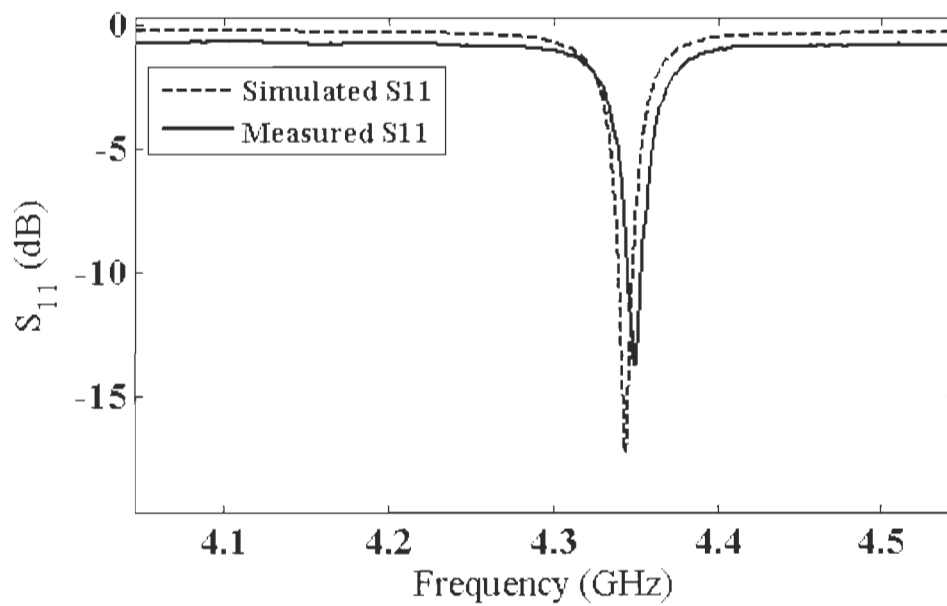


Figure 26. Capteur d'humidité fabriqué à base de la technologie SICCR

Tableau 13 Paramètres de conception du capteur SICCR (mm)

Paramètres	D_{cav}	W_0	L_0	D_{metal}	D_{air}
Valeurs	28	3.5	9	0.5	0.3

En utilisant l'équation (19) ainsi que les paramètres listés au le Tableau 13, la fréquence de résonance théorique se trouve à $f_c = 4,338$ GHz. Une comparaison entre le paramètre S_{11} simulé et mesuré du capteur SICCR rempli de trous d'air est représentée sur la Figure 27.

Figure 27. Courbe paramètres S_{11} simulés et mesurés du SICCR.

Nous avons, une mesure de la fréquence de fonctionnement pour le mode fondamental du résonateur TM_{010} qui est égal à 4,353 GHz, tandis que la simulation prédit 4,334 GHz. Ainsi, nous pouvons relever une bonne concordance entre les valeurs simulées et les résultats expérimentaux. Le facteur de qualité mesuré (Q) du dispositif capteur est de 294.23. Les mesures ont été prises dans une humidité ambiante sensiblement égale à 24% d'humidité relative.

6.3 Validation expérimentale

6.3.1 Banc d'essai

Pour démontrer la capacité de détection d'humidité du capteur SICCR proposé, un dispositif de mesure a été mis en place afin de soumettre au capteur GIS, un environnement à taux d'humidité relative contrôlé. Ainsi, le capteur SICCR a été placé dans une boîte contenant dans le fond une solution saturée de sel : le chlorure de sodium. Cette solution permet de maintenir l'humidité relative dans la boîte. Le montage de la mesure est illustré à la Figure 28.

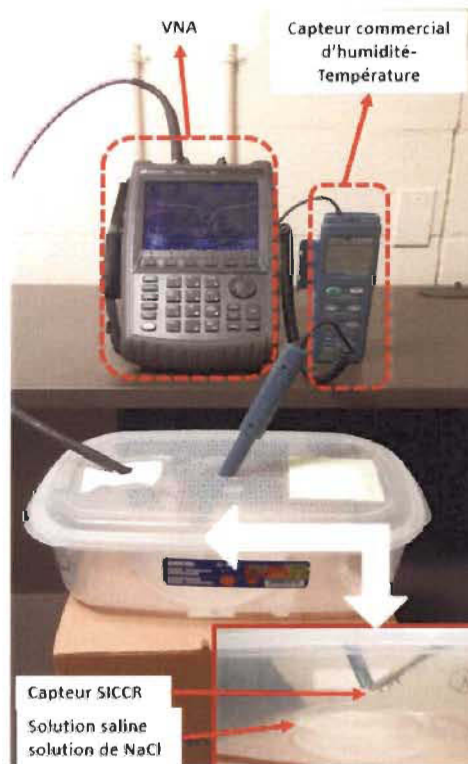


Figure 28. Mise en place du banc de contrôle d'humidité avec une solution salée

Cette configuration d'essai est assez récurrente en ce qui concerne le contrôle du taux d'humidité d'un environnement, et se retrouve dans plusieurs articles dans la littérature [145-148].

Le câble de l'analyseur de réseau (VNA) est inséré à l'intérieur du couvercle de la boîte en plastique à travers un trou approprié et un hygromètre-température a été utilisé pour surveiller la température ambiante et l'humidité relative à l'intérieur de la boîte. Le signal de magnitude S_{11} du capteur est par la suite mesuré et nous permet de relever la valeur de la fréquence de résonance du capteur à un taux d'humidité donné.

6.3.2 Résultats expérimentaux

L'atténuation du coefficient de réflexion du résonateur ; le signal S_{11} a été mesuré avec un VNA. L'impact de la variation du taux d'humidité sur le capteur d'humidité a été déterminé via l'évaluation du décalage de fréquence de la fréquence de résonance. Pour les différentes concentrations d'humidité ont pu être obtenu grâce aux solutions salées suivantes :

Chlorure de lithium (LiCl), Acétate de potassium ($\text{CH}_3\text{CO}_2\text{K}$), Chlorure de Magnésium (MgCl_2), Carbonate de potassium (K_2CO_3), Nitrate de magnésium ($\text{Mg}(\text{NO}_3)_2$), Chlorure de sodium (NaCl), Chlorure de potassium (KCl), Nitrate de potassium (KNO_3), Sulfate de potassium (K_2SO_4).

Grâce à la préparation dans des boîtes hermétiquement fermées, la plage d'humidité de 11,7 RH% à 91 RH% a pu être couverte pour les tests d'humidité sur le capteur SICCR fonctionnalisé avec de la nanofibre de cellulose. La réponse du capteur plongé dans un environnement d'humidité contrôlé est illustrée à la Figure 29.

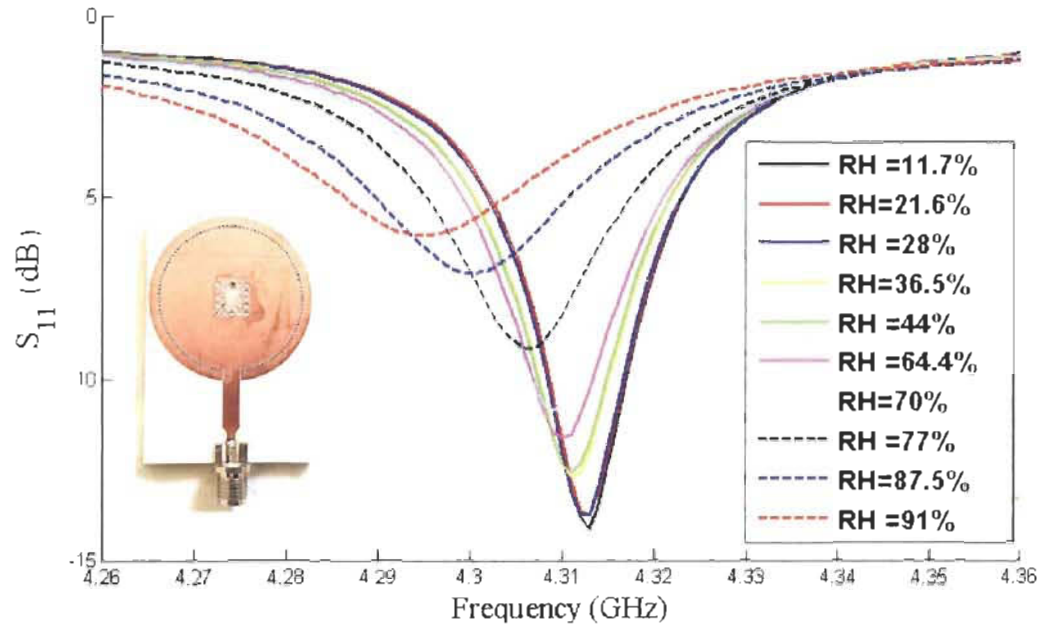


Figure 29. Décalage de la fréquence de résonance du SICCR en fonction de l'humidité relative environnemental.

Pour chaque mesure, le dispositif de détection a été connecté au VNA et maintenu à l'intérieur de la boîte où la solution de sel saturé a été placée. Le relevé des mesures est effectué après une attente de 10, la stabilisation complète du système avant chaque acquisition de données. D'excellentes performances de répétabilité et stabilité sont soulignées de ces tests. Le temps de réponse et le temps de récupération du capteur sont relativement rapides, et sont respectivement inférieurs à 2 s et environ 4 s. La présence d'humidité entraîne un décalage de la fréquence de résonance du dispositif. Le décalage de fréquence maximum est 19,6 MHz et est obtenu pour un taux d'humidité relative égale à 91%. Une façon courante d'exprimer la sensibilité d'un capteur d'humidité est de définir celle-ci en fonction de la plage d'humidité associée à celle-ci [149]. Ainsi, on aurait pour définition :

$$S = \frac{\Delta f_r}{\Delta \%RH} \quad (35)$$

où Δf_r est la variation de la fréquence de résonance et $\Delta\%RH$ correspond à la variation d'humidité relative entre le niveau d'humidité le plus bas (11% RH) et le niveau d'humidité le plus élevé (91% RH).

Ce même principe est clairement exposé dans de nombreux articles dans la littérature [150-153]. La sensibilité du capteur exprimé en fonction de la plage d'humidité de test (11% à 91%) nous donne donc $S = 237,5 \text{ kHz} / \text{RH}\%$.

6.4 Conclusion

Ce travail présente la première utilisation d'une cavité résonante micro-ondes à technologie GIS, intégrant un matériau écologique et biodégradable pour la détection de l'humidité. Le modèle théorique développé au chapitre 4 concernant les cavités résonantes GIS perturbées a été utilisé pour estimer la fréquence de résonance du capteur et optimiser la conception des dispositifs. Le capteur présente une sensibilité de $237,5 \text{ kHz} / \text{RH}\%$ sous des conditions de test à humidité contrôlée d'humidité couvrant la plage de 11,7% RH à 91% RH.

L'originalité du détecteur d'humidité développé en SCCR rempli de nanofibre de cellulose, se distingue des autres capteurs d'humidité par ses propriétés de bonne sensibilité, de haute stabilité et surtout de ses attributs respectueux des exigences environnementales (écologique et biodégradable). Le caractère hydrophile du matériau utilisé s'explique par la présence de groupes polaires en surface du matériau, permettant au TOCN contenu dans la nanofibre de cellulose d'absorber les molécules d'eau dans l'air jusqu'à atteindre un équilibre entre l'interne et l'externe de la surface du matériau.

Contrairement au capteur d'hydrogène présenté au chapitre 5, le SICCR est un système de détection écologique utilisant de la nanocellulose dont la préparation ne sollicite pas l'intervention de procédés chimiques pour l'intégration de celui-ci dans le capteur. Cependant, ce capteur se range également dans la catégorie des capteurs nécessitant l'intégration d'un matériau sensible pour opérer convenablement. Une des interrogations souvent relevées à propos des capteurs de type détecteur d'humidité, est la limitation des matériaux sensibles intégrés, qui incontestablement perdent de leurs efficacités en raison de l'affection (ou détérioration) du matériau sensible par l'humidité dans le temps. Ainsi, pour répondre à cette récurrente interrogation concernant les capteurs d'humidité, un capteur d'humidité multicouche avec de hautes performances de sensibilité à l'humidité et n'intégrant aucun matériau sensible a été développé au chapitre 7.

Chapitre 7 - Conception et réalisation de résonateurs à cavité d'air intégré au substrat pour la détection d'humidité

Cette section présente un capteur à base d'une technologie micro-ondes intitulé résonateur à cavité d'air intégré au substrat, dont l'application dans notre cas d'étude est la détection d'humidité. La structure proposée est un résonateur multicouche sous technologie GIS avec un substrat majoritairement substitué avec l'air. Ceci permet d'augmenter la zone de sensibilité à l'humidité du dispositif, dont le principe de détection repose sur la variation de la permittivité diélectrique effective de la cavité d'air causée par la présence d'humidité. Ce concept a l'avantage de présenter un capteur micro-ondes à bas coût, épargné par les problématiques liées à l'intégration de matériaux sensibles, avec d'excellentes performances de sensibilité, de stabilité, de répétabilité et des temps de réponse et de recouvrement relativement rapides.

Les structures proposées opèrent dans la bande C à environ 7,63 GHz et présentent un décalage de fréquence de 79,05 MHz pour une humidité relative dans la gamme de 20-85%.

7.1 Introduction

Dans de nombreux secteurs d'activités, l'humidité est une quantité qui se doit d'être contrôlée pour assurer un environnement propre comme le secteur domestique par une bonne qualité de l'air, le secteur médical pour la santé et le bien-être des patients, et les aliments pour la conservation des denrées alimentaires. Par conséquent, le développement de capteurs d'humidité et l'étude de problèmes liés à ce sujet, ont suscité depuis peu, un intérêt croissant pour la recherche industrielle et académique [153-154].

Actuellement, la plupart des capteurs d'humidité appartiennent à une technologie active [38-155]. En raison du défi complexe d'intégrer une alimentation électrique, ou encore des amplificateurs, un effort considérable a été fait pour développer des capteurs passifs. Les capteurs d'humidité passifs intègrent généralement dans leurs structures des matériaux sensibles à l'humidité, comme le diélectrique [131], [156], les polymères inorganiques / organiques [157], [134], les films minces d'alumine [135], etc. pour améliorer la sensibilité des dispositifs. Cependant, ces matériaux peuvent présenter plusieurs défis, tels que le seuil de fonctionnement limité de l'humidité, la dépendance à la température ou une hystérésis élevée.

Malgré la disponibilité de plusieurs types de capteurs sur le marché, certaines améliorations doivent encore être apportées. Les capteurs commercialisés doivent satisfaire une large gamme d'exigences. En plus d'être très sensibles, avec une utilisation limitée de matériaux sensibles, les capteurs d'humidité doivent également satisfaire le facteur bas coût des exigences. Récemment, de nouvelles réalisations de dispositifs micro-ondes nommées « Air-filled Substrate Integrated Waveguide » ont été développées. Ces dispositifs réalisés sous la technologie des GIS, présentent la particularité d'avoir leurs substrats de

transmission de l'onde entièrement substitués avec de l'air [11-12]. Ainsi, cette nouvelle génération de composants GIS serait le candidat idéal pour le développement de dispositif micro-ondes à faible coût grâce à des méthodes de fabrication de PCB bien maîtrisée et une faible présence de substrat diélectrique, réduisant ainsi les pertes diélectriques.

Ce travail démontre pour la première fois le concept de détection d'humidité à l'aide d'un résonateur à cavité d'air intégrée au substrat. Notre recherche se concentre spécifiquement sur une étude générale de la conception et de la réalisation de la structure micro-ondes multicouches, avec des validations expérimentales sur les échantillons réalisés, dans la gamme d'humidité relative comprise entre 20% et 85%.

7.2 Topologie et conception de la structure

7.2.1 Structure du capteur

Une vue en 3D du résonateur à cavité d'air intégré au substrat est représentée sur la Figure 30. Le dispositif est une structure multicouche à 3 couches de substrat superposées : sub1, sub2 et sub3. Sub1 et sub3, les couches de substrat supérieures et inférieures sont perforées par de petits trous d'air. Sub2, est pris en sandwich entre sub1 et sub3 et est borné sur les côtés de rangées de vias métalliques formant les bordures de la cavité rectangulaire creux, comme l'illustre la Figure 30.

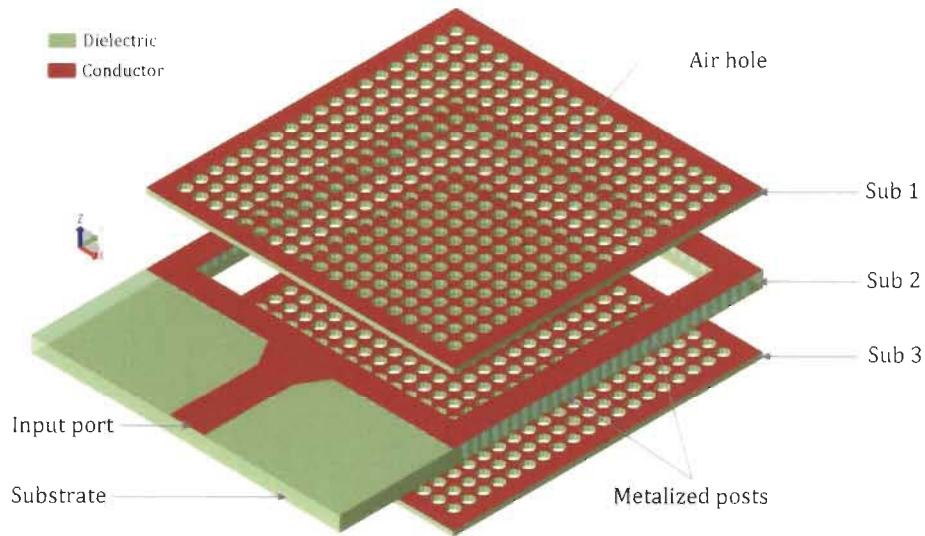


Figure 30. Structure 3-D du capteur d'humidité à technologie cavité d'air intégré au substrat.

Le couplage pour sub2 est réalisé avec une transition microruban. Il est conçu en utilisant les équations de conception pour les transitions de guides d'ondes intégrées au substrat décrit dans [95] et optimisé à l'aide du logiciel de simulation Ansoft HFSS EM. La juxtaposition des trois couches nous permet de créer un résonateur GIS à cavité d'air intégré au substrat, une structure multicouche réalisée pour la détection de l'humidité.

C'est une structure simple de fabrication, facilement intégrable avec les circuits planaires micro-ondes et a l'avantage de présenter d'excellentes performances de sensibilité à très bas coût. La présence de la cavité vide présente particulièrement l'avantage de pouvoir réduire l'influence des pertes diélectriques du substrat servant de canal de propagation des ondes et signaux électromagnétiques.

L'idée en perturbant ou substituant (par de l'air dans notre cas) le substrat de la cavité du résonateur GIS, est de favoriser une occupation volumique plus importante de la région sensible à l'humidité. Ce qui permet une réduction au mieux des pertes diélectriques

causées par le substrat. Certains paramètres physiques environnementaux sont connus pour leur difficulté à être détectés par les systèmes de détection à cavité résonante : comme les gaz ou l'humidité où l'effectivité du flux à travers la cavité est à prendre en compte afin de garantir un bon écoulement de celui-ci avec la région sensible. Afin de pallier cette problématique, les couches métalliques supérieures et inférieures délimitant les dimensions de la structure proposée ont été perforées en de fins trous afin de former un grillage métallique imperméable aux ondes électromagnétiques, mais perméable à ces paramètres environnementaux. Ainsi, comme relaté précédemment, l'absence de substrat dans la cavité résonante limite les pertes diélectriques ce qui permet au dispositif de détection d'atteindre des performances de sensibilité élevées.

7.2.2 Théorie de base et principe d'exploitation

La conception d'un résonateur GIS multicouches rempli d'air au sein de sa cavité implique la connaissance de la fréquence de résonance du dispositif, la modélisation et l'optimisation des éléments de couplage pour la couche intermédiaire (Sub2) formant la cavité d'air rectangulaire.

La fréquence de résonance opère sous le mode dominant TE_{101} et peut être définie en utilisant les formules suivantes [88] :

$$f_R = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r(RH)}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{k\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (36)$$

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95 p}, \quad L_{eff} = L - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (37)$$

Où W_{eff} et L_{eff} sont respectivement la largeur et la longueur équivalentes du résonateur de cavité, c est la vitesse de la lumière, ϵ_r (RH) est la constante diélectrique de l'air à l'intérieur de la cavité du résonateur, d est le diamètre des vias métallisés, p est la distance entre deux vias métallisés, m et k sont les modes d'indices, comme indiqué sur la Figure 31.

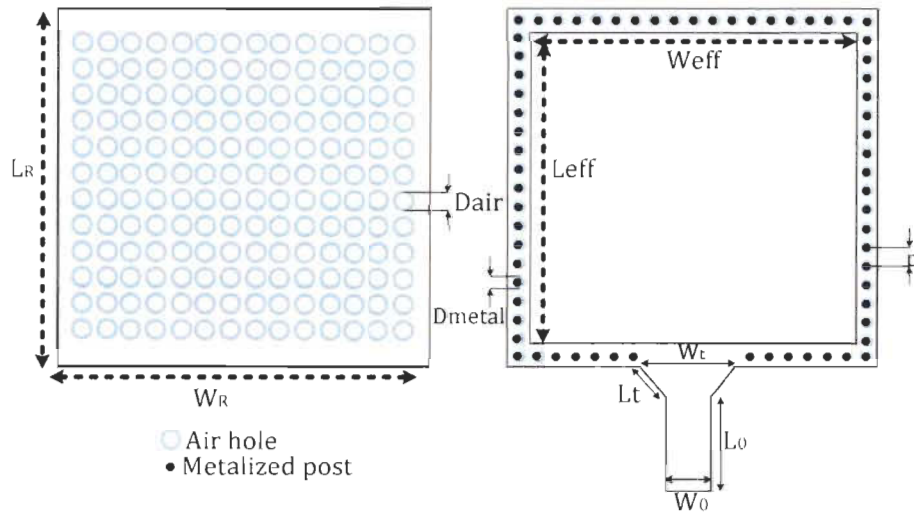


Figure 31. Paramètres de conception du capteur de l'humidité de cavité d'air intégrée au substrat.

Le principe de fonctionnement des capteurs d'humidité repose sur la variation de la permittivité effective de l'air dans la cavité due à la présence d'humidité. Il existe une étroite relation entre la permittivité relative de l'air et l'humidité dans l'atmosphère. Cette relation est justifiée par [15] :

$$\epsilon_r(RH) = 1 + \frac{211}{T} \left(P + \frac{48P_s}{T} RH \right) \times 10^{-6} \quad (38)$$

Où T est la température absolue (en K), P est la pression de l'air humide (en mmHg), P_s est la pression de saturation de l'eau (en mmHg) et RH est l'humidité relative (en%). Ainsi,

la constante diélectrique de l'air humide est proportionnelle à l'humidité relative selon l'équation (38).






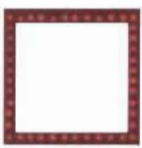

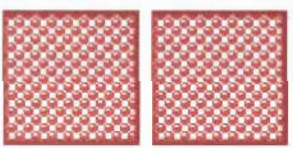
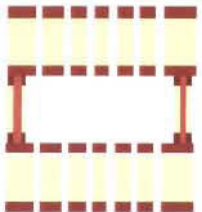
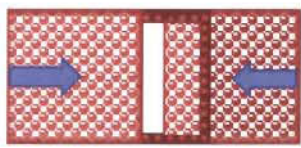
Puisque les fréquences de résonance d'un résonateur de cavité sont inversement proportionnelles à la permittivité du diélectrique, une variation d'humidité fournira une variation de fréquence de la résonance, qui apparaîtra comme un décalage du paramètre S_{11} de la structure à un port.

7.3 Conception et réalisation du dispositif

7.3.1 Procédé de fabrication de la structure

Cette partie présente le procédé de fabrication du dispositif dénommé « Air-Filled SIW Sensor ». Ce dernier est conçu dans l'idée de perturber la cavité d'un résonateur avec un diélectrique sensible inséré sous forme de couche. Ce qui ferait de ce dispositif une structure multicouche intégrant un diélectrique sensible au paramètre environnemental à détecter. Pour ce faire, il est possible de juxtaposer 3 substrats (ROGERS et/ou FR4 par exemple) avec le substrat intermédiaire usiné de sorte à former une couronne de vias métallisés. Ceci permettra en entreposant ces trois substrats d'emprisonner une cavité d'air. Ainsi, le dispositif « Air Filled SIW Sensor » est compatible à la détection d'humidité. Comme déjà évoqué, afin de faciliter l'accès de l'air humide dans la cavité d'air central de notre capteur, les couches métalliques supérieures et/ou inférieures sont perforées avec de fins trous, transformant ces couches en grille perméable à l'air, mais imperméable aux ondes électromagnétiques. Les étapes de réalisation du dispositif de détection sont décrites en 5 étapes présentées dans le tableau ci-dessous.

Tableau 14. Procédés de fabrication du capteur « air-filled SIW » utilisé pour la détection de l'humidité

Étapes	Vue de Profil	Vue de dessus
1		 (a , c) (b)
2	 (b) Introduction d'un périmètre de vias métallisés	 (b)
3	 (b) Perforage cuivre+substrat donnant une ouverture du centre de la structure	 (b)
4	 (a) (c) Introduction de vias non-métallisés (trous d'air)	 (a) (c)
5	 Juxtaposition des 3 couches de substrat	 (a) (b) (c)

7.3.2 Réalisation du dispositif

Les dimensions de la structure proposée sont présentées dans le Tableau 15 La Figure 32 montre la structure fabriquée à l'aide du substrat diélectrique ROGER4003C ($\epsilon_r = 3,55$; $\tan \delta = 0,0027$; $h = 1,524$ mm). Les prototypes de résonateurs ont été fabriqués à l'aide d'une technique de fabrication de PCB standard et leurs dimensions sont de 28 mm x 28

mm. Le diamètre d des vias métallisés est de 0,5 mm, tandis que le pas entre les vias est de 1 mm. Les trous d'air ont été perforés avec un diamètre $D_{air} = 1,2$ mm et un pas $p_{air} = 1,5$ mm.

Tableau 15. Valeurs des paramètres de conception du capteur « Air-Filled » (mm)

Paramètres	w_{eff}	L_{eff}	W_R	L_R	W_0	L_0	W_t	L_T	D_{metal}	D_{air}
Valeurs	28	28	40	30	3.5	9	6.5	2.5	0.5	1.2

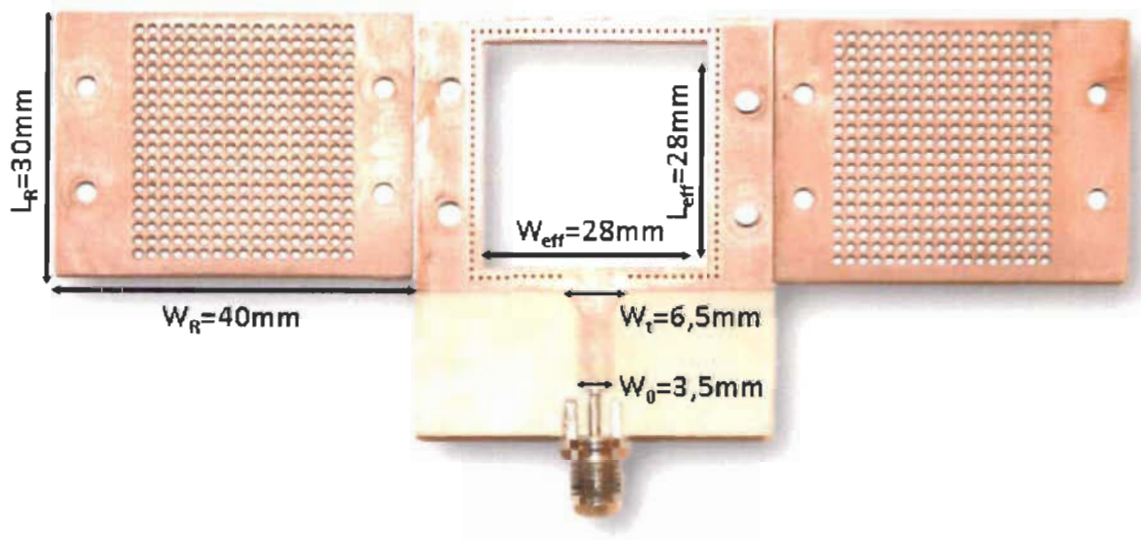


Figure 32. Fabrication d'un capteur « Air-Filled SIW ».

En utilisant le paramètre indiqué dans le Tableau 15 et les équations (36) et (37), la fréquence de résonance théorique est égale à $f_{air} = 7.648$ GHz. Une comparaison entre le paramètre S_{11} simulé et mesuré du capteur SIW rempli d'air est illustrée à la Figure 33.

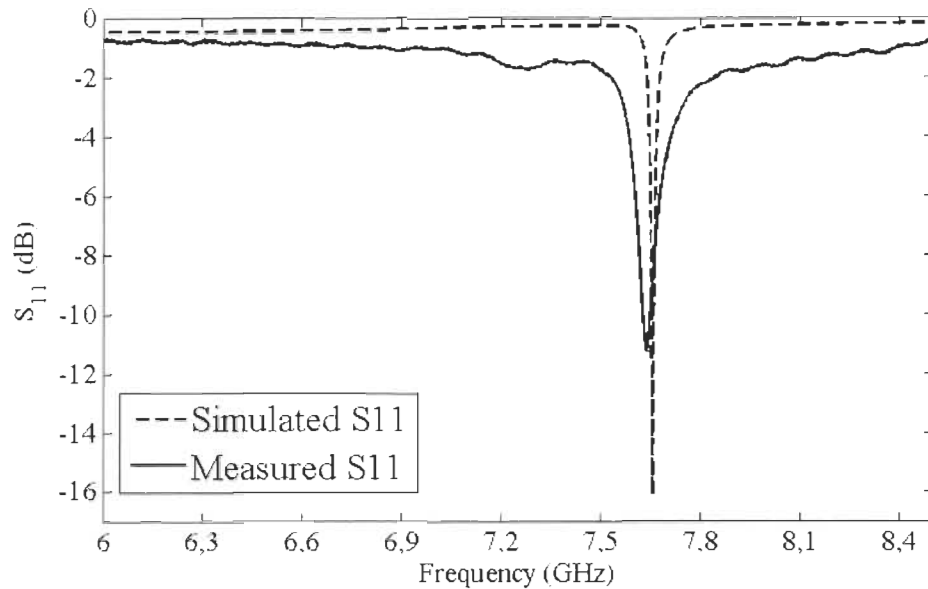


Figure 33. Paramètres S_{11} simulés et mesurés du résonateur à cavité d'air intégrée au substrat.

Nous pouvons relever une bonne concordance entre la théorie et la pratique. En effet, la fréquence de résonance du mode fondamental TE_{101} est de 7,634 GHz pour la mesure et de 7,654 GHz pour la simulation. La petite différence entre la mesure et la simulation est due au contact ohmique et/ou aux incertitudes sur la perte diélectrique du substrat utilisé, ce qui peut provoquer un léger décalage de fréquence de résonance. Ainsi, la bande de fréquence de travail est la bande X, section de la région radio micro-ondes du spectre électromagnétique. Dans certains cas, comme dans l'ingénierie de la communication, la plage de fréquences de la bande X est définie de 7 GHz à 11,2 GHz. Dans l'ingénierie radar, la plage de fréquence est spécifiée par la norme IEEE de 8 GHz à 12 GHz.

La limitation technique de notre processus de fabrication de PCB a conduit à une faible présence de substrat diélectrique dans la cavité du résonateur (≤ 1 mm). Cependant, ces présences diélectriques ont peu d'impact sur la sensibilité du dispositif et sur la valeur de la fréquence de résonance du mode fondamental TE_{101} , qui lui est confiné au centre de la

cavité. Le facteur de qualité mesuré (Q) pour le capteur est 273.2. Ces mesures ont été prises à 20% d'humidité.

7.4 Validation expérimentale

Pour tester la capacité de détection d'humidité du résonateur à cavité d'air intégré au substrat, le dispositif a été placé dans le banc d'essai à humidité contrôlé présenté à la Figure 19. Pour chacune des mesures sous un flux d'air humide, la chambre est d'abord stabilisée en termes de température, d'humidité relative et de pression. Tous ces paramètres ont été maintenus stables pendant les mesures, grâce aux systèmes de contrôle de la température et de la pression du banc. Ainsi, les mesures expérimentales ont été réalisées sous une pression de 14.7 psi (1atm) et une température de 30 °C. Le capteur d'humidité a ainsi pu être exposé à des concentrations différentes de taux d'humidité allant de 20 RH% à 85 RH%, comme illustré à la Figure 34.

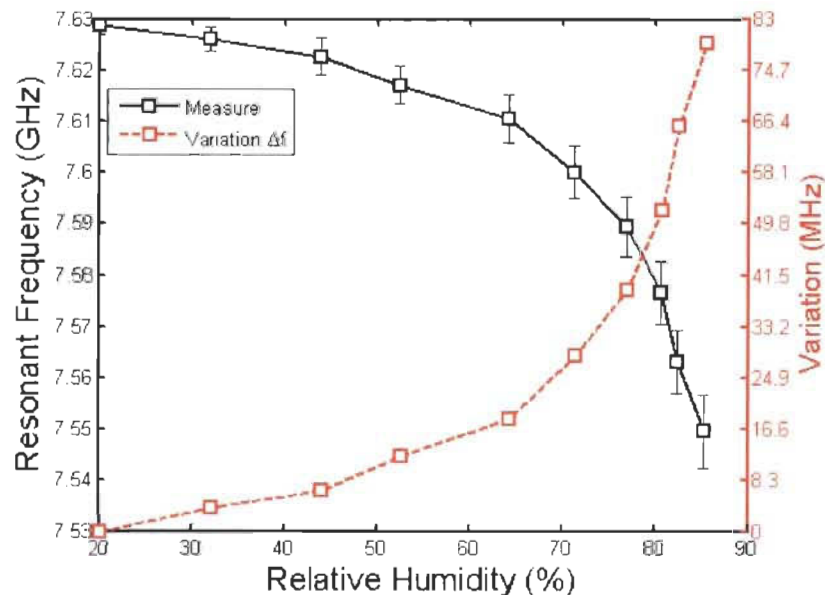


Figure 34. Sensibilité de la structure proposée : (à gauche) décalage de la fréquence de résonante en fonction de la concentration d'humidité / (Droite) variation de la fréquence de résonance.

La mesure de fréquence de S_{11} a été effectuée à chaque minute, pour des concentrations d'humidité allant de 20 RH% à 85 RH%. L'expérience a été répétée dans les mêmes conditions expérimentales pendant quatre jours pour tester la répétabilité des mesures.

Les résultats de mesure nous montrent que la structure GIS présente une bonne sensibilité en présence d'humidité, avec un décalage de fréquence vers les valeurs inférieures, à mesure que la concentration d'humidité augmente. Ainsi, sur la Figure 35 nous pouvons relever le décalage maximum de fréquence relevé à une humidité relative de 85% pour une valeur de 79,05 MHz. Comme la réponse en fréquence n'est pas parfaitement linéaire, la sensibilité mesurée S [148] peut être séparée en deux réponses : à faible taux d'humidité $S = 0,24 \text{ MHz} / \text{RH}\%$ et à un niveau d'humidité élevé $S = 2,1 \text{ MHz} / \text{RH}\%$ et en moyenne une variation relative de $1,21 \text{ MHz} / \text{RH}\%$, pour un décalage de fréquence de résonance passant de 7,63 GHz à 7,55 GHz de 20 RH% à 85 RH%. La répétabilité a été vérifiée, et les résultats des différentes mesures sont convergents.

7.5 Comparaison et discussion

Les performances de sensibilité de la structure résonante ont été comparées à d'autres composants micro-ondes de la littérature réalisée pour la détection de l'humidité. Le Tableau 16 dresse un tableau comparatif des différentes sensibilités de capteurs d'humidité à technologie micro-ondes.

Tableau 16 Comparaisons de la structure « Air-Filled » avec diverses structures micro-ondes pour la détection de l'humidité dans la littérature.

Structure	Type de technologie	Principe	Bande RH%	Matériaux sensibles	Sensibilité	Année	REF
Condensateur Polyelectrolyte	Condensateur Polyelectrolyte	Décalage de Fréquence	10-90%	Oui	6.75 kHz/RH%	2010	[149]
Tag RFID	Technologie d'impression		11-100%	Oui	171.4 kHz/RH%	2011	[150]
Résonateur ligne à délai	Acoustique		10-90%	Oui	12.12 kHz/RH%	2014	[151]
Résonateur SAW	Acoustique		11-95%	Oui	27.38 kHz/RH%	2016	[134]
Love-Wave sur lignes à délai SAW	Acoustique		0-90%	Oui	65.37 kHz/%RH	2012	[165]
Résonateur SAW + Electrodes interdigitées	Acoustique		11-90%	Oui	1 kHz/RH%	2011	[166]
Quartz cristal	QCM électrochimique		11-95%	Oui	77 Hz/RH%	2013	[152]
Résonateur optique micro-mécanique	Optique		0-75%	Non	5 Hz/RH%	2014	[167]
Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)	Acoustique		20-92%	Oui	14 kHz/RH%	2010	[168]
Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)	Acoustique		20-80%	Oui	8.5 kHz/RH%	2010	[169]
Guide d'ondes intégré au substrat	GIS		20-80%	Non	112 kHz/RH%	2015	[39]
Guide d'ondes intégré au substrat	GIS		6.5-93 %	Non	173 kHz/RH%	2017	[41]
Cavité résonante GIS remplie d'air	GIS		20-85%	Non	1.21 MHz/RH%	2016	Nous

La plupart des structures de la littérature montrent des sensibilités de l'ordre de kHz / RH% en intégrant pour la plupart des matériaux sensibles à l'humidité. Comme le montre le Tableau 16, notre résonateur à cavité d'air intégré au substrat, même sans l'intégration de matériau sensible, présente la plus haute sensibilité (1,21 MHz / RH%) parmi tous les dispositifs relatés dans le tableau. Ainsi, cet original concept de capteur « air-filled » permet de concevoir à partir d'une structure multicouche, un capteur d'humidité très sensible et très précis. Sa particularité d'opération sans matériau sensible, lui permet de fournir d'excellentes performances de répétabilité et de stabilité avec affichage des temps de réponse relativement rapides (moins de 2 s) et des temps de recouvrement peu élevés

(environ 2s). Étant donné que la technologie du capteur est facilement co-intégrable avec les circuits planaires micro-ondes, sa réalisation se range parmi les techniques de fabrication classique de circuits. Ce qui fait de ce capteur « Air-Filled » un dispositif micro-ondes à faible coût de fabrication, capable d'héberger de nouvelles applications potentielles comme la technologie sans fil, en intégrant une antenne sans fil.

7.6 Conclusion

Dans ce travail, un résonateur micro-ondes à cavité d'air intégré au substrat conçu sous la technologie GIS est présenté comme dispositif de détection d'humidité. La structure testée dans un environnement contrôlé avec une humidité variant de 20% à 85%, présente une sensibilité de 1,21 MHz / RH%. Ce dispositif de détection proposé fonctionne sans matériau sensible, est simple à fabriquer, à co-intégrer avec les circuits planaires hyperfréquences existant et présentant un haut facteur de qualité et ceci à très faible coût.

En outre, les conclusions théoriques énoncées au chapitre 4 concernant l'importance du volume occupé par la région sensible dans la cavité des résonateurs, et l'impact sur la sensibilité des pertes diélectriques de cette région sensible, nous a conduit vers la réalisation d'une structure multicouche à cavité résonante GIS, pour la détection de paramètre environnemental comme l'humidité.

Cette structure a l'avantage de présenter de très hautes performances de sensibilité à l'humidité, cependant, il est connu que le paramètre humidité est intimement lié à celui de la température. Des concepts de la réalisation d'un capteur d'humidité, peuvent facilement découler ceux de la réalisation d'un capteur de température. D'ailleurs, il est commun dans de nombreuses réalisations de capteur d'humidité, de retrouver une intégration d'un module

de détection de température, permettant également d'accroître la précision du capteur. Ainsi, c'est dans ce contexte qu'est née l'idée, d'une proposition de structure multifonction, capable d'intégrer plusieurs détecteurs environnementaux. Ainsi, au chapitre 8, sera présenté la réalisation d'une structure monolithique, réalisée sous la technologie GIS, pour la détection simultanée de la température et de l'humidité. Par ailleurs, ce concept est extensible à une réalisation capable de détecter de façon synchrone tous les types de paramètres environnementaux existants dans la nature.

Chapitre 8 - Conception et réalisation de multicapteur à technologie GIS pour la détection simultanée d'humidité et de température.

La capitalisation des conclusions théoriques énoncées dans le chapitre 4, ainsi que le savoir-faire acquis des réalisations de dispositifs de détection développés aux chapitres 5, 6 et 7, nous auront permis de dresser le concept d'un nouveau dispositif multicapteur, passif, monolithique, réalisé avec la technologie micro-ondes GIS, pour la détection conjointe d'humidité et de température. Cette nouvelle structure, présentée dans cette dernière section, opère dans la bande de fréquence 5GHz-9,5 GHz et présente des décalages de fréquence pour des variations de 6.5-93% de taux d'humidité relative et des variations entre 23-60°C de température. Basé sur la technologie GIS, cette nouvelle solution environnementale monolithique présente l'avantage d'être simple, peu énergivore, à très faible coût et suivant le nombre de cavités résonantes intégrées en son sein, est capable de combiner la détection simultanée de plusieurs paramètres physiques.

8.1 Introduction

La quête incessante de confort et de plus sécurité, dans les domaines domestique et industriel au cours des dernières années, a conduit à une prolifération remarquable de systèmes de détection environnementaux tels que : les capteurs de température, de pression, d'humidité, ou encore de contrôle de la qualité de l'air. Ainsi, la réalisation de capteurs environnementaux performants et à faibles coûts est devenue une priorité essentielle et les problématiques liées à leur développement suscitent depuis peu un intérêt de plus en plus croissant dans le milieu de la recherche, aussi bien industriel qu'académique [158-159].

La conception de structures passives monolithiques capables de multidétections et capables de couvrir l'ensemble des besoins dans le domaine de la détection environnementale est devenue l'un des sujets phares d'échanges dans le domaine de la technologie de détection. Selon les informations recueillies dans l'état actuel de l'art, des efforts considérables ont été menés afin de parvenir à l'accomplissement conforme de système de détection monolithique, multifonction pour des applications environnementales. Entre autres, nous pouvons relever l'exemple d'un « smart » capteur de température et d'humidité mis en œuvre autour d'une unique puce, présenté dans [160]. Aussi, le modèle de capteur sans fil passif de type LC qui surveille simultanément la température, la pression et l'humidité a été décrit dans [161]. À noter que la plupart des structures monolithiques à détection multiple, proposées dans la littérature, sont basées sur des dispositifs à technologie Microsystème électromécanique (MEMS) [162-164].

Cependant, pour les systèmes à puce, la problématique majeure est que l'intégration de module d'alimentation, ou de convertisseurs analogiques à numériques (ADC) ou encore d'amplificateurs demeure à ce jour, un défi prééminent. De même, la performance des

multicapteurs à base de composants micro-ondes de type lignes distribuées ou de composants discrets, ne satisfont toujours pas encore les exigences pour les applications de détection environnementale. Concernant les dispositifs multicapteurs déployés sous la technologie MEMS, ces derniers nécessitent souvent des processus de fabrication complexes et non standard et souvent difficiles à intégrer avec des circuits RF planaires. En d'autres termes, dans la littérature, bons nombres de réalisations de systèmes monolithiques multicapteurs peuvent être soulignés, néanmoins la plupart d'entre eux ne répondent pas aux exigences du marché en termes de coût, de consommation d'énergie (Passivité), complexité du processus de fabrication, intégration et compatibilité avec d'autres technologies.

Ainsi, ce travail propose pour la première fois dans le domaine de la détection environnementale, une structure micro-ondes, constitué d'une ligne de transmission GIS, couplée à des cavités intégrées au substrat, pour la détection de multitude de paramètres environnementaux. La détection simultanée de la température et de l'humidité à l'aide d'un unique dispositif monolithique est démontrée dans cette étude. La structure proposée, basée sur la technologie GIS est peu coûteuse, très flexible et suivant le matériau diélectrique sensible intégré dans les cavités résonantes, peut être utilisée pour détecter différentes grandeurs physiques telles que la température, les gaz, la pression, l'humidité ...

8.2 Structure du multicapteur et principe de fonctionnement

La structure proposée pour la multidétection environnementale est la ligne de transmission avec N résonateurs couplés qui offrent une grande flexibilité pour incorporer de multiples capteurs. Dans ce travail, deux résonateurs R1 et R2, introduisant deux fréquences f_{r1} et f_{r2}

coupe-bande, sont couplés au guide d'ondes (ligne de transmission) principal pour la détection simultanée de la température et de l'humidité (Figure 35).

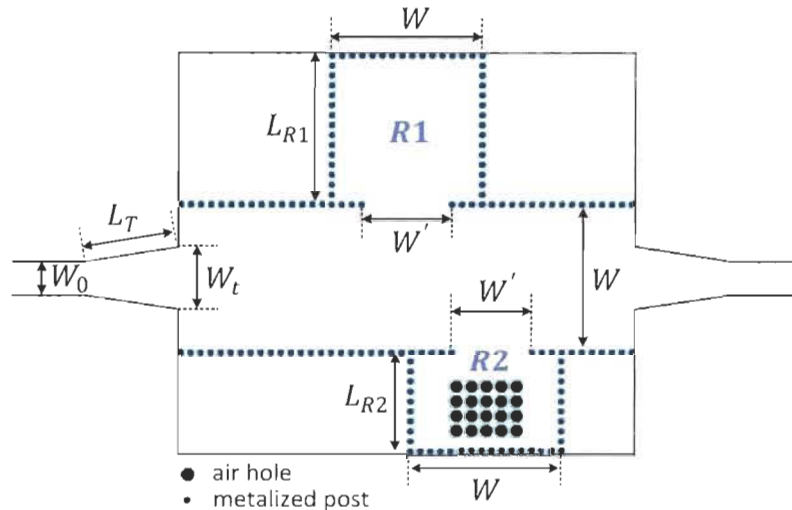


Figure 35. Conception du multicapteur GIS réalisée pour la détection de l'humidité et de la température.

Le principe de fonctionnement du multisenseur est basé sur une variation de la constante diélectrique effective des résonateurs, en raison de la variation de la température et/ou de l'humidité environnent. Pour les cavités résonantes GIS R1 et R2, couplées à la ligne de transmission GIS, nous savons que leurs fréquences de résonances sont inversement proportionnelles à la permittivité du diélectrique du substrat de la structure. Ainsi, l'utilisation d'un substrat sensible à la température pour la réalisation du multicapteur fournira une variation de fréquence de la résonance des deux résonateurs R1 et R2 en cas de variation de la température environnent. Cette variation de fréquence des résonateurs se traduit par un décalage des fréquences coupe-bande au niveau du paramètre S_{21} (coefficient de transmission) de la ligne de transmission. Étant donné que le résonateur R2 est fonctionnalisé en son centre avec des trous d'air, la capacité de détection d'humidité du multicapteur est basée sur la variation de la constante diélectrique au niveau des trous d'air

de R2, en présence d'humidité. Comme démontré au chapitre 7, la présence d'humidité entraînera également un décalage de la fréquence de résonance de R2, qui se traduit par un décalage de la fréquence coupe bande f_{r2} , au niveau du paramètre S_{21} de la ligne de transmission. En d'autres termes, nous avons R1 et R2 qui sont tous les deux sensibles à la température, alors que R2 est uniquement sensible à l'humidité en raison de sa structure intégrant des trous d'air.

Ainsi, le décalage simultané des deux fréquences coupe-bande du multicapteur peut être utilisé pour estimer une variation de température, alors qu'une variation solitaire d'une des fréquences coupe-bande nous fournit une indication de présence d'humidité.

8.3 Conception et réalisation du dispositif

8.3.1 Théorie de base

Pour la conception de la structure multicapteur GIS il est nécessaire au préalable de définir la fréquence de coupure de la ligne de transmission, de modéliser et d'optimiser les éléments à coupler à la ligne (résonateur R1 et R2) et enfin en dimensionnant R1 et R2, définir les fréquences de résonance des cavités GIS (ou fréquence coupe-bande de ligne), qui seront utilisées comme capteurs.

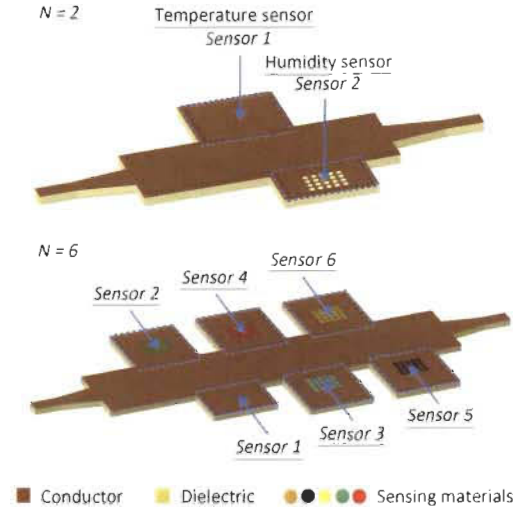


Figure 36. Vue tridimensionnelle de la structure monolithique GIS à N capteur.

La fréquence de coupure f_{co} de la ligne de transmission a été définie dans [30] et [95]:

$$f_c = \frac{c}{2W_{eff}\sqrt{\epsilon_r}} \quad W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (39)$$

Où c est la vitesse de la lumière, ϵ_r est la constante diélectrique du substrat, d est le diamètre des vias métallisés, et p est la distance entre deux vias métallisés.

Le couplage a été optimisé en utilisant les équations de conception pour les transitions de guides d'ondes intégrées au substrat décrites dans [95].

Pour le mode dominant TE_{101} , la fréquence de résonance f_{R1} de la cavité R1 a été déterminée en utilisant les formules :

$$f_{R1} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{R1eff}}\right)^2} \quad (40)$$

$$L_{R1eff} = L_{R1} - \frac{d^2}{0.95 p} \quad (41)$$

Où W_{eff} et L_{R1eff} sont respectivement la largeur équivalente et la longueur équivalente du résonateur R1.

La fréquence de résonance f_{R2} de la cavité sensible à l'humidité R2 est calculée selon la formule de la méthode de perturbation présentée dans (13):

$$f_{R2} = \frac{-\Delta\epsilon \left(\pi\alpha + W \sin\left(\frac{\pi\alpha}{W}\right) \right)^2}{2\pi^2 W^2 \epsilon_{rsub.}} f_0 + f_0 \quad (42)$$

Où $\Delta\epsilon = \epsilon_{rmat} - \epsilon_{rsub}$, ϵ_{rsub} est la constante diélectrique du substrat, ϵ_{rmat} est la permittivité effective de la région fonctionnalisée, α est la largeur de la région fonctionnalisée, et f_0 est la fréquence de résonance non perturbée.

8.3.2 Simulation et mesure du dispositif

Le multicateur destiné à la détection de la température et de l'humidité a été conçu et simulé, avec le logiciel 3D de simulation électromagnétique EMPro. Les dimensions de la structure proposée sont présentées dans le Tableau 17

La Figure 37 montre la structure fabriquée sur le substrat diélectrique FR4 ($\epsilon_r = 4,6$; $\tan \delta = 0,01$; $h = 1,524$ mm). Le diamètre d des vias métallisés est de 0,6 mm tandis que le pas entre les vias est de 1 mm. Les trous d'air ont été perforés avec un diamètre $d_{ah} = 1,2$ mm avec un pas entre trous d'air de $p_{air} = 1,5$ mm.

Tableau 17 Valeurs des paramètres de conception du multicateur de détection d'humidité et de température.

W	L_{R1}	W'	L_{R2}	W_0	W_t	L_T
-----	----------	------	----------	-------	-------	-------

15 mm	15 mm	9 mm	10 mm	3.6 mm	5.8 mm	6.7 mm
-------	-------	------	-------	--------	--------	--------

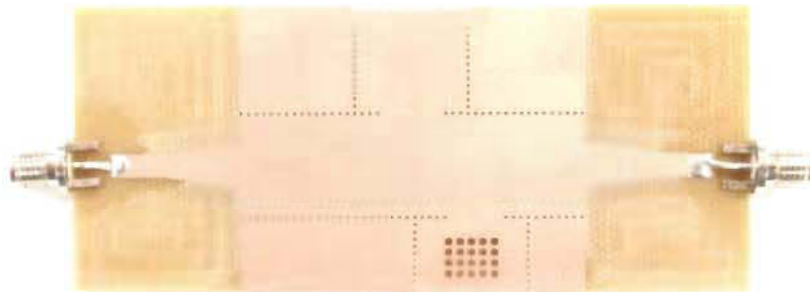


Figure 37. Multicapteurs GIS fabriqués ($N = 2$) pour la détection de la température et de l'humidité.

Une comparaison de paramètre S_{21} entre les résultats simulés et mesurés du multicapteur est illustrée sur la Figure 38.

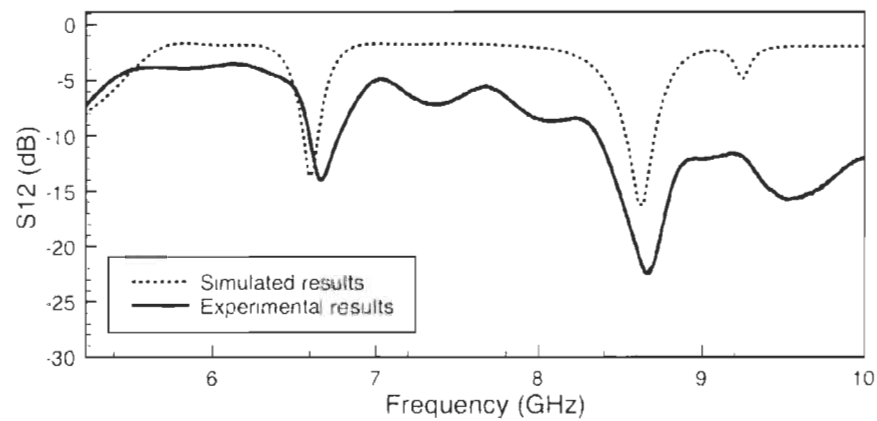


Figure 39. Paramètre S_{21} simulé et mesuré des résonateurs couplés à la ligne de transmission GIS.

Une bonne similitude peut être notée entre les résultats simulés et les résultats expérimentaux. La petite différence entre la mesure et la simulation est due à l'incertitude sur la perte diélectrique du substrat utilisé.

8.4 Résultats expérimentaux

8.4.1 Détection indépendante de la température et de l'humidité

Pour démontrer la capacité de détection de température, le multisensor a été placé dans un environnement contrôlé. Comme nous pouvons le relever sur la Figure 40, l'évolution de fréquence de résonance des deux cavités résonantes f_{R1} et f_{R2} présentent une évolution similaire allant jusqu'à 40 MHz de décalage pour des variations de température de 3°C à 60°C (Figure 40).

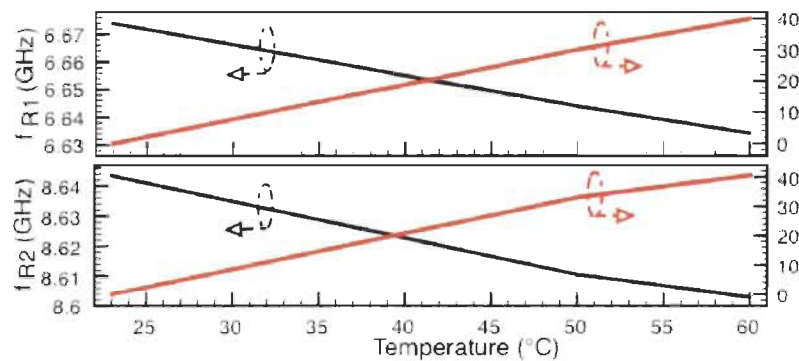


Figure 40. Décalage de fréquence des deux cavités R1 et R2 sous variation de température.

Ainsi, une augmentation de la température ambiante entraîne un décalage simultané des deux fréquences coupe-bande du dispositif. Ce décalage de 40 MHz de f_{r1} et f_{r2} se conforme au principe de détection de température du multicapteur et correspond à une sensibilité de 1,0756 MHz / °C.

La réponse du multicapteur proposé lors de l'exposition à l'humidité est décrite à la Figure 41. La présence d'humidité n'affecte pas R1 alors que R2 présente un décalage de fréquence allant jusqu'à de 15 MHz, pour une plage de variation de taux d'humidité de 6,5 RH% à 93 RH% (Figure 41).

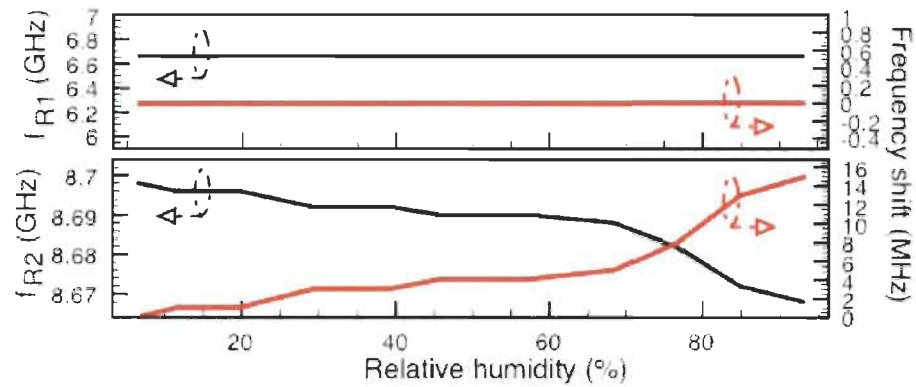


Figure 41. Décalage de fréquence des deux cavités R1 et R2 lorsqu'elles sont exposées à l'humidité

Ainsi, une variation du taux d'humidité environnant entraîne un décalage exclusif de la fréquence coupe-bande f_{R2} du dispositif (correspondant à la fréquence de résonance de R2). Ce décalage de 15 MHz de f_{R2} traduit le principe de détection d'humidité du multicateur et correspond à une sensibilité de 173 kHz / RH%.

8.4.2 Détection simultanée de la température et de l'humidité

Les performances du dispositif de détection multifonction ont également été évaluées dans la situation où ce dernier, est placé dans un environnement contrôlé, avec une variation simultanée de la température et du taux d'humidité, a été menée.

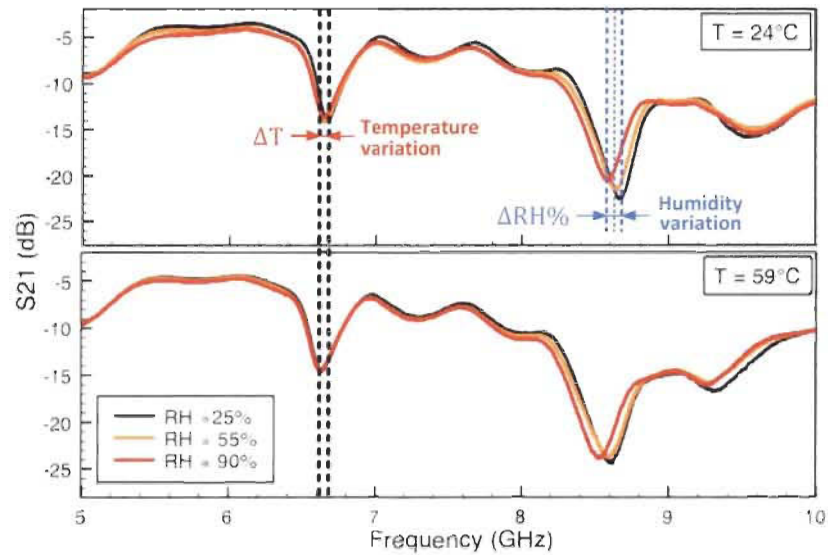


Figure 42. Détection simultanée de la température et de l'humidité.

La Figure 42 montre qu'en plus d'une variation de température qui provoque un initial décalage de fréquence des deux cavités R1 et R2, une variation de l'humidité entraîne un décalage de fréquence supplémentaire uniquement pour la cavité R2. En connaissant la part apportée par le décalage de fréquence due à la température (décalage correspondant à celui de f_{R1}), ceci permet de discriminer une variation de l'humidité relative, d'une variation de température.

8.5 Conclusion

Dans ce travail, un transversal filtre coupe-bande utilisant la technologie GIS est présenté pour la première fois comme détecteur d'humidité et de température. La structure a été testée dans un environnement contrôlé, avec une variation du taux d'humidité entre 6,5% et 93% et une variation de température de 23°C à 60°C . La capacité de multidétection du multicapteur multiple a donc été démontrée avec une sensibilité de 173 kHz/RH% pour l'humidité et 1.0756 MHz/ $^\circ\text{C}$ pour la température.

Ce concept de capteur capable de multidétection conclut l'aspect réalisation de ce travail de doctorat, permettant de capitaliser l'ensemble des travaux de cette thèse dans une seule et unique structure. Ainsi, les théories avancées au chapitre ont permis un travail en amont, afin d'optimiser les réponses des fréquences coupe-bande de la ligne de transmission. Tandis que le savoir-faire acquis de la réalisation des capteurs d'humidité et de gaz, aura permis une meilleure conception des cavités résonantes couplées à la ligne de transmission GIS, pour la réalisation du système de détection monolithique, multicapteur à technologie GIS.

Chapitre 9 - Conclusions et perspectives des futurs travaux

9.1 Conclusions

Au cours de ces dernières années, les préoccupations environnementales telles que le niveau de pollution atmosphérique, le réchauffement climatique, la dégradation écologique, ont entraîné l'émergence de nombreux systèmes de détection environnementale. Ainsi, la réalisation de capteurs environnementaux performants et à faibles coûts est devenue une priorité essentielle et les problématiques liées à leur développement suscitent depuis peu un intérêt croissant dans le milieu de la recherche, aussi bien industriel qu'académique.

C'est dans ce contexte que le Laboratoire de Microsystème et Télécommunication a lancé dans le cadre de cette thèse, le développement de capteurs environnementaux innovants, déployés sous la technologie micro-ondes des cavités résonantes intégrés au substrat (GIS), pour lequel le principe de détection environnementale a été complètement reconsidéré. Ces capteurs sont basés sur un nouveau mode de transduction RF complètement passif, intégrant des matériaux diélectriques afin de détecter des paramètres environnementaux tels que l'humidité, les gaz ou la température.

La revue de littérature effectuée au chapitre 2, nous aura procuré une meilleure vue d'ensemble des récentes réalisations de senseurs micro-ondes pour la détection environnementale, de relever les forces et faiblesses des principales technologies existantes et par la suite de projeter nos travaux vers la tendance relevée comme étant la plus

prometteuse dans ce domaine. Partant de ces constats, le choix s'est tourné vers la réalisation de dispositifs micro-ondes sous la technologie GIS, un choix justifié par les nombreux avantages reconnus pour les structures GIS tels que les faibles coûts de production ou encore leurs performances remarquables d'opération dans la bande millimétrique.

Par conséquent, dans le chapitre trois, après avoir détaillé leurs modes de fonctionnement ainsi que leurs techniques de réalisation en cavités résonantes, une étude approfondie des comportements des champs électromagnétiques dans ces cavités résonantes GIS, a été réalisé au chapitre 4. Cette étude, qui s'appuie principalement sur la méthode des cavités perturbées, aura permis l'établissement de modèles mathématiques et analytiques, permettant une fidèle interprétation du comportement des champs électromagnétiques dans des cavités résonantes GIS.

De ces modèles analytiques, nous avons pu établir d'une part, une méthode de caractérisation permettant la détermination des propriétés électromagnétiques de matériau diélectrique et la prédiction des pertes générales engendrées par les matériaux dispersifs par extraction des tangentes de pertes de ces matériaux. Les valeurs de permittivité extraites sont validées, par estimation théorique, de calculs basés sur l'équation de mélange diélectrique Landau et Lifshitz, Looyenga (LLL). D'autre part, le développement de meilleurs outils, de conjectures des réponses fréquentielles des structures fonctionnalisées, et d'optimisation de la sensibilité des cavités micro-ondes GIS dépendamment du volume, du positionnement et de la permittivité relative de la zone fonctionnalisée.

Les modèles analytiques et mathématiques établis au chapitre quatre constituent la théorie de base de cette recherche doctorale, de laquelle vont découler les réalisations de

quatre structures de dispositifs distincts, déployés chacun pour la détection de paramètres environnementaux. Ainsi ont été développés :

- Au chapitre cinq, le concept d'un capteur d'hydrogène réalisé à base de cavités résonantes rectangulaires fonctionnalisées avec de la micro-poudre SnO_2 . La micro-poudre de SnO_2 a été synthétisée et traitée à travers des procédés chimiques et mécaniques pour en faire un matériau diélectrique sensible à l'hydrogène. La réalisation de différentes topologies de capteurs GIS, opérant dans une bande de fréquence comprise entre 4GHz et 6GHz, testées sous 2% de concentrations d'hydrogène ont présenté des valeurs de sensibilités relatives comprises entre 8,1 à 33,9%.
- Au chapitre six, le concept d'un capteur d'humidité, développé à base d'une cavité résonante GIS à géométrie circulaire avec un matériau sensible moins dispersif : la nanofibre de cellulose. Contrairement au capteur d'hydrogène présenté au chapitre cinq, le SICCR est un système de détection écologique utilisant de la nanocellulose, matériau biodégradable, dont la préparation ne sollicite pas l'intervention de procédés chimiques pour l'intégration de celui-ci dans le capteur. Le capteur opérant dans la plage de fréquence comprise entre 4,28 GHz et 4,32 GHz, présente une sensibilité de 237,5 kHz / RH% sous des conditions de test à humidité contrôlée d'humidité couvrant la plage de 11,7% RH à 91% RH.
- Au chapitre sept, le concept d'un capteur multicouche à base d'une technologie micro-ondes intitulé résonateur à cavité d'air intégré au substrat ou résonateur « Air-Filled » pour la détection d'humidité. L'idée innovante de substituer majoritairement le substrat de la structure avec un volume d'air dans la cavité de la

structure, permet la mise en œuvre d'un dispositif très sensible à l'humidité avec de hautes performances de stabilité, de répétabilité, de temps de réponse et de recouvrement. En d'autres termes la réalisation d'un capteur micro-ondes extrêmement sensible et n'intégrant aucun matériau sensible. Les structures proposées opèrent dans la de fréquence bande C à environ 7,63 GHz et présente un décalage de fréquence de 79,05 MHz soit une sensibilité de 1,21 MHz / RH% pour une humidité relative variant de 20% à 85%.

- Au chapitre huit, le concept d'un multicapteur monolithique à base de deux cavités résonantes GIS, raccordées à une ligne de transmissions pour la détection simultanée d'humidité et de température. Cette réalisation permet de thésauriser dans une même structure l'ensemble des conclusions théoriques avancées dans le chapitre quatre. Cette nouvelle structure, testée dans un environnement contrôlé, avec une variation du taux d'humidité entre 6,5% et 93% et une variation de température de 23°C à 60°C, présente une sensibilité de 173 kHz/RH% pour l'humidité et 1.0756 MHz/°C pour la température. Basé sur la technologie GIS, cette nouvelle solution environnementale monolithique présente l'avantage d'être simple, peu énergivore, à très faible coût et capable d'applications multidétectrices.

9.2 Perspectives

Pour de futures perspectives de recherches, nous pouvons imaginer l'extension des travaux présentés dans cette thèse, vers l'intégration d'autres technologies électroniques comme les technologies sans fil, les technologies d'identification ou encore d'impression sur substrat...

Ainsi, quatre axes de recherches peuvent être surlignés comme perspectives de travaux futurs :

- **Le Sans Fil :** L'idée serait de déployer un capteur GIS ou réseau de capteur GIS dans une configuration de fonctionnement sans fil. Les applications sans fil connaissent depuis le début de ce XXe siècle une croissance fulgurante dans tout ce qui a trait avec l'électronique, plus particulièrement le secteur de la télécommunication. Ainsi, par intégration d'une antenne à la structure résonante, cette dernière pourra être interrogée via un lecteur désigné ou via une plateforme d'interrogation pour le cas d'un réseau d'antennes. L'idée de transformer entièrement le dispositif en « cellule interrogée » serait également envisageable. Dans ce cas, le principe de détection environnementale, s'appuierait sur la propriété de réflexion sur la surface de la structure résonante d'une onde, provenant d'une antenne émettrice. Suivant, la déformation du signal de la phase, il sera facile d'incriminer ou non la présence d'un élément perturbateur. Ce principe de fonctionnement nous ferait dénommer la structure une « antenne-capteur ».
- **L'Identification :** l'idée serait de rajouter une option identification dans la structure de détection. Il est apparu que, l'intérêt pour la conception de structures monolithiques capables de détection passive et facilement identifiables, permettant de couvrir les besoins dans le domaine de la détection et de l'identification, se fait de plus en plus grandissant. Dans une version du capteur monolithique développé au chapitre huit, la structure proposée pourrait se voir intégrer un résonateur perturber avec des trous d'air ou de vias métallisés. Ceci permettrait suivant le nombre de trous intégrés, de provoquer des perturbations de la fréquence de résonance de la

cavité et ainsi fournir des valeurs différentes de fréquence de résonance. Ces différentes fréquences de résonances propres à chaque dispositif, représenterait le code identificateur de la structure dans un réseau de capteur.

- **L'Impression** : L'idée serait d'aboutir à la réalisation d'un dispositif à technologie GIS réalisé sur du substrat flexible et destiné à des applications de détection. Cette idée apporterait une solution aux problèmes liés à l'incorporation des capteurs dans des environnements hostiles (mines, boîtier d'emballage, etc.) avec des techniques d'impression permettant la réalisation de ces capteurs sur du substrat flexible comme le papier, le tissu ou le plastique. Ce défi d'abandonner les substrats rigides afin de se tourner vers l'électronique imprimée représentera à terme un aboutissement technologique et scientifique intéressant pour cette technologie GIS qui en ait qu'à ses débuts sur ce sujet. De même, nous pourrions envisager une réalisation de circuit GIS à travers une technique d'impression tridimensionnelle. Ceci permettrait via une imprimante 3D, de mieux définir les contours des structures GIS 3D à l'instar de la structure développée au chapitre sept « Air-Filled » capteur, qui pourra de ce fait être affiné de façon plus aboutie.
- **La Miniaturisation** : L'idée serait de miniaturiser le capteur conçu, à l'aide la technologie « Slow-Wave SIW » (SW-SIW), qui est présentée à ce jour comme l'une des solutions les plus innovantes concernant la miniaturisation des composants GIS. La miniaturisation des capteurs est d'un grand intérêt technologique, afin de pouvoir les intégrer à des systèmes peu encombrants. En l'occurrence, la miniaturisation des cavités résonantes GIS aurait pour effet d'augmenter davantage leurs fréquences de fonctionnement. SW-SIW est une

technique de fabrication micro-ondes qui à travers l'utilisation de la technologie des ondes lentes, permet une réduction significative de la taille des dispositifs, tout en conservant leurs fréquences d'opération (et ceci peut être nécessaire pour des raisons de domaines d'application). On peut d'ailleurs espérer que la combinaison de ces deux alternatives donne des résultats spectaculaires dans la perspective d'un capteur « Air-Filled » miniature.

Par ailleurs, d'autres voies d'optimisation, avec un aspect plus développement de produit peuvent également être envisagées. Nous pouvons citer entre autres :

- ✚ La qualification des dispositifs de détection avec une batterie de tests permettant d'attester de la robustesse, de la fiabilité, de la résolution, de sa reproductibilité, ou encore pour l'étalonnage de celui-ci.
- ✚ Une amélioration des techniques de fabrication pourra aussi être explorée afin de les optimiser avec un aspect plus industrialisé comme par exemple en incluant l'utilisation de couche Prepreg pour la réalisation du capteur « air-filled ». Le Prepreg (de préimprégné) est en fibre de verre imprégné de résine. La résine est préséchée, mais non durcie, de sorte qu'une fois chauffée, qu'elle fonde, colle, et est complètement immergé.
- ✚ Pour finir, étant donné que les structures proposées dans cette thèse sont pour la plupart dans une phase preuve de concept avec l'utilisation d'un VNA pour relever le signal perturbé. Pour des versions abouties à usage commercial ou autre, les résonateurs GIS pourront être réalisés dans une structure oscillante à fréquence fixe communément appelée oscillateur. Ainsi, ces derniers pourraient être intégrés dans une boucle de rétroaction d'une topologie GIS d'oscillateur, avec une cavité référente à fréquence fixe et choisie associée au dispositif de

détection. Ainsi, la sortie de l'oscillateur pourra être exploitée pour générer un signal AC de sortie.

Bibliographie

- [1] «Les technologies du XXIe siècle Promesses et périls d'un futur dynamique: Promesses et périls d'un futur dynamique » OECD Publishing, Sept 1998.
- [2] <http://www.bccresearch.com/market-research/instrumentation-and-sensors/environmental-sensor-markets-ias030c.html>.
- [3] Xiao Liu , Sitian Cheng , Hong Liu , Sha Hu , Daqiang Zhang and Huansheng Ning, “*A Survey on Gas Sensing Technology*”, Sensors, 12, 9635-9665, 2012.
- [4] Wood J., Canadian Environmental Indicators—Air Quality, January 2012, Studies in Environmental Policy, Fraser Institute.
- [5] E. Nyfors & P. Vainikainen, Industrial Microwave Sensors, 1989.
- [6] G. M. Ma et al., "A Wireless and Passive Online Temperature Monitoring System for GIS Based on Surface-Acoustic-Wave Sensor," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 31, no. 3, pp. 1270-1280, June 2016.
- [7] D. Lu, Y. Zheng, A. Penirschke and R. Jakoby, "Humidity Sensors Based on Photolithographically Patterned PVA Films Deposited on SAW Resonators," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 1, pp. 13-14, Jan.1, 2016.
- [8] A. Prasad, A. A. Seshia and J. Charmet, "Micromechanical piezoelectric-on-silicon BAW resonators for sensing in liquid environments," 2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium & the European Frequency and Time Forum, Denver, CO, 2015, pp. 209-213.
- [9] Y. W. Wang et al., "Film bulk acoustic resonator based gas sensor: A sensitive detector for gas chromatography," 2017 19th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), Kaohsiung, 2017, pp. 1471-1474.
- [10] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, “The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics,” 2003 Proc. TELSIS, Serbia and Montenegro vol. 1, pp. 3-10.
- [11] [7] L. Li, X. P. Chen, R. Khazaka and K. Wu, "A transition from substrate integrated waveguide (SIW) to rectangular waveguide," Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific , vol., no., pp.2605-2608, 7-10 Dec. 2009
- [12] E. Silavwe, N. Somjit and I. D. Robertson, "A Microfluidic-Integrated SIW Lab-on-Substrate Sensor for Microliter Liquid Characterization," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 21, pp. 7628-7635, Nov.1, 2016.
- [13] K. Han et al., "RF Characterization of Magnetodielectric Material Using Cavity Perturbation Technique," in IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 5, no. 12, pp. 1850-1859, Dec. 2015.
- [14] U.A. Bakshi, Electromagnetic Theory & Transmission Lines—2011, pp.615-654.
- [15] N. Meyne née Haase et al, "Miniaturized Transmission-Line Sensor for Broadband Dielectric Characterization of Biological Liquids and Cell Suspensions," in IEEE

- Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 10, pp. 3026-3033, Oct. 2015.
- [16] M. D'Asaro et al., "*A fully-shielded flexible and stretchable microwave transmission-line tactile pressure sensor*", IEEE Sensors, 2016.
 - [17] R. Nair et al, "*A humidity sensor for passive chipless RFID applications*," 2012 IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), Nice, 2012, pp. 29-33.
 - [18] S. M. Balashov et al, "*SAW sensor without the reference channel based on the two path delay line*," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 2062-2065.
 - [19] Y. J. Lee et al., "*A reflection type gas sensor using conducting polymer as a variable impedance at microwave frequencies*," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 1819-1822.
 - [20] R. Rimeika et al, "*Humidity sensor using leaky surface acoustic waves in YX-LiTaO₃ with nanostructured porphyrin film*," 2009 IEEE Sensors, Christchurch, 2009, pp. 1753-1757.
 - [21] K. Stroganov et al, "*SAW temperature sensors for electric power transmission lines*," 2014 European Frequency and Time Forum (EFTF), Neuchatel, 2014, pp. 157-159.
 - [22] J. Yao et al, "*Far-Field Interrogation of Microstrip Patch Antenna for Temperature Sensing Without Electronics*," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 19, pp. 7053-7060, Oct.1, 2016.
 - [23] S. Manatrinon et al, "*Moisture sensor based on standing wave ratio for agriculture industry*," 2016 7th International Conference of Information and Communication Technology for Embedded Systems (IC-ICTES), Bangkok, 2016, pp. 51-56.
 - [24] M. Joodaki and M. Rezaee, "*Coplanar Waveguide (CPW) Loaded With an Electromagnetic Bandgap (EBG) Structure: Modeling and Application to Displacement Sensor*," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 9, pp. 3034-3040, May, 2016.
 - [25] H. Sun et al " *Spectrum ameliorative optical fiber temperature sensor based on hollow-core fiber and inner zinc oxide film* " Sens. Act B, vol. 245, pp. 423-427, Jun. 2017.
 - [26] M. Dragoman et al, "*Carbon Nanotubes-based microwave and millimeter wave sensors*", Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Germany (2007)
 - [27] G. Barochi et al, "*Development of microwave gas sensors*" Sens. Actuators B, 157 (2011), pp. 374–379
 - [28] B. Zhanget al, "*A Surface Acoustic Wave Resonator Type Sensor for Measuring Temperature*," 2015 International Conference on Computer Science and Mechanical Automation (CSMA), Hangzhou, 2015, pp. 162-165.
 - [29] S. Subbaraj et al, "*Electromagnetic Nondestructive Material Characterization of Dielectrics Using EBG Based Planar Transmission Line Sensor*," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 19, pp. 7081-7087, Oct.1, 2016.
 - [30] D.Pozar, Microwave resonators, in: Microwave Engineering, 4th ed., 2012, pp.306–309.

- [31] Z. Shaterian et al, "*Rotation sensing based on the symmetry properties of an open-ended microstrip line loaded with a split ring resonator*," 2015 German Microwave Conference, Nuremberg, 2015, pp. 33-35.
- [32] B. H. Kim et al., "*A gas sensor using double split-ring resonator coated with conducting polymer at microwave frequencies*," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 1815-1818.
- [33] F. Y. Kuo et al, "*Monolithic Multi-Sensor Design With Resonator-Based MEMS Structures*," in IEEE Journal of the Electron Devices Society, vol. 5, no. 3, pp. 214-218, May 2017.
- [34] C. Arenas-Buendia et al, "*RF sensor based on gap waveguide technology in LTCC for liquid sensing*," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [35] M. H. Zarifi and M. Daneshmand , "*Liquid sensing in aquatic environment using high quality planar microwave resonator*", sensor & act B
- [36] H. Cheng et al, "*Evanescent-mode-resonator-based and antenna-integrated wireless passive pressure sensors for harsh-environment applications*", Sensors and Actuators A: Physical
- [37] J. M. Boccard et al, "*High-Resolution, Far-Field, and Passive Temperature Sensing up to 700 °C Using an Isolated ZST Microwave Dielectric Resonator*," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 3, pp. 715-722, Feb.1, 2016.
- [38] M. Abdolrazzaghi and M. Daneshmand, "*Enhanced Q double resonant active sensor for humidity and moisture effect elimination*," 2016 IEEE MTT-S Inter. Micr. Symp. (IMS), San Francisco, 2016, pp. 1-3.
- [39] H. El Matbouly et al, "*Passive Microwave Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing*," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 12, pp. 4150-4156, Dec. 2015.
- [40] M. Ndoye et al., "*Sensitivity evaluation of dielectric perturbed substrate integrated resonators for hydrogen detection*", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 251, pp. 198-206, 2016.
- [41] M. Ndoye et al "*Passive monolithic microwave multisensor based on N coupled Substrate Integrated resonators for environmental detection*," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, 2016, pp. 17-20.
- [42] M. Zhang et al, "*Micro Through-hole Array in top Electrode of Film Bulk Acoustic Resonator for Sensitivity Improving as Humidity Sensor*"
- [43] B. Zhang et al, "*A Surface Acoustic Wave Resonator Type Sensor for Measuring Temperature*," 2015 International Conference on Computer Science and Mechanical Automation (CSMA), Hangzhou, 2015, pp. 162-165.
- [44] X. Ren et al, "*A single-antenna wireless passive temperature sensing mechanism using a dielectrically-loaded resonator*," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.

- [45] M. M. Jatlaoui et al, "*Pressure micro-sensor based on Radio-Frequency transducer*," 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, GA, USA, 2008, pp. 1203-1206.
- [46] F. Picaud "*Theoretical comparison between the response of single- and multiwalled carbon nanotubes based sensor as a function of the gas pressure*" Vol. 153, Issue 1, Jun. 2009, pp 37–41
- [47] K. D. Stephan et al, "*A Near Field Focused Microstrip Array for a Radiometric Temperature Sensor*," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 4, pp. 1199-1203, April 2007.
- [48] P. R. Stauffer et al, "*Utility of microwave radiometry for diagnostic and therapeutic applications of non-invasive temperature monitoring*," 2014 IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-systems for Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications (BenMAS), Philadelphia, PA, 2014, pp. 1-3.
- [49] R. Ware et al., "*A multichannel radiometric profiler of temperature, humidity, and cloud liquid*," in Radio Science, vol. 38, no. 4, pp. 44-1-44-13, Aug. 2003.
- [50] T. J. Hewison, "*ID-VAR Retrieval of Temperature and Humidity Profiles From a Ground-Based Microwave Radiometer*," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 7, pp. 2163-2168, July 2007.
- [51] D. Cimini et al, "*Temperature and Humidity Profiling in the Arctic Using Ground-Based Millimeter-Wave Radiometry and IDVAR*," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, no. 3, pp. 1381-1388, March 2010.
- [52] S. Sahoo et al., "*Three-Dimensional Humidity Retrieval Using a Network of Compact Microwave Radiometers to Correct for Variations in Wet Tropospheric Path Delay in Spaceborne Interferometric SAR Imagery*," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 49, no. 9, pp. 3281-3290, Sept. 2011.
- [53] S. Paloscia et al., "*Soil Moisture Estimates From AMSR-E Brightness Temperatures by Using a Dual-Frequency Algorithm*", IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 44, No. 11, November 2006.
- [54] N. Gopalsami et al, "*Application of Millimeter-Wave Radiometry for Remote Chemical Detection*," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 56, no. 3, pp. 700-709, March 2008.
- [55] B. Kubina et al, "*Compact quasi-chipless harmonic radar sensor with a dielectric resonator antenna*," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [56] E. M. Amin and N. Karmakar, "*Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators*," 2011 IEEE SENSORS Proceedings, Limerick, 2011, pp. 554-557.
- [57] R. S. Nair et al, "*A Group-Delay-Based Chipless RFID Humidity Tag Sensor Using Silicon Nanowires*," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 12, no. , pp. 729-732, 2013.

- [58] B. Kubina et al, "*Compact quasi-chipless harmonic radar sensor with a dielectric resonator antenna*," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [59] E. M. Amin and N. Karmakar, "*Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators*," 2011 IEEE SENSORS Proceedings, Limerick, 2011, pp. 554-557.
- [60] B. Kubina et al, "*Quasi-chipless wireless temperature sensor based on harmonic radar*," in Electronics Letters, vol. 50, no. 2, pp. 86-88, January 16 2014.
- [61] A. Vena et al, "*Toward a Reliable Chipless RFID Humidity Sensor Tag Based on Silicon Nanowires*," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 64, no. 9, pp. 2977-2985, Sept. 2016.
- [62] B. Kubina et al, "*Design of a quasi-chipless harmonic radar sensor for ambient temperature sensing*," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 1567-1570.
- [63] S. Bouaziz et al, "*A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation*," 2012 IEEE Sensors, Taipei, 2012, pp. 1-4.
- [64] D. Henry et al, "*3D scanning and sensing technique for the detection and remote reading of a passive temperature sensor*," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, 2016, pp. 1-4.
- [65] H. Hallil et al, "*Feasibility of wireless gas detection with an FMCW RADAR interrogation of passive RF gas sensor*," 2010 IEEE Sensors, Kona, HI, 2010, pp. 759-762.
- [66] C. Baer et al, "*Contactless determination of gas concentration and pressure based on a low jitter mmWave FMCW radar*," 2014 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Queenstown, 2014, pp. 11-14.
- [67] D. Hotte et al "*A Concept of Pressure Sensor Based on Slotted Waveguide Antenna Array for Passive MMID Sensor Networks*," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 14, pp. 5583-5587, July15, 2016.
- [68] F. Chebila, et al, "*Pressure measurement from the RADAR interrogation of passive sensors*," 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, ON, 2010, pp. 1-4.
- [69] Z. Fu and F. Yang, "*A Slotted Patch Antenna Integrated with Thermal Switch for High-Sensitivity Temperature Monitoring*," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 14, no. , pp. 998-1001, 2015.
- [70] Q. Tana et al, "*Antenna-resonator integrated wireless passive temperature sensor based on low-temperature co-fired ceramic for harsh environment*" sensor & act A
- [71] A. Vena et al., "*A novel inkjet printed carbon nanotube-based chipless RFID sensor for gas detection*," 2013 European Microwave Conference, Nuremberg, 2013, pp. 9-12.
- [72] R.-Z. Li et al., "*Flexible multilayer substrate based optical waveguides: Applications to optical sensing*", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 209, pp. 57-61, 2014.
- [73] X. Zhao et al., "*Optically tunable metamaterial perfect absorber on highly flexible substrate*", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 231, pp. 74-80, 2015.

- [74] K. K. Adhikari et al., "*Flexible screen printed biosensor with high-Q microwave resonator for rapid and sensitive detection of glucose*", IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio), 2014.
- [75] Y. Liu et al., "*Flexible and bendable acoustofluidics based on ZnO film coated aluminium foil*", Sensors and Actuators B: Physical, Volume 221, pp. 230-235, 2015.
- [76] O. Korostynska et al., "*Proof of concept microwave sensor on flexible substrate for real-time water composition analysis*", Sixth International Conference on Sensing Technology (ICST), 2012.
- [77] F. J. Herráiz-Martínez et al., "*A passive temperature sensor based on a printed magnetoinductive-wave (MIW) delay line*," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 263-266.
- [78] A. Chahadih et al., "*Microwave/microfluidic sensor fabricated on a flexible kapton substrate for complex permittivity characterization of liquids*", Sensors and Actuators A: Physical, Volume 229, pp. 128-135, 2015.
- [79] E. M. Amin et al., "*Development of a Low Cost Printable Chipless RFID Humidity Sensor*", IEEE Sensors Journal, Volume: 14, Issue: 1, pp. 140-149, 2014.
- [80] A. Noda et al., "*On-body sensor node localization using reference RFID tags embedded in wearable waveguide*", IEEE Sensors, 2016.
- [81] P. Yu et al., "*Flexible Piezoelectric Tactile Sensor Array for Dynamic Three-Axis Force Measurement*," Vol. 16, Issue 6, in Sensors 2016, Jun. 2016.
- [82] H. El-Matbouly et al., "*A Novel Chipless Identification Tag Based on a Substrate Integrated Cavity Resonator*", IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol. 23, No. 1, 2013.
- [83] A. N. Martin et al., "*Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide*", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 62, No. 8, 2014.
- [84] A. T. Ho et al., "*Crossed-Slot cavity antenna in slow-wave SIW*," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 1319-1322.
- [85] M. Khalil et al., "*Substrate Integrated Waveguide miniaturization using Slow Wave and Half Mode techniques*," 2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), Hyderabad, 2015, pp. 173-176.
- [86] M. Bertrand et al., "*A compact slow-wave substrate integrated waveguide cavity filter*," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [87] M. J. Hill, R. W. Ziolkowski, J. Papapolymerou, "*A High-Q Reconfigurable Planar EBG Cavity Resonator*," IEEE Microw. Wireless Compon. Lett., vol. 11, no. 6, Dec. 2001.
- [88] Y. Cassivi, L. Perregrini, K. Wu, G. Conciauro, "*Low-Cost and High-Q Millimeter-Wave Resonator Using Substrate Integrated Waveguide Technique*," European Microwave Conference, 2002. 32nd, pp. 1-4, Oct. 2002.

- [89] Z. Chen, et al., "Low-phase noise oscillator utilising high- Q active resonator based on substrate integrated waveguide technique," IET Microw. Antennas & Propag, vol. 8, no. 3, pp. 137-144, February 18 2014.
- [90] X. Wang, et al., "Compact Quad-Mode Bandpass Filter Using Modified Coaxial Cavity Resonator With Improved Factor," IEEE Trans. Microw. Theory Techn, vol. 63, no. 3, pp. 965-975, March 2015.
- [91] P. Zhao and K. Wu, "Circuit model extraction for computer-aided tuning of a coupled-resonator diplexer," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [92] D. Lu, Y. Zheng, A. Penirschke and R. Jakoby, "Humidity Sensors Based on Photolithographically Patterned PVA Films Deposited on SAW Resonators," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 1, pp. 13-14, Jan.1, 2016.
- [93] P. Kanpan, et al., "TM₀₁₀ mode cylindrical cavity for complex permittivity measurement of liquid using field analysis technique," Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON), 2012 9th International Conference on, Phetchaburi, 2012, pp. 1-4
- [94] T. Miura, K. Tahara and M. Horibe, "Evaluation of frequency-dependent permeability by harmonic resonance cavity perturbation method," Microwave Conference (APMC), 2014 Asia-Pacific, Sendai, Japan, 2014, pp. 513-515.
- [95] D. Deslandes and K. Wu, "Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components," Europ. Microw. Conf., Milan, Italy, 2002, pp. 1-4.
- [96] K. Kärkkäinen, A. Sihvola, and K. Nikoskinen, "Effective Permittivity of Mixtures: Numerical Validation by the FDTD Method," IEEE Trans. Geosci. Remote Sens, vol. 38, no. 3, pp. 1303-1308, May 2000.
- [97] J. P. Kinzer and I. G. Wilson, "Some results on cylindrical cavity resonators," in The Bell System Technical Journal, vol. 26, no. 3, pp. 410-445, July 1947.
- [98] C. Gargour, V. Ramachandran, and D. Bensoussan, "Sensibilité en régime petit signal," Théorie et Conception Des filtres analogiques, 1993, pp. 348-349.
- [99] Logan A. Loeb, "Fabrication Measurement and Application of Compressible Artificial Materials", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 62, no. 12, pp. 6140-6148, Dec. 2014.
- [100] Boris Kapilevich, Boris Litvak, Arseny Balavin, "Microwave Characterization of Powders Using Multiresonance Cell", IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 2, pp. 408-414, Feb. 2013.
- [101] A. P. Gregory, R. N. Clarke, "A review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids", IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation, vol. 13, no. 4, pp. 727-743, Aug. 2006.
- [102] Kimmo Kalervo, Kärkkäinen, Ari Henrik Sihvola and Keijo I. Nikoskinen, "Effective permittivity of mixtures: Numerical validation by FDTD method," IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 38, no. 3, pp. 1303-1308, May 2000.

- [103] M. Bozzi, L. Perregrini and K. Wu, "Modeling of conductor dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3153–3161, Dec. 2008.
- [104] M. Tuhkala, J. Juuti and H. Jantunen, "Use of an open-ended coaxial cavity method to characterize powdery substances exposed to humidity," *Applied Physics Letters*, vol. 103, 142907, 2013.
- [105] Stuart O. Nelson, "Density-Permittivity Relationships for Powdered and Granular Materials," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 5, pp. 2033-2040, Oct. 2005.
- [106] Dale L. Perry, "Handbook of Inorganic Compounds," 2nd ed., Boca Raton, 2011.
- [107] G. Korotcenkov, "Metal oxides for solid-state gas sensors: What determines our choice?," *Materials Science and Engineering B*, vol. 139, pp. 1–23, Jan. 2007.
- [108] J. Michael Drozd and William T. Joines, "Determining Q using S parameter data," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2123–2127, Nov. 1996.
- [109] T. Seiyama, A. Kato, K. Fujiishi, and M. Nagatani, "Anal. Chem". 34, 1502 (1962).
- [110] L. Xu, Z. Dai, G. Duan, *et al* "Scientific Reports" 5:10507 (2015).
- [111] A. Sharma, M. Tomar, V. Gupta, "SnO₂ thin film sensor with enhanced response for NO₂ gas at lower temperatures", *Sensors and Actuators B*, Feb. 2011, pp. 743–752
- [112] S. Lee, G. Lee, J. Kim, S. Joong and L. Kang, "A novel process for fabrication of SnO₂-based thick film gas sensors", *Sensors and Actuators B*, Aug. 2006, pp. 331–335.
- [113] Zheng Lou, Lili Wang, Rui Wang, Teng Fei, Tong Zhang, "Synthesis and ethanol sensing properties of SnO₂ nanosheets via a simple hydrothermal route", *Solid-State Electronics*, May 2012, pp. 91–94.
- [114] M. Batzill, U. Diebold, "The Surface and Materials Science of Tin Oxide", *Progress in Surface Science*, Sept. 2005
- [115] A. Patterson, "The Scherrer Formula for X-Ray Particle Size Determination", *Physical Review*, July 1939, pp 978–982.
- [116] T. Miller, S. Bakrania, C. Perez and M. Wooldridge, "A new method for direct preparation of tin dioxide nanocomposite materials". *J. Mater. Res.* 20, Jun. 2005, pp 2977–2987.
- [117] N. Yamazoe, "New Approaches for Improving Semiconductor Gas Sensors", *Sensors and Actuators B*, Oct. 2001, pp 7–19.
- [118] Y. Sun, S. Liu, F. Meng, *et al*, "Metal Oxide Nanostructures and Their Gas Sensing Properties", A Review, *Sensors* 2012, pp 610-2631.
- [119] M. Kwokaa, L. Ottavianob, and J. Szuber, "Comparative analysis of physico-chemical and gas sensing characteristics of two different forms of SnO₂ films," *Applied Surface Science*, vol. 326, pp. 27-31, Jan. 2015.
- [120] G. Korotcenko, "Metal oxides for solid-state gas sensors: What determines our choice?," *Materials Science and Engineering B*, Jan. 2007, pp 1–23
- [121] H. J. van Daal, "The Static Dielectric Constant of SnO₂", *J. Appl. Phys.* 1968, pp 4467.
- [122] H. Hallil, "Conception et réalisation d'un nouveau capteur de gaz passif communicant à transduction RF", thesis, Université de Toulouse, Nov. 2010.
- [123] L. Basilio, *et al.*, "The Dependence of the Input Impedance on Feed Position of Probe and Microstrip Line-fed Patch Antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag*, vol. AP-49, pp. 45-47, Jan. 2001.

- [124] T. Samaras, A. Kouloglou, and J. Sahalos, "A note on the impedance variation with feed position of a rectangular microstrip antenna," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 46, pp. 90-92, Apr. 2004.
- [125] M. Matin and A. Sayeed, "A Design Rule for Inset-fed Rectangular Microstrip Patch Antenna," *WSEAS Trans. on Comm*, Issue 1, vol. 9, Jan. 2010, pp. 63-72,.
- [126] A. Patterson, "The Scherrer Formula for X-Ray Particle Size Determination", *Physical Review*, July 1939, pp 978-982.
- [127] T. Miller, S. Bakrania, C. Perez and M. Wooldridge, "A new method for direct preparation of tin dioxide nanocomposite materials". *J. Mater. Res.* 20, Jun. 2005, pp 2977-2987.
- [128] N. Yamazoe, "New Approaches for Improving Semiconductor Gas Sensors", *Sensors and Actuators B*, Oct. 2001, pp 7-19.
- [129] Y. Sun, S. Liu, F. Meng, et al, "Metal Oxide Nanostructures and Their Gas Sensing Properties", *A Review, Sensors 2012*, pp 610-2631.
- [130] T. Islam et al, "An oscillator based active bridge circuit for converting capacitance change into frequency for capacitive humidity sensor," 2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS), Kolkata, 2012, pp. 480-483.
- [131] R. Gonçalves et al, "Humidity passive sensors based on UHF RFID using cork dielectric slabs," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [132] E. Raza et al, "Influence of thermal annealing on a capacitive humidity sensor based on newly synthesized macroporous PBObzT2" *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 235, pp 146-153, Nov 2016.
- [133] K. Jiang et al, "A guest/host composite of Fe(NO₃)₃/nanoporous polytriphenylamine assembly for humidity sensor" *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 222, pp 440-446, Jan 2016,
- [134] Yuan Liu et al, "Electrospun CeO₂ nanoparticles/PVP nanofibers based high-frequency surface acoustic wave humidity sensor" *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 223, pp 730-737, Feb 2016.
- [135] K. Sharma and S.S. Islam, "Optimization of porous anodic alumina nanostructure for ultra-high sensitive humidity sensor", *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 237, pp 443-451, Dec 2016.
- [136] M. Chani et al, "Fabrication and investigation of cellulose acetate-copper oxide nanocomposite based humidity sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol 246, pp 58-65, Aug 2016.
- [137] A. Kafy et al, "Cellulose nanocrystal/graphene oxide composite film as humidity sensor", *Sensors and Actuators A: Physical*, Vol 247, pp 221-226, Aug 2016.
- [138] M. V. Hammes et al, "Effect of water activity and gaseous phase relative humidity on microcrystalline cellulose water contact angle measured by the Washburn technique", *Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects*, Vol 500, pp 118-126, Jul 2016.
- [139] Q. Wu et al, "Influence of temperature and humidity on nano-mechanical properties of cellulose nanocrystal films made from switchgrass and cotton", *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 48, pp 28-35, Nov 2013.

- [140] M. Paquin et al, "*The Use of Weis-sler Method for Scale-Up a Kraft Pulp Oxidation by TEMPO-Mediated System from a Batch Mode to a Continuous Flow-Through Sonoreactor*", Ultrasonics Sonochemistry, Vol 20, Issue 1, pp 103-108, Jan 2013.
- [141] A. Rattaz et al, "*Cellulose Nanofibres by Sonocatalysed-TEMPO-Oxidation*" Cellulose, pp 585–593, Mar 2011.
- [142] K. Syverud and P. Stenius, "*Strength and Barrier Properties of MFC Films*", Cellulose, pp 75-85, 2009.
- [143] B. Bideau et al, "*Mechanical and antibacterial properties of a nanocellulose-polypyrrole multilayer composite*" Materials Science and Engineering: C, Vol 69, pp 977-984, Dec 2016.
- [144] Z. Zhuang, D. Qi, C. Zhao and H. Na "*A novel highly sensitive humidity sensor derived from sulfonated poly(ether ketone) with metal salts-ion substitution*" sensor & actuator B,
- [145] Y. Su et al, "*Novel high-performance self-powered humidity detection enabled by triboelectric effect*", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol. 251, Nov. 2017, Pages 144-152
- [146] D. Phan and G. Chung, "*Effects of rapid thermal annealing on humidity sensor based on graphene oxide thin films*", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 220, Dec 2015, pp 1050-1055
- [147] D. Zhang et al, "*Ultrahigh performance humidity sensor based on layer-by-layer self-assembly of graphene oxide/polyelectrolyte nanocomposite film*, Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 203, Nov 2014, pp 263-270.
- [148] K. Chang et al, "*Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesized polyimide for passive RFID sensing*", Electron Lett., vol. 43, no. 3, pp. 7-8, 2007.
- [149] O. Larsson, X. Wang, M. Berggren, X. Crispin "*Proton motion in a polyelectrolyte: A probe for wireless humidity sensors*", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 143, Issue 2, Pp 482–486, Jan 2010.
- [150] J. Virtanen et al, "*Inkjet-Printed Humidity Sensor for Passive UHF RFID Systems*", IEEE Trans on instrumentation and measurement, vol. 60, no. 8, Aug, 2011.
- [151] H. Honga, G. Chungb, "*Controllable growth of oriented ZnO nanorods using Ga-doped seed layers and surface acoustic wave humidity sensor*", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 195, Pp 446–451, May 2014.
- [152] J. Xiea, et al, "*Highly sensitive humidity sensor based on quartz crystal microbalance coated with ZnO colloid spheres*", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 177, pp 1083–1088, Feb 2013.
- [153] N. Benabdellah, M. Bourhaleb, M. Nasri, N. Benazzi and S. Dahbi, "*Design of temperature and humidity sensors for an electronic nose used in rotten food*," 2016 International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT), Tangiers, 2016, pp. 505-509.

- [154]F. U. Hernandez et al., "Characterization and Use of a Fiber Optic Sensor Based on PAH/SiO₂ Film for Humidity Sensing in Ventilator Care Equipment," in IEEE Transactions on Biomedical Engineering, vol. 63, no. 9, pp. 1985-1992, Sept. 2016.
- [155]T. Islam, A. Gangopadhyay and Zaheeruddin, "An oscillator based active bridge circuit for converting capacitance change into frequency for capacitive humidity sensor," 2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS), Kolkata, 2012, pp. 480-483.
- [156]Ehsan Razaa et al, "Influence of thermal annealing on a capacitive humidity sensor based on newly synthesized macroporous PBObzT₂" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 235, pp 146–153, , Nov 2016.
- [157]Kai Jianga, b, Hongran Zhaoa et al, "A guest/host composite of Fe(NO₃)₃/nanoporous polytriphenylamine assembly for humidity sensor" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 222, pp 440–446, , Jan 2016,
- [158]A. Ramos, D. Girbau, A. Lazaro and R. Villarino, "Time-coded chipless RFID temperature sensor with self-calibration based on a Vivaldi antenna," 2013 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (IMS), pp.1-4, 2-7 June 2013.
- [159]I. Nikolaou, H. Hallil, G. Deligeorgis, V. Conedera, H. Garcia, C. Dejous and D. Rebiere, "Novel SAW gas sensor based on graphene," 2015 30th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro), pp.1-4, Aug. 31 2015-Sept. 4 2015.
- [160]J.C Suarez Baron and M.J Suarez Baron, "Application of SHT71 sensor to measure humidity and temperature with a WSN," 2014 IEEE 9th Ibero-American Congress in Sensors (IBERSENSOR), pp.1-7, 15-18 Oct. 2014.
- [161]Q.Y. Ren, L.F. Wang, J.Q. Huang, C. Zhang and Q.A. Huang, "Simultaneous Remote Sensing of Temperature and Humidity by LC-Type Passive Wireless Sensors," Journal of Microelectromechanical Systems, vol.24, no.4, pp.1117-1123, Aug. 2015.
- [162]S.M. Yu, P. Feng, and N.J. Wu, "Passive and Semi-Passive Wireless Temperature and Humidity Sensors Based on EPC Generation-2 UHF Protocol," IEEE Sensors Journal, vol.15, no.4, pp.2403-2411, April 2015.
- [163]L. Chia-Yen, G.B Lee, "MEMS-based humidity sensors with integrated temperature sensors for signal drift compensation," 2003 Sensors Proceedings of IEEE , vol.1, pp.384-388, 22-24 Oct. 2003.
- [164]Z. Fang, Z. Zhao, J. Zhang, D. Lidong, J. Xu, G. Daoqu and Y. Shi, "A new integrated temperature and humidity," 2011 IEEE International Conference Nano/Micro Engineered and Molecular Systems (NEMS), pp.788-791, 20-23 Feb. 2011.
- [165]J. K. Kwan, J. C. Sit, "High sensitivity Love-wave humidity sensors using glancing angle deposited thin films", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 173, Pp 164–168, Oct 2012.
- [166]S. Leia, C. Dengb, Y. Chena, Y. Lib "A novel serial high frequency surface acoustic wave humidity sensor", Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 167, Issue 2, pp 231–236, June 2011.

- [167] A. V. Churenkov, "Resonant micromechanical fiber optic sensor of relative humidity", *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol 55, pp 33–38, Sep 2014.
- [168] J. L. Fu and F. Ayazi, "Dual-mode piezo-on-silicon resonant temperature and humidity sensor for portable air quality monitoring systems," *2010 IEEE Sensors*, Kona, HI, 2010, pp. 2131-2135.
- [169] X. Qiu, J. Zhu, J. Oiler, C. Yu, Z. Wang, H. Yu, "Film bulk acoustic-wave resonator (FBAR) based humidity sensor", in: *2010 IEEE 5th International Conference on Nano/Micro Engineered and Molecular Systems*, Xiamen, 2010, pp. 445–449.

ANNEXES

Annexe A – Sensitivity evaluation of dielectric perturbed

Majid Ndoye ⁽¹⁾, Hatem El Matbouly ⁽¹⁾, Yves Nossikpendou Sama ⁽¹⁾, Dominic Deslandes ⁽²⁾, et Frederic Domingue ⁽¹⁾.

(1) Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H7 Canada

(2) Université du Québec à Montréal, Montréal, QC H3T1J4 Canada.

Publié dans: *Sensor and Actuator A : Physical*

DOI: <https://doi.org/10.1016/j.sna.2016.09.042>



Sensors and Actuators A 251 (2014) 159–168

Contents lists available at ScienceDirect

Sensors and Actuators A: Physical

journal homepage: www.elsevier.com/locate/sna

Sensitivity evaluation of dielectric perturbed substrate integrated resonators for hydrogen detection



Majid Ndoye^{a,*}, Hatem El Matbouly^a, Yves Nossikpendou Sama^a, Dominic Deslandes^b, Frederic Domingue^a

^a Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H2, Canada
^b Université du Québec à Montréal, Montréal, QC H3H 3J4, Canada

ARTICLE INFO

Article history:
 Received 25 April 2016
 Received in revised form 13 August 2016
 Accepted 30 September 2016
 Available online 1 October 2016

Keywords:
 Gas sensor
 Microwaves detection
 Perturbed resonant cavity
 Substrate Integrated Waveguides (SIW)

ABSTRACT

This paper presents a theoretical and experimental study of a substrate integrated resonator (SIW) structure for gas sensing applications. The goal of the presented work is to evaluate, via an analytical model of sensitivity based on the resonant perturbation method, the evolution of the sensitivity of SIW sensors, which essentially depends on the properties of the functionalized region. The effect of the SIW resonator parameters, such as the size, the relative permittivity and the topology of the functionalized areas, are studied. In order to validate the theoretical study and propose the best design to maximize the sensitivity, different topologies of SIW sensors are fabricated and tested experimentally. The operation frequency of the SIW resonator is comprised between 4 and 6 GHz, and hydrogen is used as the detection gas. The SIW resonators are functionalized with tin oxide (SnO₂) micro powder, which is a dielectric material sensitive to hydrogen gas. Thus, the experimental results of the sensor, whose detection principle is based on the variation of the effective dielectric permittivity caused by the presence of hydrogen, exhibit sensitivities ranging from 8.1 to 33.9%, depending on the size, the relative permittivity or the topology of the functionalized region of the gas sensor. This new concept provides a low cost solution for passive sensors that can be easily integrated in a PCB fabrication process.

© 2016 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

Resonators are essential to the design of Microwaves/RF components such as filters, duplexers, oscillators, etc. [1–5]. Moreover, the resonant-perturbation method is widely used for the analysis of electromagnetic properties of dielectrics, magnetics and composite materials [6,7] due to its flexibility and accuracy.

In a perturbed resonant cavity, the sensitivity of the resonant frequency is related to the size, composition and position of the sample. Taking into account all these aspects, the sensitivity can be greatly increased, leading thus a higher accuracy in the extraction of samples properties. With the intent of further increasing the accuracy and simplify the fabrication process, resonators realized in Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology [8] have been proposed which present the advantages of being low-cost and easy to co-integrate with other planar circuits on low insertion loss materials [9].

In a recent publication, the resonant technique has been applied, for the first time, to the analysis of a SIW sensor for humidity detection [10]. In sensing applications, the sensitivity is the critical characteristic and it is imperative to consider the different factors which can affect it. Very few studies have been devoted to single out all crucial parameters which could lead to optimal design.

In this work, a systematic study of the sensitivity of a perturbed substrate integrated cavity resonator is presented. The proposed SIW sensor is applied to hydrogen (H₂) detection, by using tin oxide (SnO₂) as the dielectric material that is sensitive to H₂. The results presented in [10] are further developed in this paper.

In Section 2 a general analytical model based on the dielectric material perturbation method is presented. An analysis of the sensitivity as a function of multiple variables is derived in section III. The design of several sensors is shown in Section 4 while Section 5 presents an experimental validation.

2. Theoretical expression of sensitivity

The operating principle of the gas sensors presented in Fig. 1 is based on permittivity variation of a gas sensitive dielectric

* Corresponding author.
 E-mail address: majid.ndoye@univ-quebec.ca (M. Ndoye).

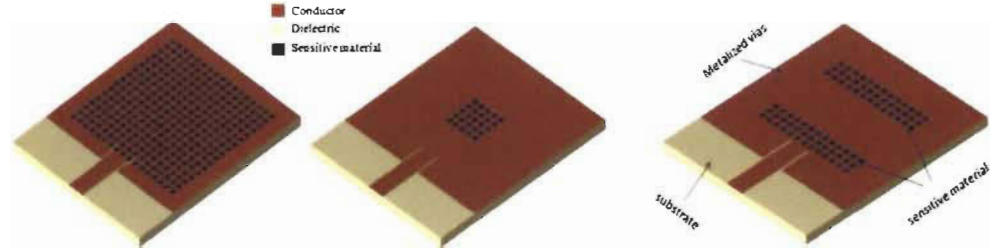


Fig. 1. Three dimensional (3-D) view of a passive microwave sensor in SIW technology.

introduced inside the resonant cavity which shifts the resonance frequency of the SIW resonator, in presence of gas. In this section the perturbed resonance frequency technique is applied to find the perturbed resonance frequency due to the functionalization of the cavity. The expression is then used to extract the resonator sensitivity. The sensitivity of the first two modes, TE_{101} and TE_{102} , are analyzed.

2.1. The perturbed resonance frequency

The electric field distribution in a rectangular resonator, for the first two resonant modes, TE_{101} and TE_{102} is shown in Fig. 2.

The theoretical expression of the resonance frequency is obtained as a function of the SIW structure's parameters shown in Fig. 3a for the TE_{101} mode (Sensor 1) and in Fig. 3b the TE_{102} mode (Sensor 2). The dielectric perturbation technique [11] is used to evaluate the resonance frequency as a function of the structure geometry (W & L), the material (host substrate and sensitive dielectric) and the resonant mode.

For TE modes, the expression of the unperturbed electric field is given by [1]:

$$\vec{E}_0 = E_0 \sin \frac{m\pi x}{W} \cos \frac{n\pi y}{h} \sin \frac{p\pi z}{L} \quad (1)$$

For a dielectric perturbation $\Delta\epsilon$, the equation for the variation in resonant frequency f_0 is given by [2]. At the resonance $e \cdot |E|^2 = \mu \cdot |H|^2$, and in absence of variation of relative permeability $\mu = 1$, $\Delta\mu = 0$,

$$\frac{\omega' - \omega}{\omega} = \frac{\int_{V_0} (\Delta\epsilon \vec{E}_0 \cdot \vec{E}_0) dV}{\int_{V_0} (\epsilon_0 \vec{E}_0 \cdot \vec{E}_0) dV} = \frac{\int_{V_0} (\Delta\epsilon |\vec{E}_0|^2) dV}{\int_{V_0} (\epsilon_0 |\vec{E}_0|^2) dV} \quad (2)$$

Based on the geometry illustrated in Fig. 3a, the full expression of the resonance frequency, where $L = W$, is obtained through the perturbation technique:

$$f_1 = \frac{2f_0 \Delta\epsilon}{W^2 \epsilon_{\text{sub}}} + \frac{(\alpha p \pi - W \sin(\frac{p\pi\alpha}{W}) \cos p\pi)}{(2p\pi - \sin 2p\pi)} + \frac{(\alpha m \pi - W \sin(\frac{m\pi\alpha}{W}) \cos m\pi)}{(2m\pi - \sin 2m\pi)} + f_0 \quad (3)$$

where f_0 is the unperturbed frequency, m, n, p are the indices modes, and $\Delta\epsilon = \epsilon_{\text{mat}} - \epsilon_{\text{sub}}$. The variable ϵ_{mat} is the effective permittivity, which can be determined with Bruggeman's effective medium theory (EMT) [12] and ϵ_{sub} the permittivity of substrate.

Eq. (3) is the general expression of the resonance frequency in the case where the sensitive region occupy the centre of the resonator. This configuration is suitable for the TE_{101} electric field distribution, where the field maximum is centered in the cavity.

For higher resonant modes, the functionalized region needs to be aligned with the maximums of the electric field in order to guarantee a better interaction with the sensitive dielectric. In the case of mode TE_{102} , the geometry shown in Fig. 3b provides a maximum interaction between the electric field and the functionalized region. Using the perturbation method, the resonance frequency expression for sensor 2 is given by:

$$f_2 = \frac{f_0 \Delta\epsilon}{W^2 \epsilon_{\text{sub}}} + \frac{(\alpha p \pi - W \sin(\frac{p\pi\alpha}{W}) \cos(\frac{p\pi}{2}))}{(2p\pi - \sin 2p\pi)} + \frac{(\alpha_1 m \pi - W \sin(\frac{m\pi\alpha_1}{W}) \cos(\frac{m\pi}{2}))}{(2m\pi - \sin 2m\pi)} + f_0 \quad (4)$$

Eq. (4) is the general expression of the resonance frequency for Sensor 2 where the sensitive region is decentralized.

2.2. Sensitivity expression

The sensitivity S'_x is the relative variation of a function F (so $\Delta F/F$) to a relative variation of a variable x ($\Delta x/x$) [13] as illustrated in (5).

$$S'_x = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \left(\frac{\frac{\Delta F}{F}}{\frac{\Delta x}{x}} \right) = \frac{x}{F} \frac{\Delta F}{\Delta x} = \frac{d \ln(F)}{d \ln(x)} \quad S'_x = \frac{\partial F}{\partial x} \frac{x}{F} \quad (5)$$

By replacing F by the theoretical resonance frequencies obtained in Eq. (3) and (4) and x by ϵ_{mat} , as shown on Eq. (6), the theoretical expression of the sensitivities of Sensor 1 and Sensor 2 with respect to the relative permittivity of the introduced material gives:

$$S'_{\epsilon_{\text{mat}}} = \frac{\epsilon_{\text{mat}}}{f} \frac{\partial f}{\partial \epsilon_{\text{mat}}} \quad (6)$$

$$S_1 = \frac{\epsilon_{\text{mat}}}{\Delta\epsilon} \frac{2m\pi\alpha - W^2 \epsilon_{\text{sub}}}{(\alpha p \pi - W \sin(\frac{p\pi\alpha}{W}) \cos p\pi) (2p\pi - \sin 2p\pi) + (\alpha m \pi - W \sin(\frac{m\pi\alpha}{W}) \cos m\pi) (2m\pi - \sin 2m\pi)} \quad (7)$$

$$S_2 = \frac{\epsilon_{\text{mat}}}{\Delta\epsilon} \frac{2m\pi\alpha - W^2 \epsilon_{\text{sub}}}{(2p\pi - W \sin(\frac{p\pi\alpha}{W}) \cos(\frac{p\pi}{2})) (2p\pi - \sin 2p\pi) + (\alpha_1 m \pi - W \sin(\frac{m\pi\alpha_1}{W}) \cos(\frac{m\pi}{2})) (2m\pi - \sin 2m\pi)} \quad (8)$$

Eqs. (7) and (8) are the general expressions of the sensitivity for Sensor 1 and Sensor 2, respectively. From (7) and (8), it is possible to observe the behaviour of the sensitivity relative to several parameters, such as dimensions (W, α) and materials ($\epsilon_{\text{mat}}, \epsilon_{\text{sub}}$) and resonant modes (m, n, p).

3. Theoretical analysis of sensitivity

In this section, the sensitivity variation is studied with respect to several variables. Fig. 4 shows a comparison between mode TE_{101} and mode TE_{102} for Sensor 1 using three values of gas sensitive

-16.817 dB (V/m) 53.183 dB (V/m)

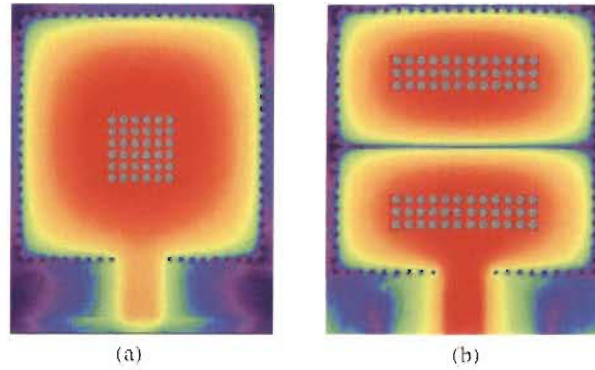


Fig. 2. Magnitude of the electric field distribution of a rectangular SIW: (a) mode TE_{101} and (b) TE_{102} .

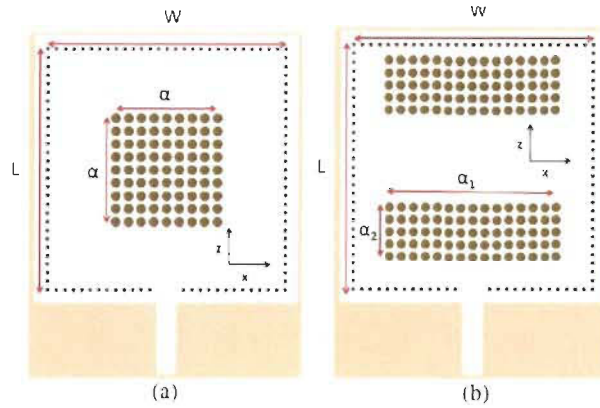


Fig. 3. Cross section of the SIW structures: Sensor 1: (a) and Sensor 2: (b).

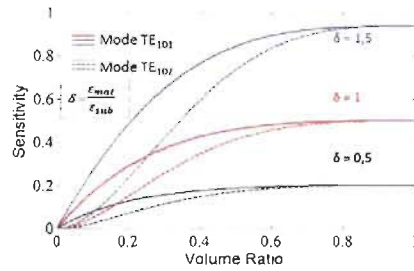


Fig. 4. Evolution of the sensitivity depending on variation of δ and volume ratio for modes TE_{101} and TE_{102} of Sensor 1 model.

dielectric material. The same comparison is made in the case of sensor 2, where the functionalized region is decentralized and shown in Fig. 5.

Comparison between Figs. 4 and 5 shows that for both sensors the volume fraction, the topology, as well as the ratio between the

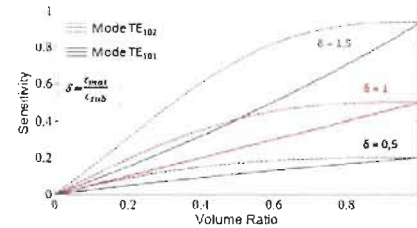


Fig. 5. Evolution of the sensitivity depending on variation of δ and volume ratio for modes TE_{101} and TE_{102} of Sensor 2 model.

permittivity of the substrate and the gas sensitive material play a significant role in the sensor's operation.

For a given sensitive material (δ constant), both sensors exhibit an increase in their sensitivity at higher volume fractions, which implies a larger volume of the gas-sensitive material inside the resonant cavity. The increase of the permittivity ratio ($\delta = \epsilon_{\text{mat}}/\epsilon_{\text{sub}}$) at a fixed volume fraction has a favorable effect on the sensitivity.

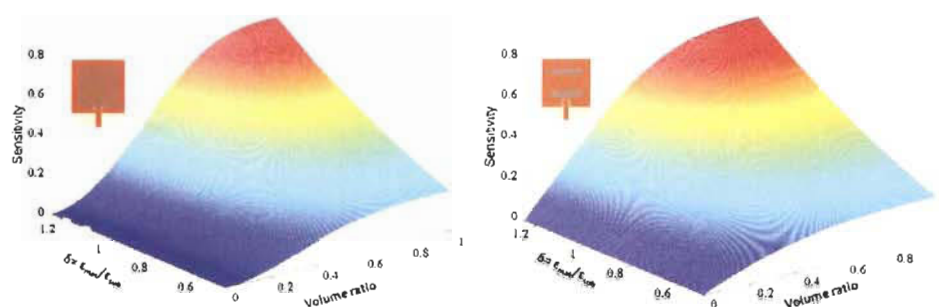


Fig. 6. 3-D representation of Sensor 1 (TE₁₀₁) & Sensor 2 (TE₀₁₂).

This is explained by the fact that the electric fields tend to concentrate in the higher dielectric permittivity regions, which increases the sensitivity. The effect of the functionalized region topology is directly related to the operating mode. Since each mode has a different electric field distribution, as shown in Fig. 2, different topologies are required to maximize the exposure of the sensitive material to the electric field, and hence maximize the sensitivity. Thus, Sensor 1 presents a better sensitivity for the TE₁₀₁ mode compared to the TE₀₁₂ mode (Fig. 4), and the tendency is inverted for Sensor 2 (Fig. 5).

It is noted that the sensitivity curves are asymptotic and the maximum sensitivity is reached at approximately 75% of total cavity volume, so it is not necessary to fill the entire cavity with sensitive material in order to have good results.

The above results can be summarized in a three dimensional surface, as shown in Fig. 6. The horizontal axes represent the volume fraction and the permittivity ratio of the functionalized dielectric material, respectively. The three dimensional representation can be used as a compact optimization tool for the sensor design. Thus, for better sensitivity, the volume ratio and the ratio δ have to be as high as possible, as shown in Fig. 6.

4. Sensor design

4.1. Sensitive material

Tin oxide (SnO₂) is an n-type semiconductor which has undergone extensive research and development for more than four decades [14] owing to its technological applications such as in gas sensing [15–17], as anode material in lithium rechargeable batteries [18], ceramic glazes [19], etc. Tin oxide is the dominant choice for solid-state gas detectors in various settings due to its advantageous features, such as high sensitivity to various oxidizing and reducing gases, low cost, simplicity in fabrication, etc. The great majority of these sensors are based on the variation of the electric conductivity of tin oxide, prior to adsorption of gaseous species.

In this work, we were interested in the microwave dielectric constant changes of SnO₂ powder in the presence of a low concentration of hydrogen ($\leq 2\%$ in air) at room temperature. The as-received commercial SnO₂ powder, with a purity of 99.9% from Alfa Aesar and with initial grain size between 1 and 10 μm in diameter (according to the supplier data), was grinded in air using a vibro-mill 8000 M Spex CertiPrep. With a mass ratio between powder and steel milling balls of 1:10, the powder was grinded inside a steel-crucible for one hour exactly. After the grinding step, no post-annealing treatment was applied to the resulting

grinded-powder, which was used for the subsequently presented experiments. Structural analysis was carried out in order to figure out the effect of grinding on the properties of the powder. X-ray diffraction (XRD) analysis was performed to reveal the crystallographic structure of the (initial and grinded) powders. This was done in the θ - 2θ scan mode using a Bruker D8 Focus diffractometer with filtered Cu K α radiation ($\lambda = 1.5406 \text{ \AA}$). The scan covered the 2θ -range of 20–65° with steps of 0.02°.

The surface morphology of the grains samples was characterized using a Philips CM-12 Transmission Electron Microscope (TEM). Samples were prepared by depositing a drop of the tin dioxide dispersions onto the TEM grids that were dried at ambient conditions. None of the TEM samples were sintered. The evolution of the specific surface areas was determined by Nitrogen BET (Brunauer–Emmett–Teller) method with ASAP2020 surface area and porosity analyzer. Fig. 7 shows results of XRD analysis. Obviously, SnO₂ powder remains polycrystalline, with the same lattice parameters, whether or not it is grinded.

However, there is an evolution of the peaks width with respect to the grinding time. The longer the grinding time is, the more broadened the peaks are. From the XRD results, the average crystallite size was estimated for non-grinded and the one hour-grinded powders, using Scherrer's equation [20]. The grinding process induced a decrease of crystallites size from 580 Å (non-grinded powder) to 94 Å (one hour-grinded powder). As revealed by the TEM analysis results (Fig. 8), the grains size and shape were affected by

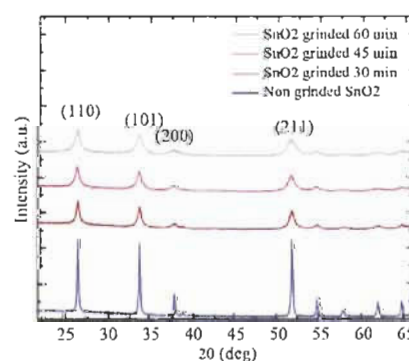


Fig. 7. XRD patterns of the tin dioxide samples with different grinding durations. Some curves are arbitrarily vertically shifted for clarity.

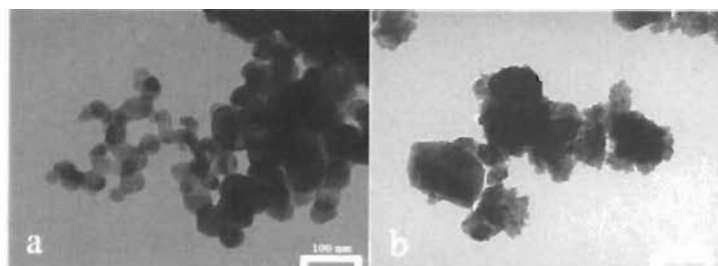


Fig. 8. FEM images of the tin dioxide samples: (a) non-grinded powder, (b) 60 min. grinded powder.

the grinding process. Due to the high mechanical energy of the ball-milling process, the grains of the grinded powder have more quasi-spherical shape and reduced size, compared to the non-grinded powder which shows larger and more angular grains with sharper and smoother surface.

The results of analysis by Nitrogen BET method show an increase of the specific surface area of SnO_2 powder with grinding process, from $1 \text{ m}^2/\text{g}$ (non-grinded powder) to $11.48 \text{ m}^2/\text{g}$ (60 min-grinded powder). This result is consistent because there is a formation of new surfaces when particles are broken during ball-milling.

Tests of sensibility (details of tests are given in a following paragraph) were carried out with both the non-grinded and the 60 min-grinded powder. Unlike the initial commercial powder, the mechanically treated SnO_2 specimen shows capacitive sensitivity to the presence of hydrogen. Evidently, this result is related to the difference in structural properties of both powders. The sensibility of the grinded powder may be explained as an effect of both the increase in the specific surface area of the particles and the presence on these surfaces of microstructural defects and a space charged area, which act as adsorption sites. Moreover, it is widely demonstrated in literature that decreasing the SnO_2 crystallite size can dramatically improve sensor sensitivity [21–23]. The tendency of our results in terms of dependence of sensibility on crystallite size is coherent with this demonstration. The microwave dielectric constant in air, of the grinded SnO_2 powder with a density of 1.8 g/cm^3 was estimated at 2.9 ± 0.2 at 4 GHz via the perturbation method, using different SIW resonators and by applying Bruggeman's effective medium theory (EMT). Using the Landau and Lifshitz, Looyenga (LLL) equation [13], the bulk density of SnO_2 (5.95 g/cm^3), the extracted permittivity of SnO_2 powder and its density, the relative permittivity of SnO_2 bulk was calculated. The result ($\epsilon_r \text{ bulk} = 17.5 \pm 3$ at 4 GHz) is consistent as it is close to 22.032, the dielectric permittivity tensor reported in literature for tin oxide bulk [24–27]. At 2% of hydrogen concentration in the air, the estimated relative permittivity of the sensitive SnO_2 powder is 3.3 ± 0.2 .

In the experiments presented below, the holes of the resonators are always filled with sensitive SnO_2 powder with an almost constant density of 1.8 g/cm^3 . The sensitivity of the sensors is determined through exposure to hydrogen gas (2% concentration in the air).

4.2. Device structures

In order to experimentally validate the theoretical study presented in Section III, several devices were designed and tested into a controlled environmental test bench (Fig. 9). The acquisition of sensor data is achieved through chamber feedthroughs, minimizing losses caused by wire bonding. The presence of several gas entrances allows the possibility to perform sensors under different concentrations of hydrogen by diluting the hydrogen with other gases (N_2). By using Pressure, temperature and mass flow controller, the pressure was set at 14.7 psi (1 atm), the gas temperature at 30 °C and the gas flow was maintained at 500 sccm (standard cubic centimeter per minute).

Table 1 summarizes the details of all fabricated resonators and shows the different types of devices with the variation of the relative permittivity of the substrate, the size and the topology of the functionalized region.

All devices were designed in a $2.8 \text{ cm} \times 2.8 \text{ cm}$ cavity; the functionalized region is formed by air hole with a diameter of 1.2 mm and a pitch of 1.5 mm. The inset-fed coupling provides a method for controlling and configuring the impedance of the planar feed [28–30]. Numerical simulations were performed to determine the best coupling topology for each structure.

5. Experimental results

5.1. The effect of the size of the functionalized region

Three functionalized SIW resonators using Sensor 1 topology were designed with different functionalized region sizes. The structures are shown in Table 1 (SIW1, SIW2 and SIW3).

Table 1
Fabricated Microwave Resonators.

Different types of fabricated resonators	Structure	Influencing Parameters on Sensitivity	Substrate (ϵ_r , $\tan \delta$)	Functionalized Region Dimensions
	SIW1	Size of functionalized region	ROGERS 4003C (3.35, 0.003)	2×2 2×2 2×2
	SIW2			
	SIW3			
	SIW4			
	SIW5	Material and substrate permittivity ϵ_r	ROGERS RO4360C2 (2.66, 0.0022) ROGERS RO4725(XR v40, 0.001)	4×4
	SIW6			
		Resonance frequency mode	ROGERS 4003C (3.35, 0.003)	$2 \times \left(\frac{\pi}{2} \times \pi\right)$

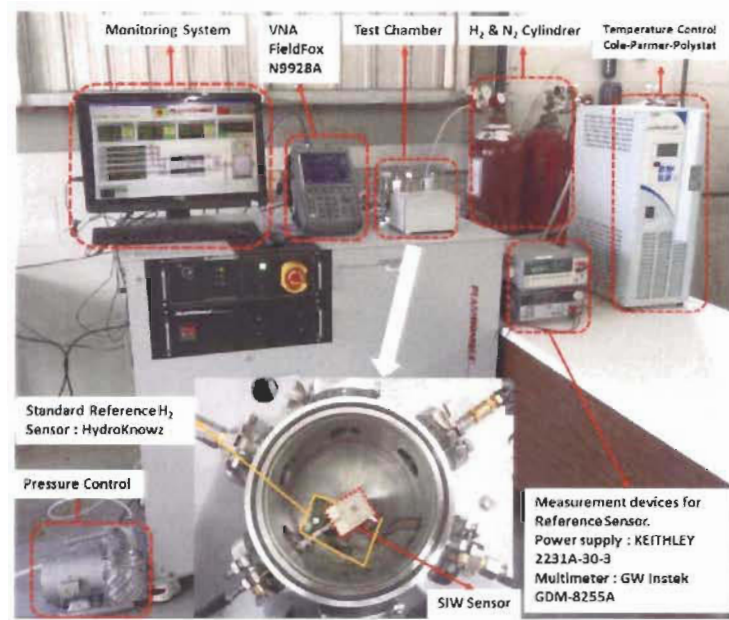
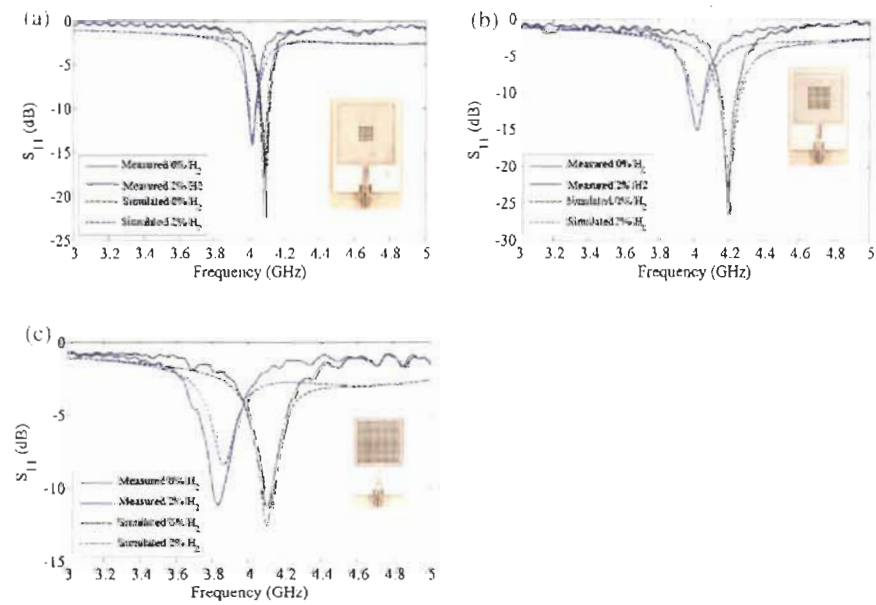


Fig. 9. Measurement setup for hydrogen sensor test.

Fig. 10. Simulated and measured S_{11} for SIW1 (Fig. 10a), SIW2 (Fig. 10b) & SIW3 (Fig. 10c) before and after exposition to H₂.

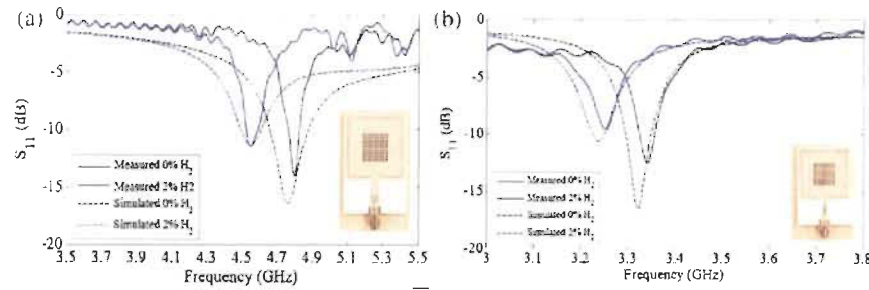


Fig. 11. Simulated and measured S_{11} for SIW4 (Fig. 11a) & SIW5 (Fig. 11b) before and after exposure to H_2 .

Table 2
Effect of Functionalized Region Size on Relative Frequency Shift Variation for SIW1, SIW2 and SIW3.

Structure	Volume Ratio	Frequency Shift Variation	Relative Frequency Shift Variation
SIW1	6.6%	71.4 MHz	1.75%
SIW2	22.2%	178.2 MHz	4.24%
SIW3	81%	272.6 MHz	6.64%

Table 3
Effect of Substrate Permittivity on Relative Frequency Shift Variation for SIW4 and SIW5.

Structure	ϵ_{sub}	Frequency Shift Variation	Relative Frequency Shift Variation
SIW4	2.64	260.4 MHz	5.42%
SIW2	3.55	178.2 MHz	4.24%
SIW5	6.4	89.2 MHz	2.67%

Fig. 10a–c, which correspond to structures SIW1, SIW2 and SIW3, respectively, show the simulated and measured resonance frequency response before and after exposure to hydrogen.

The results, summarized in Table 2, show that the larger frequency shift is obtained for SIW3, followed by SIW2 and by SIW1, which is in line with the prediction of the theoretical study.

5.2. The effect of the gas sensitive material and substrate permittivity

Two functionalized SIW resonators designed using the Sensor 1 topology were designed using different substrate permittivity. SIW4 has a substrate permittivity of 2.64, and SIW5 has a substrate permittivity of 6.4 (Fig. 11). The functionalized surface is similar to the one of SIW2, which was presented previously and whose substrate permittivity is 3.55.

Fig. 11a and b show the simulated and measured frequency response obtained before and after exposure to hydrogen for SIW4 and SIW5, respectively.

It is shown, in Table 3, that the relative frequency shift of SIW4 is larger than that of SIW2, which is better than the frequency shift of SIW5, in accordance with the theoretical study.

5.3. The effect of the topology of the functionalized region

We have also investigated the effect of the resonant mode. To do so, an SIW resonator with two functionalized regions was designed based on the Sensor 2 topology (the functionalized regions are decentralized). Both functionalized regions were designed so that the sum of the two volumes is approximately equivalent to that of the device SIW2. The two volumes were centred where the E-field

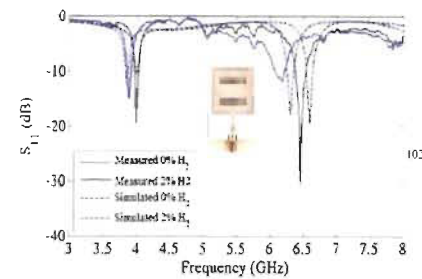


Fig. 12. Simulated and measured S_{11} for SIW6.

Table 4
Effect of Functionalized Region Topology on Relative Frequency Shift for SIW6 for Modes TE₁₀₁ and TE₁₀₂.

Structure	Frequency Shift Variation	Relative Frequency Shift Variation
SIW6	TE ₁₀₁	112.1 MHz
	TE ₁₀₂	260.7 MHz

is at its maximum; this ensures a reasonable comparison for those structures.

In Fig. 12a comparison between the measured frequency shifts observed for mode TE₁₀₂ and mode TE₁₀₁ before and after exposure to hydrogen gas is shown, as well as the simulated results for the SIW6 structure.

Under exposure to hydrogen gas, sensor SIW 6 presents a higher frequency excursion for mode TE₁₀₂ compared to the shift of mode TE₁₀₁. The opposite observation was made for SIW2. This is illustrated in Table 4.

A light frequency shift is observed between simulation and measurement beyond 5 GHz. This result is related to the fact that the dielectric parameters (permittivity and dielectric losses) of the grinded SnO₂ powder considered for the whole simulation (covering the frequency range from 3 to 8 GHz) was extracted from the resonance perturbation method at 4 GHz. Beyond 5 GHz, there is an apparent change of those dielectric properties. Further experiments are in progress in order to clarify the evolution of SnO₂ powder on a wide frequency range.

6. Discussion

Results show that an increase of the functionalized region inside the cavity resonator increases the sensitivity of the sensor. Nevertheless, we noted that a larger volume of a gas-sensitive

Table 5
Sensitivity Comparison Between Theoretical Study and Experimental Results.

Structure	Theoretical sensitivity	Experimental sensitivity	$ \Delta S /S_{\text{max}}$
SIW1	0.78×10^{-11}	0.81×10^{-11}	1.11%
SIW2	2.18×10^{-11}	2.16×10^{-11}	0.99%
SIW3	1.12×10^{-10}	1.39×10^{-10}	1.98%
SIW4	2.84×10^{-11}	2.77×10^{-11}	0.97%
SIW5	1.33×10^{-11}	1.16×10^{-11}	1.02%
SIW6	1.23×10^{-11}	1.79×10^{-11}	1.42%
	2.15×10^{-11}	2.57×10^{-11}	1.69%

metal-oxide semi-conductor material like tin oxide (SnO_2), which is a dispersive material (especially at high frequencies), can affect the amplitude of the resonance (Fig. 10k).

The sensitivity of the SIW resonator is also improved when the permittivity of the substrate is lower than the permittivity of the sensitive material. The ratio $\epsilon_{\text{max}}/\epsilon_{\text{sub}}$ must then be the highest possible to get the best sensitivity of the sensor.

Another key parameter influencing the performance of sensitivity in the SIW resonator is the topology of the functionalized region. A better sensitivity can be obtained with the SIW resonator when the functionalized region is placed where the maximum E-Field is located according to the electromagnetic distribution of the different modes. Thus, the improvement of sensitivity in SIW sensors may require the separation of the functionalized region in one, two or four parts following the working resonance frequency (TE₁₀₁, TE₁₀₂ or TE₂₀₂).

It is important to note that in order to ensure the repeatability and reliability of these tests, the sensitive powder material introduced in the functionalized region during the test was weighed, and the density, calculated after each test. This precaution is particularly important in order to discriminate the influence of sensitive material from the influence of other parameters, such as the topology.

By applying the expression of sensitivity (5), the value of sensitivity for each device can be deduced experimentally.

Table 5 shows the theoretical and the experimental sensitivity of different devices tested in the range of 0%–2% of hydrogen gas concentration. The theoretical sensitivity was determined using expressions (7) and (8).

Table V shows a good match between theory and practice. The gap between theory and practice is illustrated by $|\Delta S|$ whose maximum is obtained at 1.42% which represents a small error. As mentioned above, the sensitivity (S) values reflects the conclusions drawn above with a progressive increase with increasing the functionalized region ($S_{\text{SIW1}} = 8.1\%$, $S_{\text{SIW2}} = 21.6\%$, $S_{\text{SIW3}} = 33.9\%$). Similarly, Sensitivity increase is noted for a higher δ value ($S_{\text{SIW4}} = 27.7\%$, $S_{\text{SIW5}} = 13.6\%$). Sensitivity is also related to the topology of the functionalized region ($S_{\text{SIW6}} = 17.5\%$ for mode TE₁₀₁ and $S_{\text{SIW6}} = 25.7\%$ for mode TE₂).

As shown in Table V, the highest sensitivity (33.9%) is obtained with sensor SIW3. When comparing with sensitivities of other semiconductor based-hydrogen gas sensors operating at room temperature (which matches with the temperature condition of our experiments) that are reported in literature, this value is relatively high. For instance, reference [10] presents a hydrogen gas sensor, from polypyrrole nanofibers deposited on conductometric transducers, which has a sensitivity of ~12%. Another work from literature reports a hydrogen gas sensor fabricated from single SnO_2 nanobelts with sensitivity of ~2 [31]. Yamazoe [32], proposed a single-nanorod sensor using SnO_2 as the sensitive material for detection of hydrogen gas. The sensitivity of the sensor was ~1.5%. Nevertheless, some other types of semiconductor hydrogen sensors are reported in literature with much higher sensitivity than the one our sensor SIW3 can reach. But in those high sensitivity-sensors, the sensitive material is coupled with a heating system.

The operation temperatures can reach 100 °C or even 500 °C [33] and sensitivity can go as high as 2000%.

7. Conclusion

In this work, a theoretical study of the sensitivity of substrate integrated resonator designed as hydrogen gas sensor is presented. The theoretical analysis and the experimental results are in agreement and show that the sensitivity performance depends exclusively on the dielectric sensitive material and its volume, its relative permittivity, and its disposition inside the resonant cavity. The best design for the proposed gas sensor is the highest possible volume of sensitive material, and a high ratio $\delta(\epsilon_{\text{max}}/\epsilon_{\text{sub}})$ to maximize sensor sensitivity. Finally, depending on the resonant frequency mode, it is important to position the functionalized region in a topology suitable for the distribution of the electric field in order for it to interact with the sensitive material as much as possible.

References

- [1] Z. Chen, et al., Low-phase-noise on-chip ultrahigh-Q active resonators based on substrate integrated waveguide technique, *IEEE Trans. Antennas Propag.* 62 (2014) 137–144.
- [2] A. Wang, et al., Compact quad-mode bandpass filter using modified dual cavity resonator with improved factor, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 63 (2015) 963–970.
- [3] P. Zhao, K. Wu, Circuit model extraction for computer-aided tuning of a compound-coupled diplexer, in: *IEEE MTT-S International Microwave Symposium*, Phoenix, AZ, 2013, pp. 1–3.
- [4] A. Prasad, A.A. Seshia, J. Chantier, Microresonators in microelectronic-semiconductor resonators for sensing in liquid environments, in: *2015 Joint Conference of the IEEE International Frequency Control Symposium & the European Frequency and Time Forum*, Denver, CO, 2015, pp. 209–213.
- [5] D. Lu, Y. Zhang, A. Pournazeri, R. Jalebi, Humidity sensors based on photolithographically patterned PVA films deposited on SAW resonators, *IEEE Sens. J.* 16 (January 1) (2016) 13–14.
- [6] F. Rong, et al., TM010 mode cylindrical cavity for complex permittivity measurement in liquid using field analysis technique, in: *Electrical Engineering, Electronics, Computers, Telecommunications and Information Technology (ICEE-ECTT-2012) 2012 9th International Conference on*, Philadelphia, 2012, pp. 1–4.
- [7] M. Naderi, R. Taheri, M. Hosh, Evaluation of frequency-dependent permeability by harmonic resonance cavity perturbation method, in: *Microwave Conference (APMC), 2014 Asia-Pacific*, Seoul, Korea, 2014, pp. 211–212.
- [8] K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, The substrate integrated circuits: a new concept for high frequency electronics and optoelectronics, in: *Proc. TELSIKS, Serbia and Montenegro*, 2002, pp. 3–10, vol. 1.
- [9] D. Deslandes, K. Wu, Design consideration and performance analysis of substrate integrated waveguide components, in: *Euromicro Conf. Milan, Italy*, 2002, pp. 1–4.
- [10] H.E. Mathbouli, V. Bouhassira, F. Domingue, Passive microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing, *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* 63 (December 12) (2015) 4150–4156.
- [11] D. Prati, Microwave resonators, in: *Microwave Engineering*, Wiley, 2012, pp. 309–320.
- [12] K. Rautavirta, J. Sillio, K. Suominen, Effective permittivity of multilayer numerical validation by the FDTD method, *IEEE Trans. Geosci. Remote Sens.* 38 (May 1) (2000) 1301–1306.
- [13] C. Garg, V. Ramesh Babu, D. Bhattacharya, Sensitivity of region and output, *Hydrogen Concentration Detection using Analogues*, 1991, 148–149.
- [14] S. Gupta, A. Kati, R. Puri, M. Nataraj, *Anal. Chem.* 34 (1962) 1502.
- [15] C. Xu, Z. Dai, C. Du, et al., *Sens. Rep.* 1 (2013) 10507.

Annexe B – Air Filled Substrate Integrated Cavity

Majid Ndoye¹, Issam Kerroum³, Dominic Deslandes² and Frédéric Domingue¹

¹ Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières (QC), Canada

² École de technologie supérieure (ETS), Montréal (QC), Canada

³ Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique - Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation (IMEP-LAHC), Université Grenoble-Alpes, Grenoble, France

Publié dans: *Sensor and Actuator B : Chemical*

DOI: <https://doi.org/10.1016/j.snb.2017.06.101>



Short Communication

Air-filled substrate integrated cavity resonator for humidity sensing

Majid Ndoye^{a,*}, Issam Kerroum^b, Dominic Deslandes^b, Frédéric Domingue^a^a Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières, QC, Canada^b École de technologie supérieure (ÉTS), Montréal, QC, Canada^c Institut de Microélectronique, Électromagnétique et Photonique – Substrats et Hyperfréquences et de Télécommunications (IMEP-HATN), Université Grenoble Alpes, Grenoble, France

ARTICLE INFO

Article history:

Received 22 January 2017

Received in revised form 8 June 2017

Accepted 14 June 2017

Available online 16 June 2017

Keywords:

Air-filled

Humidity

Sensor

Passive

Microwave

Cavity resonator

Substrate integrated waveguides (SIW)

ABSTRACT

This paper presents a novel environmental sensor for humidity detection, based on an air-filled substrate integrated cavity resonator (SIW). The sensor, made of a multilayer printed circuit board, exhibits high sensitivity, repeatability stability and fast response/recovery time. This is of particular interest for environmental sensor applications that generally require low-cost and excellent sensing performance and properties. The detection principle is based on a frequency shift due to the permittivity variation of the humid air. A sandwich of a middle substrate containing a large air-filled region accentuates the sensitivity facing the humidity. The possible use of top and bottom layers of the low-cost standard substrate, such as FR-4, allows for a very low-cost and self-packaged integrated millimetre-wave system. The operation frequency of the proposed structures operates in X-Band at around 7.63 GHz and exhibits a frequency shift of 79.05 MHz for relative humidity in the range of 20–85% RH with an operating temperature at 30 °C. The air-filled SIW sensor presents a new solution that improves the sensor's sensitivity for environmental sensing and has the advantage of providing a low-cost manufacturing process.

© 2017 Elsevier B.V. All rights reserved.

1. Introduction

In several sectors, the humidity is a quantity that needs to be controlled to ensure a clean environment (domestic for air quality, medical for patients' health and well-being, and food for preservation). Therefore, the development of humidity sensors and the investigation of issues related to that topic have raised an increasing interest in both industrial and academic research [1–4].

Currently, most humidity sensors belong to an active technology [4,5]. Due to the complex challenge of integrating a power supply, analog to digital converters (ADC) and amplifiers, a great deal of effort has been made to develop passive sensors. Passive humidity sensors generally integrate within their structures materials sensitive to humidity, such as dielectric [6,7], inorganic/organic polymers [8,9], alumina thin films [10], etc. to improve the sensitivity of the devices. However, these materials can present several challenges, such as limited operating range of humidity, reliance on temperature, and high hysteresis.

Despite the availability of several types of sensors on the market, some improvements still need to be made. Commercialized sensors must satisfy a wide range of requirements. In addition

to being highly sensitive, through the use of minimally sensitive materials, they must also be manufactured at low cost. Recently, completed versions of Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology, including an air cavity [11,12], were developed. These versions include a model integrating theoretical and experimental results. This new generation of air cavity SIW components is the ideal candidate for the development of microwave devices at low cost through the use of traditional methods of PCB manufacturing and a lower presence of dielectric substrate, thereby reducing dielectric losses. To our knowledge, however, no prototype of this new generation of SIW has ever been investigated for environmental sensing.

This work demonstrates for the first time the concept of humidity detection using an air-filled substrate integrated cavity resonator. Our research focuses specifically on a general study of the design and fabrication of a multilayer air-filled SIW microwave sensor.

Experimental humidity validations are performed on an air-filled SIW resonator sample in the range of 20–85% RH at 30 °C. This proposed sensing device operates without any sensitive material, is simple to manufacture, co-integrates with existing microwave planar circuits and has the advantage of presenting high sensitivity performance with excellent sensing properties at a very low cost.

* Corresponding author.

E-mail address: majid.ndoye@univ-quebec.ca (M. Ndoye).<http://dx.doi.org/10.1016/j.snb.2017.06.101>

0925-4005/© 2017 Elsevier B.V. All rights reserved.

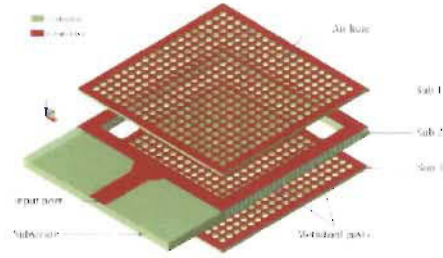


Fig. 1. 3-D Structure of Air-filled Substrate Integrated Cavity Humidity sensor.

2. Topology and sensing concept

2.1. Sensor structure

A 3-D view of the proposed air-filled SIW resonator is shown in Fig. 1. A triple-layer substrate (sub1, sub2 and sub3) is used in this topology. Sub1 and sub3, the upper and lower substrate layers, are perforated by small air holes, forming a metal grid impermeable to electromagnetic waves but open to humid air. Sub2, is sandwiched between sub1 and sub3 and composed of rows of vias around a hollow rectangular cavity resonator, as shown in Fig. 2.

The coupling for sub2 is achieved with a microstrip transition. It is designed using the design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions described in [14] and optimized using the Ansoft HESS EM simulation software. Juxtaposing the three layers enables us to create an air-filled substrate integrated cavity resonator, a multilayer structure manufactured for humidity detection.

2.2. Basic theory & operating principle

Designing a multilayer air-filled SIW resonator implies defining the resonance frequency of the SIW cavity, modelling and optimizing the coupling elements for the intermediary layer forming the rectangular air cavity.

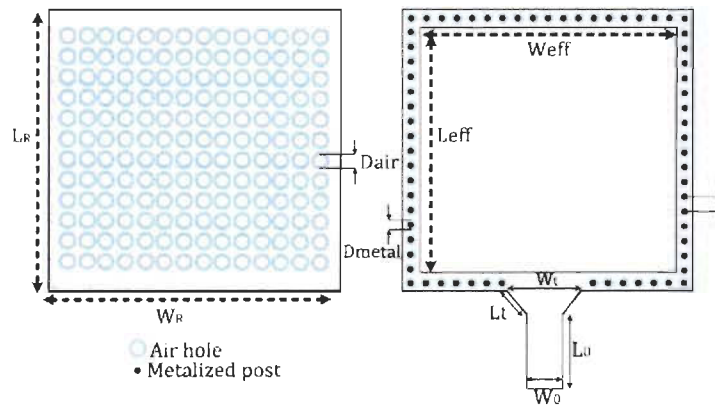


Fig. 2. Design Parameter of Air-filled Substrate Integrated Cavity Humidity Sensor

Table 1.

Design Parameter Values for Sensor (in millimeters).

Parameters	W_{sub1}	L_{sub1}	W_{sub2}	L_{sub2}	W_{sub3}	L_{sub3}	W_{cav}	L_{cav}	D_{air}	D_{metal}
Values	28	28	40	50	15	0	6.5	2.5	0.5	1.2

For the dominant mode TE_{101} , the resonance frequency f_R of the air cavity was determined using the following formulas [14]:

$$f_R = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}RH} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{k\pi}{L_{eff}}\right)^2} \quad (1)$$

$$W_{eff} = W + \frac{d^2}{0.95p}, L_{eff} = L + \frac{d^2}{0.95p} \quad (2)$$

Where W_{eff} and L_{eff} are respectively the equivalent width and length of the cavity resonator, c is the speed of light, ϵ_r is the dielectric constant inside the cavity of the Air-filled resonator, d is the diameter of the metalized posts, p is the pitch of the posts, and m and k are the indices modes.

The operating principle of the humidity sensors is based on the change of the effective permittivity of the air inside the cavity due to the presence of humidity. The relative permittivity of air changes depending on moisture in the atmosphere according to [15]:

$$\epsilon_r(air) = 1 + \frac{211}{T} \left(P - \frac{4818}{T} RH \right) \cdot 10^{-6} \quad (3)$$

Where T is the absolute temperature (in K), P is the pressure of moist air (in mmHg), P_s is the pressure of saturated water vapour (in mmHg), and RH is the relative humidity (in %). The dielectric constant of moist air is proportional to the relative humidity according to Eq. (3).

Since the resonance frequencies of a cavity resonator are inversely proportional to the permittivity of the dielectric, a humidity variation will provide a frequency shift of the resonance, which will appear as a shift in the S11 parameter of the one-port structure [16].

3. Device design and measurement

The dimensions of the proposed structure are shown in Table 1. Fig. 3 shows the fabricated structure using the dielectric substrate ROGER4003C ($\epsilon_r = 3.55$; $\tan \delta = 0.0027$; $h = 1.524$ mm). The resonator prototypes were made using a standard PCB manufac-

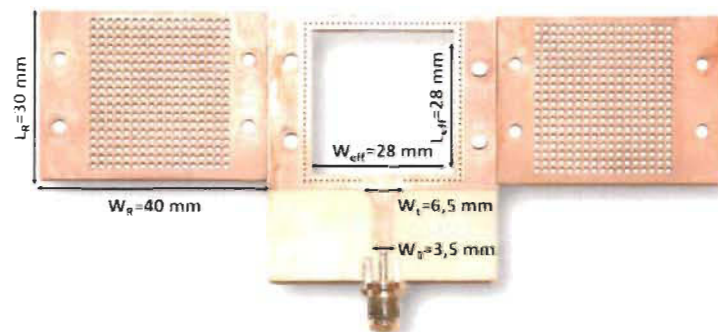


Fig. 3. Fabrication of Air-Filled SIW Device.

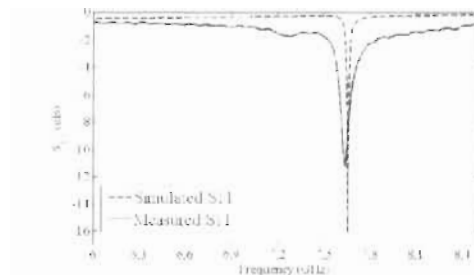


Fig. 4. Simulated and Measured S_{11} Parameters of Air-Filled Substrate Integrated Cavity Resonator.

turing technique, and their dimensions are 28 mm x 28 mm. The diameter d of the metalized posts is $d_{air} = 1.5$ mm/0.6 mm, while the pitch of the posts is 1 mm. The air holes were drilled with a diameter $d_{ah} = 1.2$ mm and a pitch $d_{ph} = 1.2$ mm and a pitch $d_{ph} = 1.5$ mm.

Using the parameter listed in Table 1 and Eqs. (1) and (2), the theoretical resonant frequency is found to be equal to $f_1 = 7.648$ GHz. A comparison between the simulated and measured S_{11} -parameter of the air-filled SIW sensor is shown in Fig. 4.

The theoretical values and the experimental results match very well. The operating frequency for fundamental mode TE₁₀₁ is 7.634 GHz for the measurement and 7.654 GHz for the simulation. The small difference between the measurement and the simulation is due to the ohmic contact and/or the uncertainty on dielectric loss of the used substrate, which can cause a frequency shift of resonant frequency. The limitation of our PCB process leads a little presence of dielectric substrate into the cavity of the resonator (≤ 1 mm). However, those dielectric slabs have little impact on the sensitivity of the device and the value of resonant frequency of the fundamental TE₁₀₁ mode, which is confined to the centre of the cavity.

The measured quality factor (Q) for the sensor device is 273.2. These measurements were taken at 20% humidity.

4. Experimental validation

To demonstrate the humidity sensing capability of the air-filled cavity resonator, the sensor device was placed in a controlled humidity environment test bench. For the measurement under stable gas flow, the chamber was first stabilized in terms of temper-

ature, relative humidity and pressure. All those parameters were maintained stable during the measurements, thanks to the temperature and pressure control systems as presented in [16]. Thus, this environmental test permits to maintain the Pressure at 14.7 psi (1 atm) and the operating temperature at 30 °C. The response of the proposed sensor, while exposed to humidity concentration ranging from 20 RH% to 85 RH%, is shown in Fig. 5.

The frequency measurement of S_{11} was performed every minute for different humidity concentrations in the range of 20 RH% to 85 RH% at the operating frequency of 7.63 GHz. The experiment was repeated under the same experimental conditions for four days to test the repeatability of the measurements.

The results show that the presented structure is sensitive to the presence of humidity, as the S_{11} frequency shifted to a lower frequency value for a greater humidity level. Fig. 5 also shows the measurement error of the proposed sensor. A maximum frequency variation of 79.05 MHz was recorded at 85 RH%. As the frequency response is not perfectly linear, the measured sensitivity S [29] can be separated in two responses: at low humidity level $S = 0.24$ MHz/RH% and at high humidity level $S = 2.1$ MHz/RH%. In conclusion, the sensor exhibited a relative variation of 1.21 MHz/RH%, as the resonant frequency shifts from 7.63 GHz to 7.55 GHz from 20 RH% to 85 RH%. Repeatability was verified, and results from the different measurements agreed very well.

5. Comparison & discussion

The sensing performance of the proposed resonator structure was compared to other microwave components in literature. Table 2 lists the microwave structures used as humidity detectors with their sensitivities.

Most of the structures in literature show sensitivities in the order of kHz/RH% with the help of humidity sensitive material. As shown in Table 2, the proposed air-filled SIW resonator exhibited higher sensitivities (1.21 MHz/RH%) compared to any other published structure using humidity sensing materials. This original multilayer structure enables us to design a highly sensitive and accurate humidity sensor. Due to the possibility of operating without any sensitive material, the device can operate without any impact in the response of the sensor under an effective region of working temperature ranging from 23 °C to 88 °C. The sensor presents also excellent repeatability and stability and shows relatively quick response times (less than 3 s) with high recovery times (around 10 s). This proposed humidity sensor as an air-filled SIW structure has a high Q and low insertion loss, is low cost and easy to be integrated with a planar circuit. Since the sensor cir-

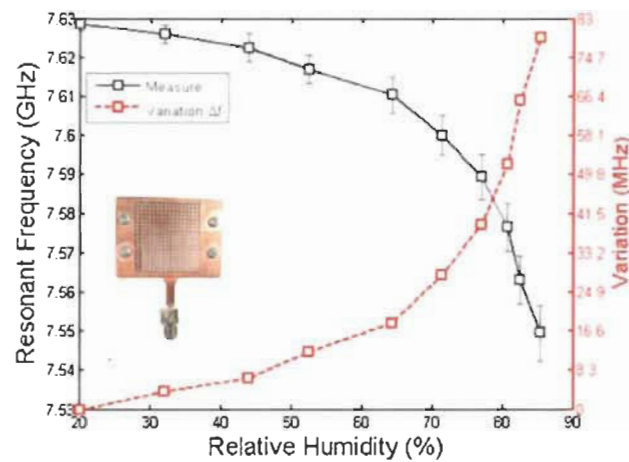


Fig. 5. Sensitivity Characteristics of Proposed Structure: (Left) Measured S11 Resonant Frequency as Function of Humidity Variation (Right) Resonant Frequency Shift Variation.

Table 2

Comparison of Various Microwave Structures for Humidity Sensing in the Literature

Structure	Type of MW Technology	Operation Principle	RH Range	Sensitive Material	Sensitivity	Year	Ref.
Polyelectrolyte Capacitors	Polyelectrolyte Capacitor	Frequency Shift	10–90%	Yes	0.75 kHz/RH%	2010	[17]
RHID Tag	Printing Technologies	Frequency Shift	11–100%	Yes	13.4 kHz/RH%	2011	[18]
Delay-Line Resonator	Acoustic	Frequency Shift	10–90%	Yes	12.12 kHz/RH%	2014	[19]
SAW Resonator Device	Acoustic	Frequency Shift	11–95%	Yes	27.38 kHz/RH%	2016	[20]
Long-Wave SAW Delay Lines	Acoustic	Frequency Shift	0–90%	Yes	95.37 kHz/RH%	2012	[21]
SAW Resonator + Interdigital Electrode	Acoustic	Frequency Shift	11–90%	Yes	1 kHz/RH%	2011	[22]
Quartz Crystal Microbalance	Electrochemical QCM	Frequency Shift	11–99%	Yes	77 Hz/RH%	2013	[23]
Resonant Microresonator Fiber Optic	Optic	Frequency Shift	0–75%	No	5 Hz/RH%	2014	[24]
Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)	Acoustic	Frequency Shift	20–92%	Yes	14 kHz/RH%	2010	[25]
Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)	Acoustic	Frequency Shift	30–80%	Yes	8.5 kHz/RH%	2010	[26]
Substrate Integrated Resonator	SIW	Frequency Shift	20–80%	No	11.2 kHz/RH%	2015	[27]
N coupled Substrate Integrated Cavity Resonator	SIW	Frequency Shift	6.5–94%	No	1.71 kHz/RH%	2017	[28]
Air-Filled Substrate Integrated Cavity Resonator	SIW	Frequency Shift	20–85%	No	1.21 MHz/RH%	2016	This work

circuit presented here is compatible with low-cost and high-volume manufacturing techniques, new potential applications can be targeted, particularly wireless technology, by integrating a wireless antenna. The size of the sensor can also be reduced while maintaining or improving the high degree of sensitivity by exploiting the slow-wave SIW (SW-SIW) concept presented in [25].

6. Conclusion

In this work, a microwave air-filled cavity resonator using SIW technology is presented as a humidity detection device for the first time. The structure was tested in the humidity range of 20% to 85% and exhibits a sensitivity of 1.21 MHz/RH%. This proposed humidity sensor as an air-filled SIW structure has a high Q and low insertion loss, is low cost and easy to be integrated with a planar circuit, and is a high-sensitivity humidity sensor precluding the handling of humidity sensitive material.

References

- [1] N. Benabdelhak, M. Benabdelhak, M. Nave, F. Benabdelhak, A. Dabbas, Design of temperature and humidity sensors for an electronic nose used in cotton seed, in: *International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Iamtech, 2016, pp. 369–370.

- [2] H.P. Mathew, N. Boukhalil, F. Domingue, Precision microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing, *IEEE Trans. Microwave Theory Technol.* 61 (December) (2013) 4130–4136.
- [3] J.J. Hernandez, et al., Characterization and use of a fiber optic sensor based on PMMA film for humidity sensing in ventilator care equipment, *IEEE Trans. Biomed. Eng.* 63 (September) (2016) 1985–1992.
- [4] M. Abdolrazzagh, M. Douranlou, Enhanced Q device resonant active sensor for humidity and moisture effect elimination on IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, 2016, pp. 1–4.
- [5] L. Ismail, A. Ganguly, An on-chip active bridge circuit for converting capacitance change into frequency for capacitive humidity sensor, in: *International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS)*, Kolkata, 2012, pp. 480–483.
- [6] R. Gonçalves, P. Pinto, C. Carvalho, M.V. Martins, Humidity passive sensors based on 100 GHz RPD using such dielectric films, in: *2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP)*, Lisbon, 2015, pp. 1–4.
- [7] F. Raza, et al., Influence of thermal actuation on a capacitive humidity sensor based on newly synthesized macroporous PBOs212, *Sens. Actuators B* 235 (November) (2016) 146–153.
- [8] K. Jang, H. Jang, Z. Jang, et al., A quartz-based composite of P(VDF-TrFE)/polyimide/polyimide assembly for humidity sensor, *Sens. Actuators B* 223 (January) (2016) 440–446.
- [9] Y. Lin, H. Huang, et al., Electrospun CoO₂ nanoparticles/PVP nanofibers based hydrogel-coated substrate integrated wave humidity sensor, *Sens. Actuators B* 223 (February) (2016) 730–737.
- [10] J. Jang, S. S. Park, Optimization of porous anodic aluminum oxide structure for ultra-high sensitive humidity sensor, *Sens. Actuators B* 247 (December) (2016) 443–451.
- [11] F. Farmani, A. Choata, J.P. Vaz, L.M. Dacosta, K.W. Au, Air-filled substrate integrated waveguide for low-loss and high-power handling millimeter wave

Annexe C – Substrate Integrated Circular Cavity Resonator Filled with Nano-Fibrillated Cellulose for Humidity Detection

Majid Ndoye¹, Benoit Bideau¹, Aina Heritiana Rasolomboahanginjatovo¹, Éric Loranger¹, Dominic Deslandes² and Frédéric Domingue¹

¹ Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières (QC), Canada

² École de technologie supérieure (ETS), Montréal (QC), Canada

Publié dans: *European Advanced Materials Congress 2017*

DOI: www.vbripress.com/eamc, DOI: [10.5185/eamc.2017](https://doi.org/10.5185/eamc.2017)

Substrate Integrated Cavity Circular Resonator Filled with Nano-Fibrillated Cellulose For Humidity detection

Majid Ndoye, Aina Heritiana Rasolomboahanginatovo, Benoit Bibeau, Eric Loranger, Dominic Deslandes, Frédéric Domingue

Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières (QC), G9A 5H7, Canada

*Corresponding author: Majid Ndoye; Tel.: (+1) 819 376-5011 ext. 3947; Fax: (+1) 819 376-5217; E-mail: Majid.Ndoye@uqtr.ca



Table of contents

- I. Introduction
- II. Structure and principle of operation of the sensor
- III. Theory and electromagnetic analysis
- IV. Devices and measurements
- V. Experimental results
- VI. Conclusion

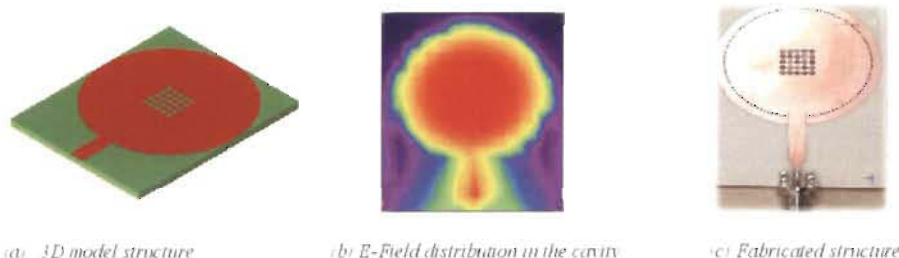


Fig.1 Passive humidity sensor based on a substrate integrated cavity circular resonator

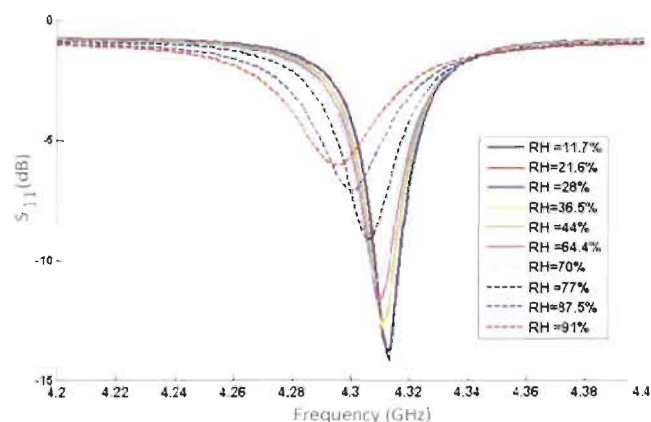


Fig.2 Humidity sensing capability of the proposed tag sensor

Abstract

In recent years, terms like "going green" and "eco-friendly" have become one of the hot topics in major influent conferences and international summits.

In this work, a novel microwave sensor fully based on substrate integrated waveguide (SIW) technology filled with nano-fibrillated cellulose for humidity detection is presented for the very first time. The proposed structure consists of a metalized ring of vias placed inside a dielectric substrate and plated with copper on both side of the substrate forming the electric side-wall of circular cavity resonator. The circular SIW cavity resonators are perturbed by introducing inside the vias nano-fibrillated cellulose that affects directly their fundamental frequencies. Due to the presence of humidity, the relative permittivity of the eco-friendly dielectric, which is known as a humidity sensitive material, changes, leading to a shift of the resonance frequency of the substrate integrated cavity circular resonator (SICCR). The resonance frequency of the resonator is calculated based on the geometry of its structure and using the proposed resonance perturbation method. The shift of the resonance frequency is used to estimate the relative humidity percentage %RH.

The proposed humidity sensor structure operates between 4.28 to 4.32 GHz. Our research focuses specifically on a general study of the design and the utilisation of the SICCR used as a humidity sensor. Experimental humidity validations were performed on the circular resonator sensor sample in the range of 11.7% to 85% RH. The proposed sensing device operates with very low-cost sustainable and renewable material, is simple to manufacture, co-integrates with existing microwave planar circuits and has the advantage of demonstrating high sensitivity performance with excellent sensing properties at a very low cost.

Keywords: Humidity sensor; SIW; microwave detection; nano-fibrillated cellulose; resonant cavity.

Acknowledgements

This work was supported by the National Science and Engineering Research Council of Canada (NSERC), the university support through a research chair, and the CMC Microsystems for access to test equipment.

Reference

1. K. Wu, D. Deslandes, Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits - A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *2003 Proc. TELSIKS, Serbia and Montenegro* vol. 1, pp. 3-10.
2. L. Li, X. P. Chen, K. Rott, K. Wu, "A transition from substrate integrated waveguide (SIW) to rectangular waveguide," *2009 Microwave Conference, APAC 2009, Asia Pacific*, 10 Dec. 2009, pp. 2605-2608.
3. R. S. Nair, E. Peret, S. Tadjiri, T. Baron, "A group-delay-based duplex RFID humidity tag sensor using silicon nanowires," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, **2013**, vol. 12, pp. 729-732.
4. H. El Mahdoui, N. Boubekeur, F. Domingue, "Passive microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing," in *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, **Dec. 2015**, vol. 63, n°12, pp. 1150-1156.
5. M. Ndiye, A. H. Rasolombodrangimato, N. Y. Sana, F. Domingue and D. Deslandes, "Passive monolithic microwave multisensor based on N coupled Substrate Integrated resonators for environmental detection," *2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, Oct. 2016*, pp. 17-20.

Substrate Integrated Circular Cavity Resonator Filled with Nano-Fibrillated Cellulose for Humidity Detection

Majid Ndoye¹, Benoit Bideau¹, Ana Hentiana Rasolomboahanginjavovo¹, Eric Loranger², Dominic Deslandes² and Frédéric Domingue¹

¹ Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières (QC), Canada

² École de technologie supérieure (ETS), Montréal (QC), Canada

Abstract — In this work, a novel microwave sensor fully based on Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology filled with nano-fibrillated cellulose for humidity detection is presented for the very first time. The proposed structure consists of a circular SIW cavity resonator perturbed by the inclusion of nano-fibrillated cellulose inside the cavity. Due to the presence of humidity, the relative permittivity of the eco-friendly dielectric, which is known as a humidity sensitive material, changes, leading to a shift of the resonance frequency of the Substrate Integrated Cavity Circular Resonator (SICCR). The proposed humidity sensor structure operates between 4.28 to 4.32 GHz and exhibits a frequency shift of around 20 MHz for relative humidity in the range of 11.7% to 91% RH. The proposed sensing device operates with very low-cost sustainable and renewable material, is simple to manufacture, co-integrates with existing microwave planar circuits and has the advantage of demonstrating high sensitivity performance.

Index Terms — Nano-fibrillated Cellulose, humidity sensor, microwave cavity resonator, Substrate Integrated Waveguides (SIW).

1 INTRODUCTION

In recent years, terms like “going green” and “eco-friendly” have become one of the hot topics in major influential conferences and international summits. With the current warning on the degradation of the environment, on global warming and pollution, the trend both in industrial and research field is to be more selective with materials and products used by prioritizing those that are ecological and biodegradable.

As most of the leading scientific domains such as Materials Science and Engineering, Bioengineering, Civil and Mining Engineering, Biochemistry and Chemical Engineering, the Electrical and Industrial Engineering field has experienced the advent of biodegradable materials into end product devices, notably into humidity sensors.

Humidity sensing has gained an increasing interest in health and well-being related applications aiming to provide and ensure clean environment. Humidity sensors are widely used not only for indoor air quality monitoring for households and medical institutes, but also in moisture monitoring for food storage and industrial applications involving moisture control such as chemical gas purification, film desiccation, paper and textile manufacturing.

To comply with the requirements of the current in demand humidity sensing performance requirements, most of the humidity sensors on the market are active [1-2] and

integrate within their structures materials which are sensitive to humidity such as dielectric [3-4], inorganic polymers [5-6], alumina thin films [7], etc. However, due to the complex challenge of integrating power supply, analog to digital converters (ADC) and amplifiers, a great deal of effort has been made to develop passive sensors. In addition to their fossil attributes which may contaminate the structure when decomposing, most of the humidity sensitive materials are difficult to synthesize. They are made and integrated to the structure through complex fabrication process involving additional contaminating hazardous chemical materials. Therefore, despite the availability of several types of sensors on the market, it is still essential to find more technological solutions that allow humidity sensing devices to satisfy a wide range of requirements.

The humidity sensor proposed in this work is highly sensitive and uses “eco-friendly” sensitive materials. The proposed device is fully passive and is expected to be fabricated and commercialized at low cost.

Carbohydrate made of a linear chain of D-glucose molecules, cellulose ($C_6H_{10}O_5$) is the most abundant material on earth. Cellulose fibers are mainly extracted from wood and are 100% natural organic polymer. Cellulose is environmentally friendly, inexpensive, renewable, biodegradable and biocompatible. Using cellulose-based materials is advantageous since cellulose shows high water and humidity sensitivity. Indeed, cellulose films have very poor barrier properties to water vapor thanks to its hydrophilicity. Many studies investigated the effect of the humidity on amorphous cellulose [8] and the influence of temperature and humidity on cellulose nanocrystals [9].

Cellulose acetate butyrate (CAB) and carboxymethyl cellulose were tested through exposure to humidity. The results revealed their high capability for humidity detection. Few smart semi-conductor humidity sensors using cellulose derivatives, namely cellulose acetate-copper oxide [10] and cellulose nanocrystal-graphene oxide [11], as humidity sensitive materials have been fabricated and investigated. However, most of the cellulose derivatives based sensitive materials which were tested are derivatives of inorganic materials and are not fully biodegradable. Indeed, CAB and the other fabricated sensors were made through complex manufacturing process handling active technology and making their cost high.

The Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology has been widely demonstrated in many research articles for telecommunications components and systems [12]. The popularity of SIW technology in the field of millimeter and passive systems comes from its advantage of being a low-cost technology, its high-quality factor, low insertion loss and the easy co-integration with other planar circuits. Recently published articles have also demonstrated that SIW can be used for sensing applications. For example, SIW resonators have been used to detect or characterize a fluid in a system or to characterize materials [13]. To the best knowledge of the authors, no investigation of fully biodegradable materials for humidity sensing in passive microwave devices has been reported.

This work proposes a Substrate Integrated Circular Cavity Resonator (SICCR) filled with nano-fibrillated cellulose (TOCN) for humidity detection. Our research focuses specifically on a general study of the design and realization of the SICCR-based humidity sensor. Experimental humidity validations have been performed on the circular resonator sensor sample in the range of 11 % to 85 % RH. The proposed sensing device operates using a very low-cost sustainable and renewable material that is easy to manufacture, co-integrates well with existing microwave planar circuits and has the advantage of demonstrating high sensitivity performance with excellent sensing properties at a very low cost.

II. SENSOR STRUCTURE AND SENSING CONCEPT

A. Sensor structure

Fig. 1 shows the structure of the substrate integrated cavity resonator of the proposed humidity sensor.

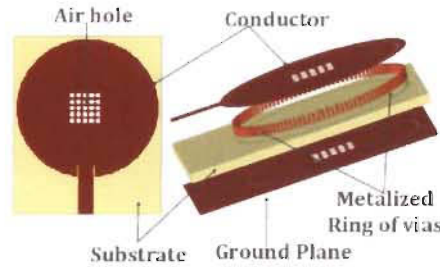


Fig. 1. Structure of the SIW-based Circular Resonator of the proposed humidity sensor.

The metalized ring of vias placed inside the dielectric substrate and plated with copper on both side of the substrate forms the electric side-wall of the circular cavity resonator. The SICCR is considered as a short-circuited waveguide. The eigen mode exploited in the cylindrical cavity is either the transverse electric (TE) mode or the transverse magnetic (TM) mode.

The TE mode corresponds to the propagation of an electromagnetic wave whose electric field is transverse and thus contained in the right sectional plane of the guiding structure while the magnetic field is propagating in the propagation direction of the guide: $E_z = 0$ and $H_z \neq 0$ for

the TE mode. Vice versa, $E_z \neq 0$ and $H_z = 0$ for the TM mode. As mentioned in [14], only the TM mode is excited in this case study. If

- $(2a/d) < 0.985$, therefore, the dominant mode of the proposed structure is TE₁₁₁.
- $(2a/d) > 0.985$, the dominant mode is TM₀₁₀.

The TM₀₁₀ (Fig. 3) mode is widely used for the design of TM single mode resonators. In both cases, the resonance frequency of the circular cavity resonator corresponds to the lowest resonance frequency.

B. Operating principle

The operating principle of the humidity sensor is based on the humidity sensitivity properties of the nano-fibrillated celluloses (TOCN) (Fig. 3) introduced inside of the SICCR.



Fig. 2. Structure of Nano-Fibrillated Cellulose Oxidized by TEMPO reaction.

The nano-fibrillated cellulose fibres used in this study were obtained by TEMPO oxidation reaction of wood kraft pulp, a Regio-selective reaction that chemically modifies the primary alcohol groups of cellulose [15-16]. The advantages of using oxidised cellulose fibres include their large specific surface area, good adherence thanks to the surface charges and their high-water sensitivity [17]. Indeed, TOCN films are vulnerable to water. The nano-fibrillated celluloses display a typical high water affinity associated with a fast decrease in the contact angle, due to their high hydrophilic character which exerts high attraction on free water molecules through the establishment of hydrogen bonds (Fig. 3) [18].

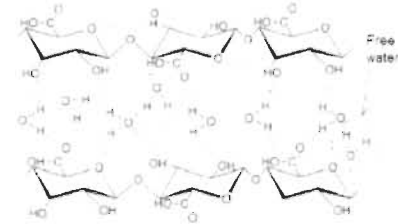


Fig. 3. Interactions of Nano-Fibrillated Cellulose with free water.

Thus, due to the presence of humidity, the relative permittivity of the eco-friendly dielectric changes, leading to a shift of the resonance frequency of the SIW resonator. The detection principle of the SICCR humidity sensor is based on this frequency shift which later on is used to estimate the humidity percentage.

III. THEORY AND ELECTROMAGNETIC ANALYSIS

The resonance frequency f_{TM010} of the TM₀₁₀ mode of a SIW cylindrical resonator is [19]:

$$f_{nm} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho_{nm}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (1)$$

where ϵ_r is the relative permittivity of the substrate, c is the speed of light, a and d are respectively the inner radius and the height of the resonant cavity. ρ_{nm} is the m -th root of the first kind Bessel function $J_n(x)$. The indices n , m and l are the numbers of half-wavelength variations in the standing-wave pattern of the cylindrical TM_{nm} mode. Functionalizing the SIW resonant cavity with a sensitive dielectric implies introducing a small dielectric sample into the original substrate. The introduction of a foreign material in the cavity of the resonator leads to a shift of the resonance frequency. The effect of such perturbations on the cavity resonator can be estimated. An approximated value of the perturbed resonance frequency can be calculated using the perturbation method (2) [19].

As shown in figure 3, the electric field distribution for the dominant resonance mode TM_{100} into the circular resonator is more intense in the middle of the structure.

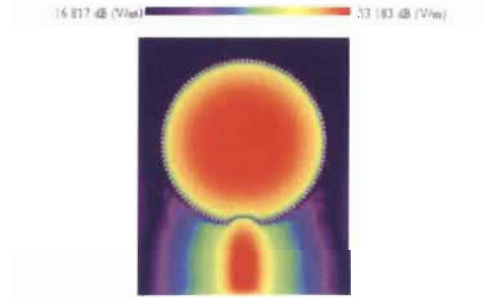


Fig. 3. Magnitude of the electric field distribution in a circular SIW for mode TE101.

The best sensitivity of the SIW resonator is when the functionalized region is set at the maximum E -field area of the different explored modes [20].

For TM modes, the unperturbed electric field E_z is given by (2) [21].

$$E_z = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\rho_{nm}}{a} \left(\left(\frac{\rho_{nm}}{a} \right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d} \right)^2 \right)^{-1/2} J_n \left(\frac{\rho_{nm}}{a} \rho \right) \cos n\theta \cos \frac{l\pi z}{d} \quad (2)$$

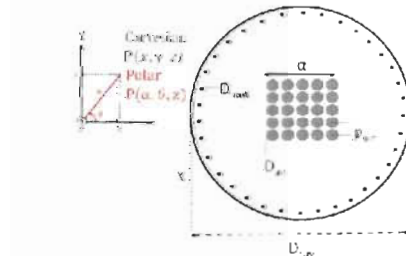


Fig. 4. Dimensions of a SIW structure.

For a dielectric perturbation $\Delta\epsilon$, the variation of the resonance frequency f_0 is described in equation (3). At the resonance, we have $x|E|^2 = \mu|H|^2$. In absence of variation of the relative permeability, $\Delta\mu = 1$ and $\Delta\mu = 0$.

$$\omega - \omega_0 = \frac{\int \Delta\epsilon |E_z|^2 + \Delta\mu |H_z|^2 dV}{\int \epsilon |E_z|^2 + \mu |H_z|^2 dV} = \frac{\int \Delta\epsilon |E_z|^2 dV}{\int \epsilon |E_z|^2 dV} \quad (3)$$

$$\text{While } E_0 = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \frac{\rho_{nm}}{a} \left(\left(\frac{\rho_{nm}}{a} \right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d} \right)^2 \right)^{-1/2}$$

The theoretical expression of the resonance frequency for the TM_{100} mode is a function of the SIW structure's dimensions illustrated in Fig. 4. The resonance frequency of the cavity resonator is calculated by using the dielectric perturbation technique.

$$f = \frac{-\Delta\epsilon \alpha^2 f_0}{4\epsilon \alpha^2 (J'_n(\rho_{nm}))^2} \left(\left(J'_n \left(\frac{\rho_{nm}}{2a} \alpha \right) \right)^2 + \left(1 - \frac{4a^2 n^2}{\rho_{nm}^2 \alpha^2} \right) \left(J_n \left(\frac{\rho_{nm}}{2a} \alpha \right) \right)^2 \right) + f_0 \quad (4)$$

where f_0 is the unperturbed frequency, $\Delta\epsilon = \epsilon_{\text{sub}} - \epsilon_{\text{mat}}$, ϵ_{mat} is the effective permittivity and ϵ_{sub} is the permittivity of the substrate. The value of ϵ_{mat} is determined by using the Bruggeman's effective medium theory (EMT) [22].

Equation (4) represents the general expression of the resonance frequency of the SIWCR when the sensitive region is set at the centre of the cavity of the resonator. As illustrated in figure 3, this configuration is ideal for the TM_{100} electric field distribution which is maximum in the centre of the cavity.

IV. DEVICE AND MEASUREMENT

The dimensions of the proposed humidity detection structure are detailed in Table 1. Figure 5 shows the fabricated structure using the dielectric substrate ROGER4003C ($\epsilon_r = 3.55$, $\tan \delta = 0.0027$, $h = 1.524 \text{ mm}$). The inner radius of the cavity of the resonator prototypes is 14 mm. The humidity detector sensor was made using a standard PCB manufacturing technique. The diameter d of the metalized posts is 0.5 mm, while the pitch of the posts is 1 mm. The air holes were drilled with a diameter $D_{\text{air}} = 1.2 \text{ mm}$ and a pitch $\rho_{\text{air}} = 1.5 \text{ mm}$.

TABLE I
DESIGN PARAMETER VALUES OF THE SENSOR (MILLIMETERS)

Parameters	D_{res}	W_0	L_0	D_{met}	D_{air}
Values	28	3.5	9	0.5	1.2



Fig. 5 Fabricated SICCR-based humidity sensor

Using equation (4) as well as the parameters listed in table I, the theoretical resonance frequency is found to be $f_0 = 4.381 \text{ GHz}$. A comparison between the simulated and measured S11-parameter of the SICCR sensor filled with air holes is shown in Fig. 6

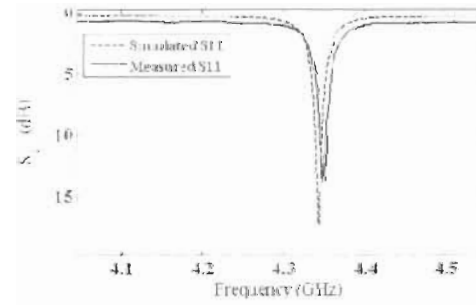


Fig. 6 Simulated and Measured S11-Parameters of SICCR

The simulated values and the experimental results match very well. The measured operating frequency of the cavity resonator for the fundamental mode TM_{010} is 4.353 GHz , while the simulation predicts 4.344 GHz .

The measured quality factor (Q) of the sensor device is 294.23. The measurements were taken at ambient humidity $\sim 24\% \text{ RH}$.

V. EXPERIMENTAL VALIDATION

A. Set up and test bench

To demonstrate the humidity sensing capability of the proposed SICCR-based sensor, the device was placed in a controlled humidity environment test bench. The measurement set up has been configured to expose the humidity sensor to RH environments using saturated salt solution as humidity source. The sodium chloride-based salt solution was put on a plate and placed inside a hermetic box. This testing method has been used and approved for humidity tests in several articles [23–24], and allows the operator to control and maintain the relative humidity in the air-tight test box at the desired level.

B. Experimental results

The magnitude of the S11 parameter of the proposed sensor has been measured with the VNA to determine how much the relative humidity in the test box affects the resonance

frequency. The response of the sensor while exposed to humidity concentration ranging from $11.7\% \text{ RH}$ to $91\% \text{ RH}$ is shown in Fig. 7.

For each measurement, the sensor device was connected to the VNA and kept inside the box where the saturated salt solution was placed until the relative humidity level stops fluctuating. The full stabilization of the system takes approximately 10 minutes. The device demonstrates an excellent repeatability and stability. The response time and the recovery time of the sensor are relatively fast, respectively less than 2 s and about 4 s.

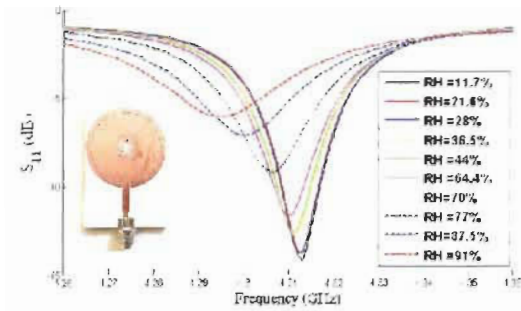


Fig. 7 Shift of frequency resonance of the SICCR depending on relative humidity (%RH)

The presence of humidity leads to a shift of the resonance frequency of the device. A maximum frequency shift of 19.6 MHz is obtained when the air inside the box is $91\% \text{ RH}$. The sensitivity S [25] has been found to be $S = 273.5 \text{ kHz/RH}\%$ for humidity concentration ranging from $11.7\% \text{ RH}$ to $91\% \text{ RH}$. The proposed SICCR-based humidity detector filled with TOCN stands out from other humidity sensors for its high sensitivity, high accuracy and environmentally friendly properties. Thanks to its hydrophilic character from the presence of polar groups on surface, the TOCN adsorbs the water molecules in the surrounding air up to equilibrium with the outside. The equilibrium varies depending on humidity rate.

As a resonator, the proposed humidity sensor not only has a high Q factor and a low insertion loss, but is also low cost and easy to integrate with planar circuits.

VI. CONCLUSION

This work presents the very first microwave SICCR filled with eco-friendly Nano-Fibrillated Cellulose for humidity detection. The theoretical model of the perturbed resonance frequency of the circular SIW cavity resonator was estimated using the perturbation method. The sensor exhibits a sensitivity of $273.5 \text{ kHz/RH}\%$ while tested in humidity conditions ranging from $11.7\% \text{ RH}$ to $91\% \text{ RH}$. The environmentally friendly SICCR-based humidity detector is original for its high Q factor, low insertion loss, high sensitivity, low cost and its co-integrability with planar circuits.

VII. REFERENCES

- [1] M. Abdolrazzagh and M. Daneshmand, "Enhanced Q double resonant active sensor for humidity and moisture effect elimination," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, 2016, pp. 1-3.
- [2] T. Ismail et al., "An oscillator based active bridge circuit for converting capacitance change into frequency for capacitive humidity sensor," 2012 International Conference on Communications, Devices and Intelligent Systems (CODIS), Kolkata, 2012, pp. 480-483.
- [3] R. Gonçalves et al., "Humidity passive sensors based on UHF RHIT using cork dielectric slabs," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [4] E. Raza et al., "Influence of thermal annealing on a capacitive humidity sensor based on newly synthesized macroporous $\text{PbO}_{0.2}\text{Ti}_{0.8}$ Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 235, pp 146-153, Nov 2016.
- [5] K. Jiang et al., "A guest-host composite of FeNO_3 nanoporous polytriphenylamine assembly for humidity sensor" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 222, pp 440-446, Jan 2016.
- [6] Yuan Liu et al., "Electrospun CeO_2 nanoparticles/PVP nanofibers based high-frequency surface acoustic wave humidity sensor" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 223, pp 730-737, Feb 2016.
- [7] K. Sharma and S.S. Islam, "Optimization of porous anodic alumina nanostructure for ultra-high sensitive humidity sensor" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 237, pp 443-451, Dec 2016.
- [8] M. V. Hanuman et al., "Effect of water activity and gaseous phase relative humidity on microcrystalline cellulose water contact angle measured by the Washburn technique," Colloids and Surfaces A: Physicochemical and Engineering Aspects, Vol 500, pp 118-126, Jul 2016.
- [9] Q. Wu et al., "Influence of temperature and humidity on nano-mechanical properties of cellulose nanocrystal films made from switchgrass and cotton," Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 18, pp 28-35, Nov 2013.
- [10] M. Chami et al., "Fabrication and investigation of cellulose acetate-copper oxide nano-composite based humidity sensors" Sensors and Actuators A: Physical, Vol 246, pp 58-65, Aug 2016.
- [11] A. Karly et al., "Cellulose nanocrystal-graphene oxide composite films as humidity sensor" Sensors and Actuators A: Physical, Vol 247, pp 221-226, Aug 2016.
- [12] D. Deslandes, "Design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions," 2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig., pp 704-707, 23-28 May 2010.
- [13] N. Y. Sama, M. Ndoye, D. Deslandes and F. Domingue, "Partially-open SIW resonator for microwave characterization of particulate dielectrics: Effect of interaction with gases," 2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics Applications and Student Innovation Competition (IWEM), Nanjing, 2016, pp. 3-5.
- [14] P. R. Karmel et al., "Introduction to electromagnetic and microwave engineering," 1st ed, pp 545, Jan 1998.
- [15] M. Pagani et al., "The Use of Wets-ler Method for Scale-Up a Kraft Pulp Oxidation by TEMPO-Mediated System from a Batch Mode to a Continuous Flow-Through Sonoreactor", Ultrasonics Sonochemistry, Vol 20, Issue 1, pp 103-108, Jan 2013.
- [16] A. Rattaz et al., "Cellulose Nanofibres by Sonocatalysed-TEMPO-Oxidation" Cellulose, pp 585-593, Mar 2011.
- [17] K. Syverud and P. Stenius, "Strength and Barrier Properties of MFC Films" Cellulose, pp 75-85, 2009.
- [18] B. Bideau et al., "Mechanical and antibacterial properties of a nanocellulose-poly(pyrrole multilayer composite)" Materials Science and Engineering: C, Vol 69, pp 977-984, Dec 2016.
- [19] D. Pozar, "Microwave Resonators" in *Microwave Engineering*, 4th ed, 2012, pp 306-309.
- [20] M. Ndoye, H. El Mathouly, Y. Sama, D. Deslandes, F. Domingue, "Sensitivity evaluation of dielectric perturbed substrate integrated resonators for hydrogen detection", Sensors and Actuators A: Physical, Vol 251, pp 198-206, Nov 2016.
- [21] J. P. Kirtzer and I. G. Wilson, "Some results on cylindrical cavity resonators," in The Bell System Technical Journal, vol. 26, no. 3, pp. 410-445, July 1947.
- [22] K. Kärkkäinen et al., "Effective permittivity of metamaterials: numerical validation by the FDTD method", IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 38, pp 1303-1308, May 2000.
- [23] Z. Zhuang et al., "A novel highly sensitive humidity sensor derived from sulfonated poly(ether ether ketone) with metal salt ion substitution" sensor & actuator B, Vol. 246, pp 701-711, Nov 2016.
- [24] Y. Sui et al., "Novel high-performance self-powered humidity detection enabled by triboelectric effect" Sensors and Actuators B: Chemical, Vol 251, pp 144-152, Nov 2017.
- [25] K. Chare et al., "Functional antenna integrated with relative humidity sensor using synthesized polyimide for passive RFID sensing," *Electron Lett*, vol. 43, no. 3, pp. 188-2007.

Annexe D – Passive Monolithic Microwave Multisensor Based on N coupled Substrate Integrated Resonators for Environmental Detection

M. Ndoye, A. H. Rasolomboahanginatovo,
N. Y. Sama, F. Domingue
Département de Génie Électrique et Génie Informatique
Université du Québec à Trois-Rivières
Trois-Rivières, Canada

D. Deslandes
Département de Génie Électrique,
École de Technologie Supérieure,
Montréal, Canada

Publié dans: 2016 46th European Microwave Conference (EuMC),

DOI: [10.1109/EuMC.2016.7824266](https://doi.org/10.1109/EuMC.2016.7824266)

Passive Monolithic Microwave Multisensor Based on N coupled Substrate Integrated Resonators for Environmental Detection

M. Ndoye, A. H. Rasolomboahangampoto,
N. Y. Sama, F. Domingue
Département de Génie Électrique et Génie Informatique
Université du Québec à Trois-Rivières
Trois-Rivières, Canada
majid.ndoye@unqtr.ca

D. Deslandes
Département de Génie Électrique,
École de Technologie Supérieure,
Montréal, Canada
dominic.deslandes@etsmtl.ca

Abstract— This work presents a novel fully passive monolithic microwave multisensor on Substrate Integrated Waveguide (SIW) technology for simultaneous detection of humidity and temperature. The proposed structure is simple and combines several resonators with well controlled coupling. Each resonator of the multisensor is capable of environmental detection. The detection principle is based on a frequency shift due to a perturbation of the effective permittivity, depending on the sensitivity of the dielectric medium to the surrounding physical variable. The presented multisensor structure operates in the frequency range from 5.9.5 GHz and exhibits a frequency shift for relative humidity in the range of 6.5-93%RH and for temperature between 23-60°C. Based on SIW technology, this new monolithic environmental solution presents the advantage of being easily integrated into planar structure, energetically efficient and low cost for mass production application.

Keywords— passive, microwaves, humidity, temperature, multi-sensor, Substrate Integrated Waveguides (SIW).

1. INTRODUCTION

The increasing seeking of comfort and more security in domestic and industrial field over the past few years has led to the use of various kinds of environmental sensors technologies such as temperature, humidity, and air quality sensors. Thus, the development of environmental sensors and the investigation of issues related to these topics have raised an increasing interest both in industry and academic research [1-2].

The design of monolithic structures capable of passive multi-sensing and able to cover all the needs in the domain of environmental detection has become one of the hot topics in the area of sensing technology. According to the current state of art, strong effort has been made to achieve environmental monolithic multisensor. A smart temperature and humidity sensor implemented into a single chip has been presented in [3]. Another LC-type passive wireless sensor that simultaneously monitors temperature, pressure and humidity has been described in [4]. Most of the proposed monolithic multi-sensing structures are based on Micro-Electro-Mechanical Systems (MEMS) [5-7].

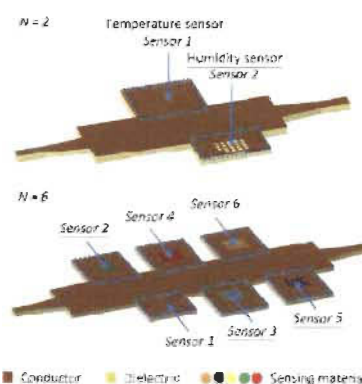


Fig. 1. Three dimensional view of the proposed monolithic N -sensor structure based on SIW technology

The integration of power supply, analog to digital converters (ADC) and amplifiers is still a challenge for on-chip multisensors. The performance of lumped-element-based multisensors from ongoing research does not satisfy yet the requirements for environmental sensing applications. Some multisensor devices require complex and non-standard manufacturing processes, while others are difficult to integrate together with planar RF circuits. Monolithic multisensors have also been achieved in the past. However, they do not meet the market requirements in terms of cost, power consumption (passivity), manufacturing process complexity, integration and compatibility with other technologies.

SIW has been widely used in many research papers [8-9] and is well-known for its low-cost manufacturing, high quality factor, high power capability and co-integration with planar circuits. This work proposes for the first time a N coupled substrate integrated cavity resonator structure as a passive monolithic microwave multisensor for environmental detection (Fig. 1). The simultaneous detection of temperature and humidity using a single device is demonstrated in this study.

The proposed structure is highly flexible. It can be used to detect different physical quantities depending on the sensitive dielectric materials integrated into the structure. The coupled substrate integrated cavity resonators allows integration of multiple sensors for temperature, humidity, pressure and gas sensing into a single monolithic multisensor. The SIW-based device is low cost, can be easily integrated into planar structures and presents high sensing characteristics.

II. MULTISENSOR STRUCTURE & OPERATING PRINCIPLE

The proposed structure for environment detection is a transmission line with N coupled resonators which provide high flexibility to incorporate multiple sensors. The two resonators R1 and R2, introducing two band-stop frequencies, are coupled to the main waveguide for the simultaneous detection of temperature and humidity (Fig. 2).

The operating principle of the multisensor is based on the change of the effective dielectric constants of the resonators due to a variation of temperature or/and a variation of humidity. Since the resonance frequencies of R1 and R2 are inversely proportional to the permittivity of the dielectric, a temperature sensitive substrate will provide frequency shift of the resonance which, will appear as a shift on the S_{11} parameter of the two-port structure for both resonators. The humidity sensing capability of the multisensor is based on the change of the dielectric constant of the air holes of R2 in presence of moisture. As demonstrated in [10], the presence of moisture will also cause an additional shift of the resonance frequency of R2. So, both R1 and R2 are sensitive to temperature while only R2 is sensitive to humidity due to its air-hole-based structure.

Thus, the simultaneous shift of the two band-stop frequencies of the multisensor can be used to estimate the temperature variation while a single resonator (R2) frequency shift is an indication of humidity presence.

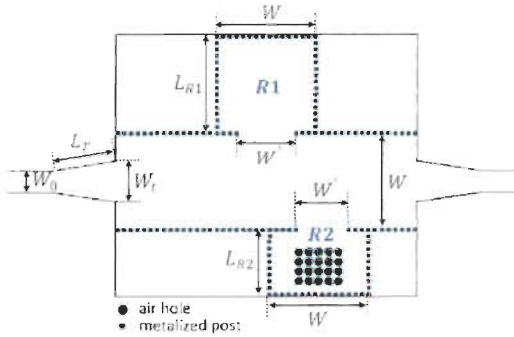


Fig. 2. Structure of the SIW multisensor design for humidity and temperature detection.

III. DEVICE DESIGN & MEASUREMENT

A. Basic Theory

Designing a transversal coupled-resonator array implies defining the cut-off frequency of the transmission line, modelling and optimizing the coupling elements, and choosing the resonance frequencies of the SIW cavities used as sensors.

The cutoff frequency f_c of the transmission line has been defined in [11]

$$f_c = \frac{c}{2W_{eff}\sqrt{\epsilon_{rsub}}} \quad (1)$$

$$W_{eff} = W - \frac{d^2}{0.95p} \quad (2)$$

where c is the speed of light, ϵ_{rsub} is the dielectric constant of the substrate, d is the diameter of the metalized posts, and p is the pitch of the posts.

The coupling has been optimized using the design equations for tapered microstrip-to-substrate integrated waveguide transitions described in [12].

For the dominant mode TE_{101} , the resonance frequency f_{R1} of the cavity R1 has been determined using the formulas:

$$f_{R1} = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_{rsub}}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{W_{eff}}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{L_{R1}}\right)^2} \quad (3)$$

$$L_{R1eff} = L_{R1} - \frac{d^2}{0.95p} \quad (4)$$

where W_{eff} and L_{R1eff} are respectively the equivalent width and the equivalent length of the resonator R1.

The resonance frequency f_{R2} of the humidity sensitive cavity R2 is calculated according to the perturbation method formula presented in [7].

$$f_{R2} = \frac{-\Delta\epsilon \left(\pi\alpha + W \sin\left(\frac{\pi\alpha}{W}\right) \right)^2}{2\pi^2 W^2 \epsilon_{rsub}} f_0 + f_0 \quad (5)$$

where $\Delta\epsilon = \epsilon_{rsub} - \epsilon_{rsub}$ is the effective permittivity in the α^2 area where the substrate is perturbed by the presence of air holes, and f_0 is the unperturbed resonance frequency.

B. Simulation and Device Measurement

The multisensor for temperature and humidity detection has been designed and simulated by finite element method (FEM) with the 3D simulator EMpro. The dimensions of the proposed structure are shown in Table I.

Fig. 2 shows the fabricated structure using the dielectric substrate FR4 ($\epsilon_{rsub}=4.6$, $\tan\delta=0.01$, $h=1.524$ mm). The diameter d of the metalized posts is 0.6 mm while the pitch of the posts is 1 mm. The air holes have been drilled with a diameter $d_{ah}=1.2$ mm and a pitch $d_{ah}=1.5$ mm.

TABLE I MULTISENSOR DESIGN PARAMETERS' VALUES						
W	L_{out}	W'	L_{out}'	W_0	W_1	L_1
15 mm	15 mm	9 mm	10 mm	3.6 mm	5.6 mm	6 mm



Fig. 3. Fabricated SIW-based multiresonator (N=2) for temperature and humidity detection.

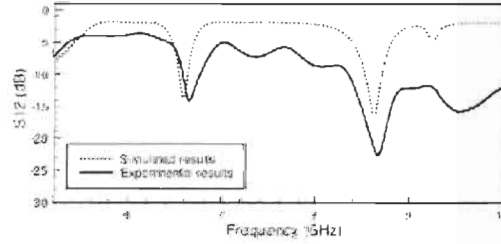


Fig. 4. Simulated and measured S12-parameter of the coupled Substrate Integrated resonators.

A comparison between the simulated and measured S12 parameter of the multisensor is shown in Fig. 4.

The simulated results matches well with the experimental results. The small difference between the measurement and the simulation results is due to the uncertainty on dielectric loss of the used substrate.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Independent Temperature and Humidity Detection

To demonstrate temperature sensing capability, the multisensor has been placed in a controlled environment. As shown in Fig. 5, both R1 and R2 exhibit similar resonance frequency shifts up to 40 MHz while the temperature is varied from 3°C to 60°C (Fig. 5), which corresponds to a sensitivity of 1.0756 MHz/°C. The response of the proposed multisensor while exposed to humidity is described in Fig. 6.

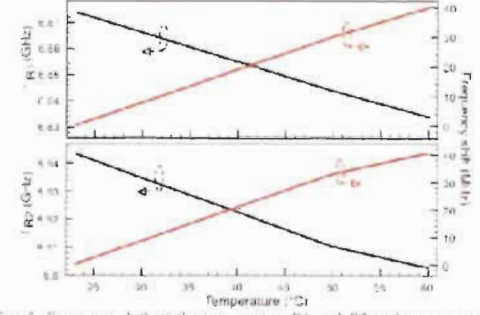


Fig. 5. Frequency shift of the two cavities R1 and R2 under temperature variation.

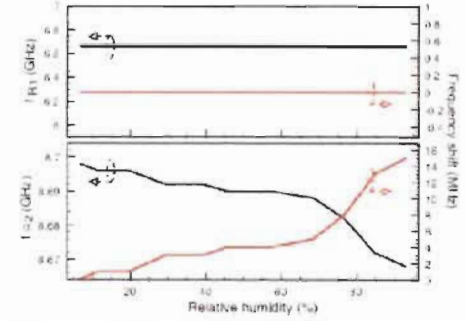


Fig. 6. Frequency shift of the two cavities R1 & R2 when exposed to humidity.

The presence of moisture does not affect R1 while R2 exhibits a maximum shift frequency of 15 MHz for a humidity concentration range from 65 RH% to 95 RH%. The sensitivity of the multisensor has been found to be 173 kHz/RH%.

B. Simultaneous detection of temperature and humidity

In this experimental test, the multisensor was placed in a controlled environment, where both the temperature and the humidity concentration were varied.

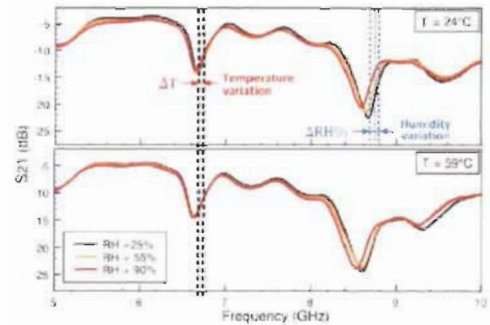


Fig. 7. Simultaneous detection of temperature and humidity.

Fig. 7 shows that in addition to a temperature variation, which causes an initial frequency shift of two cavities R1 and R2, a variation of the humidity causes a frequency shift only for the cavity R2. This is used to discriminate a variation of temperature from a variation of the relative humidity.

V. CONCLUSION

In this work, a microwave transversal band-stop filter using SIW technology is presented as humidity and temperature detection for the first time. The structure has been tested in the humidity range from 65 % to 93 % with temperature variation from 23°C to 60°C and its multi-detection capability has been demonstrated. The multisensor has a sensitivity of 173 kHz/RH% for humidity and 1.0756 MHz/°C for the temperature.

REFERENCES

- [1] A. Ramos, D. Orban, A. Lazaro and R. Villanar, "Time-coded duplex RFID temperature sensor with self-calibration based on a Vivaldi antenna," *Microwave Symposium Digest (IMS), 2013 IEEE MTT-S International*, vol. no. pp. 1-4, 2-7 June 2013.
- [2] I. Nikolajou, H. Hallal, G. Deligeorgis, V. Conrdera, H. Garcia, C. Dejous and D. Redere, "Novel SAW gas sensor based on graphene," *2013 40th Symposium on Microelectronics Technology and Devices (SBMicro)*, pp.1-4, Aug. 31 2013-Sept. 4 2013.
- [3] J. C. Suarez Baron and M. J. Suarez Baron, "Application of SHRT1 sensor to measure humidity and temperature with a WSN," *2014 IEEE 9th Inter-American Congress on Sensors (IBERSENSOR)*, pp.1-7, 15-18 Oct. 2014.
- [4] Q.Y. Ren, L.F. Wang, J.Q. Huang, C. Zhang and Q.A. Huang, "Simultaneous remote sensing of temperature and humidity by La³⁺-Type passive wireless sensors," *Journal of Microelectromechanical Systems*, vol.24, no.4, pp.1117-1123, Aug. 2015.
- [5] S.M. Yu, F. Feng, and N.J. Wu, "Passive and semi-passive wireless temperature and humidity sensors based on EPC Generation-2 UHF Protocol," *IEEE Sensors Journal*, vol.15, no.3, pp.2403-2411, April 2015.
- [6] C.Y. Lee, G.B. Lee, "MEMS-based humidity sensors with integrated temperature sensors for signal drift compensation," in *Sensors, 2003. Proceedings of IEEE*, vol.1, no. pp.484-488 Vol.1, 22-24 Oct. 2003.
- [7] Z. Fang, Z. Zhao, J. Zhang, L. Du, J. Xu, D. Guo and Y. Shi, "A new integrated temperature and humidity," *Nano-Micro Engineering and Molecular Systems (NEMS), 2011 IEEE International Conference on*, vol. no. pp.788-791, 20-23 Feb. 2011.
- [8] K. Wu, D. Deslandes, and Y. Cassivi, "The substrate integrated circuits—A new concept for high-frequency electronics and optoelectronics," *2004 Proc. TELSIKS, Serbia and Montenegro*, vol. 1, pp. 3-10.
- [9] L. Li, X. P. Chen, R. Khazaka and K. Wu, "A transition from substrate integrated waveguide (SIW) to rectangular waveguide," *Microwave Conference, 2009. APAC 2009. Asia Pacific*, vol. no. pp.2605-2608, 7-10 Dec. 2009.
- [10] H. E. Mabrouly, N. Boubekeur and F. Dammec, "Passive microwave substrate integrated cavity resonator for humidity sensing," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol.63, no.12, pp.4150-4156, Decembre 2015.
- [11] D. Pozar, "Microwave Resonators," in *Microwave Engineering*, 4th ed, 2012, pp. 406-409.
- [12] D. Deslandes, "Design equations for tapered micro-strip-to-Substrate Integrated Waveguide transitions," *2010 IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Dig.*, pp.704-707, 24-28 May 2010.

Annexe E – Partially-open SIW resonator for microwave characterization of particulate dielectrics: Effect of interaction with gases

N. Y. Sama ⁽¹⁾, M. Ndoye ⁽¹⁾, *Student Member, IEEE*, D. Deslandes ⁽²⁾, *Member, IEEE*, and F. Domingue ⁽¹⁾

(1) Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H7 Canada

(2) Université du Québec à Montréal, Montreal, QC H3T 1J4 Canada.

Publié dans: *Electromagnetics: Applications and Student Innovation Competition (iWEM), 2016 IEEE International Workshop on*

DOI: [10.1109/iWEM.2016.7504978](https://doi.org/10.1109/iWEM.2016.7504978)

Partially-open SIW resonator for microwave characterization of particulate dielectrics: Effect of interaction with gases

N. Y. Sama⁽¹⁾, M. Ndoye⁽¹⁾, *Student Member IEEE*, D. Deslandes⁽²⁾, *Member IEEE*, and F. Dominque⁽¹⁾

(1) Université du Québec à Trois-Rivières, Trois-Rivières, QC G9A5H7, Canada

(2) Université du Québec à Montréal, Montréal, QC H3T1J4, Canada

Abstract This work describes a novel measurement technique for determining the complex permittivity of powdered materials, based on resonant-perturbation of a Substrate Integrated Waveguide (SIW) resonator operating at 2.5 GHz and calculations from General Dielectric Mixture Model equations. The proposed method is validated with standard powder samples measurement and comparison with the measured data by 3D electromagnetic simulation. The influence of the powder density is also discussed. The technique is then used to investigate the effect of hydrogen gas adsorption and humidity on the dielectric properties of tin oxide and zinc oxide powders, respectively. The SIW resonator is a low cost and simple structure with good sensitivity. It is adapted for dielectric characterizations of both semi-solid and non-solid materials.

Index Terms— Cavity resonator, Dielectric measurement, Microwave measurement, Particulate materials, Quality factor, Substrate Integrated Waveguide.

I. INTRODUCTION

THE microwave characterization of powders is a powerful tool in controlling and producing new variety of advanced materials used in various fields such as pharmaceutical industries, biochemical processing, nanotechnology, printed electronics processes, etc.[1-2]. Several methods have been suggested for evaluating the complex dielectric constant but characterization of such semi-solid materials is challenging due to the sensitive dependence of inherent particles distribution or compactness. Moreover, the choice of the method (transmission or resonant method) is dictated by the level of loss tangent of the powder under test [2]. Methods based on transmission lines and resonators have both advantages and drawbacks in terms of accuracy and measurement frequency range.

Although it is limited in terms of frequency range, the resonant-perturbation technique is considered to be among the most accurate for dielectric measurements [3]. Substrate Integrated Waveguides (SIWs) have been applied to the design of high-quality microwave and millimeter-wave devices with high quality factor and sensitivity [4]. Capitalizing on the performance of these concepts, this work proposes a measurement method developed for powder materials, based on resonant-perturbation of a SIW resonator which includes an array of open holes (partially-open SIW resonator) with following advantages: low-cost fabrication and simple formalization of the structure, adapted for measurements in environmental test benches and high sensitivity to small changes in dielectric properties. The latter two advantages offer the possibility to study the effect of the environment on the complex dielectric properties of materials.

The real and imaginary dielectric constants are determined, based on the perturbation of measured resonance frequency (f) and quality factor (Q) and by applying general dielectric mixture model equations. In order to evaluate the extraction method, the experimental results at known bulk densities were compared to the theoretical estimation by computations based on the Landau and Lifshitz, Loovenaga (LLL) dielectric mixture equation and solid material densities. The consistency of the results was also validated through electromagnetic simulations.

II. MODEL FORMULATION

A. Extraction of the dielectric constant

The equation for the variation in resonant frequency due to material perturbation is given in (1) [5]. At resonance frequency, $\epsilon|\mathbf{E}|^2 = \mu|\mathbf{H}|^2$ and in absence of variation of relative permeability, $\mu = 1$ and $\Delta\mu = 0$, we have:

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\int_V (\Delta\epsilon|\mathbf{E}|^2 - \Delta\mu|\mathbf{H}|^2) dV}{\int_V \epsilon_0|\mathbf{E}|^2 dV} - \frac{\int_V \Delta\epsilon|\mathbf{E}|^2 dV}{\int_V \epsilon_0|\mathbf{E}|^2 dV} \quad (1)$$

where $\omega = 2\pi f$ and $\omega_0 = 2\pi f_0$ are the perturbed and original frequencies and V_0 is the volume of the cavity. The calculation of (1), as a function of geometrical parameters W , L ($W \times L$) and a (the perturbed region), for the TE₁₀₁ mode gives (Fig.1):

$$\frac{\omega - \omega_0}{\omega_0} = \frac{\Delta\epsilon \left(\frac{a}{W} \right) \left(\frac{L}{W} \right) \left(\frac{\pi}{W} \right)^2}{2\epsilon_0 W^2 \pi^2} \quad (2)$$

In (2), $\Delta\epsilon = \epsilon_{eff} - \epsilon_{eff_0}$, with ϵ_{eff} and ϵ_{eff_0} the effective permittivity in the partially-open region with empty holes and in presence of dielectric material, respectively. The value of ϵ_{eff_0} is estimated using the Bruggeman formula [6]

$$(1 - v_h) \frac{\epsilon_{eff_0} - \epsilon_{eff_0}}{\epsilon_{eff_0} + \epsilon_{eff_0}} + v_h \frac{1 - \epsilon_{eff_0}}{1 + \epsilon_{eff_0}} = 0, \quad \text{with } v_h = \frac{\pi r^2 h}{a^2 h} = \frac{\pi r^2}{a^2} \quad (3)$$

where r is the radius of one of the n air-filled holes in the perturbed area, h and ϵ_{eff_0} are the thickness and the relative permittivity of the substrate, and v_h is the volume fraction of the total of n holes relative to the volume of the area bounded by a^2 . From measured resonance frequencies, f_0 and f corresponding to empty and material-filled array of holes, respectively, it is possible to determine ϵ_{eff_0} from (2). Then, using [6] once again, the relative permittivity of the material can be deduced from ϵ_{eff} as follow:

$$(1 - v_h) \frac{\epsilon_{eff} - \epsilon_{eff_0}}{\epsilon_{eff} + \epsilon_{eff_0}} + v_h \frac{\epsilon_{eff_0} - \epsilon_{eff_0}}{\epsilon_{eff_0} + \epsilon_{eff_0}} = 0 \quad (4)$$

B. Extraction of the dielectric losses

Three major loss mechanisms contribute to quality factor of SIW resonator [7]: dielectric, conductor and radiation losses. The expression of the unloaded Q-factor Q_0 is:

$$\frac{1}{\Delta Q_0} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_r} \quad (5)$$

Q_c is due to conductor loss. Q_d is related to metallized via density and the presence of uncapped holes. Q_r is reciprocal to the dielectric loss [8]. If we consider Q_{n1} and Q_{n2} , the quality factors of the same resonator with empty and dielectric-filled holes, respectively, as both structures have identical conductor and radiation losses, then

$$\frac{1}{\Delta Q_n} = \frac{1}{Q_{n1}} + \frac{1}{Q_{n2}} = \tan \delta_{eff} - \tan \delta_{eff} \quad (6)$$

For the partially-open SIW resonator structure, dielectric losses can be subdivided in two parts: dielectric losses of the substrate ($\tan \delta_{sub}$) and those of the perturbed region ($\tan \delta_{pr}$) which includes contribution of dielectric losses of substrate, air and dielectric material inside the array of holes. According to the general mixing model used for dielectric loss tangent relations of composites [8], the whole dielectric losses of the resonator can be expressed as follow:

$$\tan \delta_{eff} = v_2 \tan \delta_{pr} + (1 - v_2) \tan \delta_{sub} \quad (7)$$

Therefore, from (6) and (7), the effective dielectric losses of the perturbed region is:

$$\tan \delta_{pr} = \frac{1}{v_2} \left(\frac{1}{\Delta Q_n} + \tan \delta_{sub} \right) \quad \text{with } v_2 = \frac{a^2 h}{W^2 h} = \frac{a^2}{W^2} \quad (8)$$

where v_2 is the volume fraction of the area a^2 regarding the total area of the resonator, $\tan \delta_{sub}$ and $\tan \delta_{pr}$ are dielectric losses of the material inside the holes and the substrate, respectively. From the general mixing model, the effective dielectric losses of air-filled perturbed region $\tan \delta_{pr}$ can be estimated and the dielectric losses ($\tan \delta_{sub}$) of the material inside the holes can be extracted as follow:

$$\tan \delta_{sub} = \frac{\tan \delta_{pr} - (1 - v_2) \tan \delta_{pr}}{v_2} \quad (9)$$

III. FIXTURE DESIGN AND FABRICATION

The SIW resonator (Fig.1) has been simulated and optimized using 3D EM simulator EMPro. The parameter a is dimensioned so as not to exceed the area where the macroscopic electric field is maximum (Fig.1).

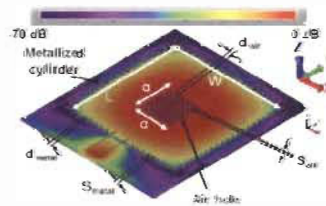


Fig. 1. 3D structure and distribution of E-field for mode TE_{111} of the partially-open SIW resonator.



Fig. 2. Fabricated partially-open SIW resonator.

TABLE I
DESIGN PARAMETERS OF THE RESONATOR (DIMENSIONS IN MILLIMETERS)

W-L	d_{cyl}	d_{pr}	S_{sub}	S_{pr}	n	α
15	0.5	1.2	1	0.3	2.9	13

The dimensions of the structure are shown in Table I.

The resonator shown in Fig.2, was fabricated using RO3004C Roger substrate ($\epsilon_r = 3.55$, $h = 1.524$ mm, $\tan \delta = 0.002$), with $v_1 = 0.526$ and $v_2 = 0.088$.

IV. MEASUREMENTS

The validation of the method was made using commercial SnO_2 (tin oxide) and ZnO (zinc oxide) micro-powder samples (from Alfa Aesar). The packing density of SnO_2 and ZnO powders during the tests was determined to be 1.721 g/cm³ and 1.722 g/cm³, respectively. The method used in this work for determining the loaded Q-factor Q_L is described in [9] and is based on a formulation for Q-factor that uses the change in reactance of the resonant circuit with frequency. The unloaded Q-factor Q_0 was derived from Q_L using the following well-known relation:

$$Q_0 = Q_L(1 + \beta) \quad \text{with } \beta = S_{11}/[1 - S_{11}] \quad (10)$$

where, β is the coupling factor and S_{11} is the real quantity representing the reflection coefficient at the resonant frequency. In order to verify the consistency of the extracted dielectric constants from our method, a comparison was made with the predicted values derived from the Landau and Lifshitz-Loyenga (L.L.L.) mixture equation [10], based on the theoretical bulk density [11] and bulk permittivity [12] of each material:

$$\epsilon_a = \frac{[\epsilon_a(\rho)^2 - 1]\rho_a + 1}{\rho_a} \quad (11)$$

where, ϵ_a is the complex permittivity of the air-particle mixture at a given density ρ_a , and ϵ_b is the permittivity of the mixture at a different density ρ .

Tables II and III summarize the extracted values of ϵ_r and $\tan \delta$ for the standard samples.

TABLE II
EXTRACTED RELATIVE PERMITTIVITY (FRESH) (GHz)

Holes	without material		with material		ϵ_r (L.L.L.)	
	f_c	ϵ_{eff}	f	ϵ_{eff}	ϵ_r	
SnO_2	2.65	1.82	2.46	2.23	2.79	2.9
ZnO	2.65	1.82	2.59	2.09	2.40	2.4

TABLE III
EXTRACTED DIELECTRIC LOSSES

Holes	without material		with material		
	Q_0	$\tan \delta_{eff}$	Q_L	$\tan \delta_{sub}$	$\tan \delta$
SnO_2	225	0.00095	87	0.15	0.28
ZnO	225	0.00095	152	0.02	0.04

For a given material, the extracted dielectric constant is very close to the predicted one based on the LLL mixture equation. Also, the extracted dielectric losses are within the reported values in literature for all the materials tested.

V. EFFECT OF HYDROGEN AND HUMIDITY ON DIELECTRIC PROPERTIES

In this section, we are interested in the evolution of the microwave dielectric properties of materials under the influence of environmental variations. The experimental setup for this study is illustrated in Fig. 4.

SnO_2 and ZnO were tested at room temperature under hydrogen and humidity, respectively. The partially-open resonator is filled with the material to be tested and placed in the test bench. Different concentrations of hydrogen or relative humidity (RH) are achieved by diluting with nitrogen a source of H_2 (2% in air) or a source of 100% RH, respectively. Fig. 4 and Fig. 5 show the measured results.

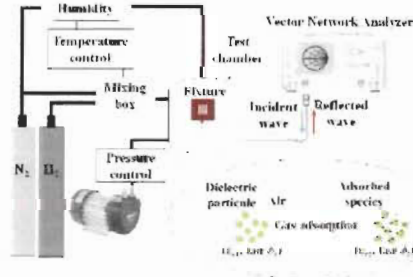


Fig. 4. Experimental setup for environmental tests.

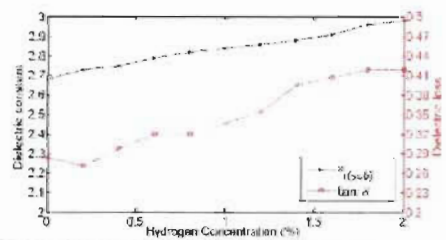


Fig. 5. Dielectric properties at 2.5 GHz of SnO_2 as a function of hydrogen concentration.

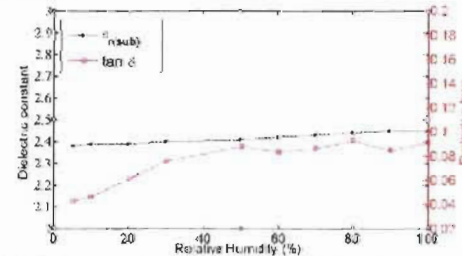


Fig. 6. Dielectric properties at 2.5 GHz of ZnO as a function of relative humidity.

Figure 4 shows that prior to a low concentration of hydrogen ($\leq 2\%$), both dielectric constant and losses of SnO_2 are affected as a consequence of the mechanism of trapped charges at the surface of the particles: ϵ' and $\tan \delta$ increase with the hydrogen concentration. Relatively to the initial properties (0% of hydrogen) of SnO_2 powder, dielectric constant increases by $\sim 11\%$ whereas dielectric losses increase by $\sim 47\%$. The dielectric constant of ZnO (Fig. 5) is constant whatever the RH, however there is a strong increase of its dielectric losses (by $\sim 115\%$) for RH in the range 5-100%. Such information are valuable for sensors applications and for predicting the stability of devices in particular environments.

VI. CONCLUSION

A method for microwave dielectric characterization of powder materials, based on resonant-perturbation of partially-open SIW resonator, was proposed. The results of the tested materials are in accordance with the literature and with simulated results. Among other advantages, the technique is well-suited for the measurement of complex permittivity of particulate materials when they interact with various gases. This is a powerful tool for providing key information for sensors applications and for predicting the stability of devices in particular environments. Future works will be devoted to characterizations in wide frequency range.

REFERENCES

- [1] Logan A. Losh, and al. "Fabrication, Measurement, and Application of Compressible Artificial Materials," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 62, no. 12, pp. 6140-6148, Dec. 2014.
- [2] Boris Kapilevich, Boris Litvak, and Arseny Bulavin, "Microwave Characterization of Powders Using Modulated-Current CRL," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 62, no. 2, pp. 408-414, Feb. 2015.
- [3] A. P. Gregory and R. N. Clarke, "A review of RF and microwave techniques for dielectric measurements on polar liquids," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 13, no. 3, pp. 727-743, Aug. 2006.
- [4] H. El Mabrouly, N. Bouhekeur, and F. Derrugue, "Passive Microwave Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 12, pp. 1150-1156, Dec. 2015.
- [5] David M. Pozar, "Microwave Engineering," 3rd ed., Wiley, 2012.
- [6] Kimmo Kalervo, Kerkkonen, Ari Henrik Sihvola and Keijo I. Nikkari, "Effective permittivity of mixtures: Numerical validation by FITD method," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 38, no. 3, pp. 1303-1308, May 2000.
- [7] M. Bozzi, L. Perregrini and K. Wu, "Modeling of conductor-dielectric and radiation losses in substrate integrated waveguide by the boundary integral-resonant mode expansion method," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 12, pp. 3153-3161, Dec. 2008.
- [8] M. Tulkala, J. Jouts and H. Jantunen, "Use of an open-ended coaxial cavity method to characterize powdery substances exposed to humidity," *Applied Physics Letters*, vol. 103, 142907, 2013.
- [9] J. Michael Drozd and William T. Jones, "Determining Q using S-parameter data," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 44, no. 11, pp. 2123-2127, Nov. 1996.
- [10] Stuart G. Nelson, "Density-Permittivity Relationships for Powdered and Granular Materials," *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, vol. 54, no. 5, pp. 2035-2040, Oct. 2005.
- [11] Dale L. Perry, "Handbook of Inorganic Compounds," 2nd ed., Boca Raton, 2011.
- [12] G. Korotcenkov, "Metal oxides for solid-state gas sensors: What determines our choice?," *Materials Science and Engineering B*, vol. 139, pp. 1-24, Jan. 2007.

Annexe F – Review of Environmental Detection based on Microwave technologies of Resonators, Transmission lines, Radiometers and Radars Sensors

Majid Ndoye¹, Issam Kerroum³, Dominic Deslandes² and Frédéric Domingue¹

¹ Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières (QC), Canada

² École de technologie supérieure (ETS), Montréal (QC), Canada

³ Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique - Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation (IMEP-LAHC), Université Grenoble-Alpes, Grenoble, France

Accepté comme chapitre de livre dans :

'Advanced Sensors: Reviews', Vol. 5, Book Series

Review of Environmental Detection based on Microwave technologies of Resonators, Transmission lines, Radiometers and Radars Sensors

Majid Ndoye¹, Issam Kerroum¹, Dominic Deslandes² and Frederic Domingue³

¹ Université du Québec à Trois-Rivières (UQTR), Trois-Rivières (QC), Canada

² École de technologie supérieure (ETS), Montréal (QC), Canada

³ Institut de Microélectronique, Électromagnétisme et Photonique - Laboratoire d'Hyperfréquences et de Caractérisation (IMEP-LAHC), Université Grenoble-Alpes, Grenoble, France

Abstract — In the last decade, various microwave technologies have been proposed and developed for environmental detection. This paper presents a review of the current state-of-the-art microwave environmental sensors. Four types of environmental sensors, based on the technology used, are presented: Transmission, Resonator, Radiometer and Radar sensors. This work describes each technology by discussing its operating principle, advantages and weaknesses. The paper also presents the various sensing applications demonstrated and published in the literature, as well as future directions and challenges.

Index Terms — Sensor, Microwave, Optic, Temperature, Multi-Sensor, Substrate Integrated Waveguides (SIW).

I INTRODUCTION

Today, with technological advances in different fields and the desire for automated and robotized companies, the need for sensors has increased in many areas especially aeronautics, automotive, domestic, industrial, etc. Presently, one of the most targeted applications is environmental detection devices, such as sensors for temperature, humidity, pressure, toxic gas and air quality control.

Several types of sensor technologies are currently available on the market, such as catalytic, chemical, optical, piezoelectric, thermal and MOS sensors. However, most of these technologies have a complex operating principle, leading to higher costs for environmental sensors on the market.

Recently, research has focused on the design and realization of environmental sensors using microwave technology. Indeed, microwave technology has the advantage of being harnessed wirelessly, passively and at a lower cost. Among the various types of existing microwave sensors, four technologies will be presented and detailed in the present paper: transmission sensors, resonator sensors, radiometer sensors and radar sensors.

This work briefly reviews these four different categories of microwave sensors developed regularly for humidity, temperature, pressure and gas sensing applications. For each type of technology, a description as well as the operating principle and the sensing application are presented. Finally, future perspectives and challenges associated with these technologies will be summarized.

II. CLASSIFICATION OF EACH TYPE OF MICROWAVE SENSOR AND OPERATING PRINCIPLE

1- TRANSMISSION SENSORS

a. Description



Fig1: Propagation EM signal in a dielectric material

A transmission line is a structure used for confining and controlling the propagation of the electromagnetic signal or wave within a propagation channel in a physical medium devoid of an electric charge (dielectric) and favoring the transmission of the electromagnetic signal from a point x_1 to a point x_2 . Fig1 shows the propagation of a EM signal in a dielectric structure.

b. Operating principle

The oldest and most commonly used microwave component in sensing application is the transmission line. Its success lies in the simplicity of its operating principle. The functioning of such a device is well mastered today and simple enough to grasp the electromagnetic waves which propagate in a propagation channel arranged between the two elements of an electromagnetic wave: the emission and reception of the electromagnetic signal. The microwaves can be measured, and the attenuation or phase shift caused by the presence of the layer was determined.

The theory is particularly based on the phase shift formula below [1]:

Before transmission:

$$E_1 = E_0 \exp(-jk'_y x) \exp(-k''_y x) \quad (1)$$

Where k_y is a propagation factor which is defined by

$$k_y = k'_y - jk''_y = \omega \sqrt{\mu \epsilon} = \frac{2\pi \sqrt{\epsilon_r}}{\lambda_0} \left(1 - j \frac{\epsilon''_r}{\epsilon'_r}\right)^{\frac{1}{2}} \quad (2)$$

and E_0 is the amplitude (peak value) of wave

After transmission:

$$E_2 = E_0 \exp[-j[k'_y x_d + k_0(x - x_d)]] \exp(-k''_y x_d) \quad (3)$$

Where k_0 is the propagation factor in the vacuum, from which we obtain the phase shift $\Delta\phi$ and attenuation $\Delta\alpha$

Table I: A review of the state-of-the-art sensors of transmission sensors in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected

Reference	Year	Author	Structure	Manufacturing process	Environmental parameter
[2]	2015	N. Meyne Nee Hasee et al.	CPW transmission line	Microsystems technology process	Humidity / liquid
[3]	2016	M. D'Amico et al.	Deformable dielectric transmission line	Printed molding techniques	Pressure
[4]	2012	R. Nair et al.	Microstrip transmission line	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity
[6]	2013	S. Balashov et al.	SAW Delay-Line microstrip	Microsystems technology process	Humidity
[7]	2013	Y. Z. Lee et al.	SAW delay line microstrip transmission line	Printed Circuit Board (PCB)	Gas
[8]	2009	R. Rimeka et al.	SAW delay line	Microsystems technology process	Humidity
[9]	2011	K. Stroganov et al.	SAW delay line	Microsystems technology process	Temperature
[10]	2016	J. Yao et al.	Microstrip transmission line	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[11]	2016	S. Maniramon et al.	Coaxial Transmission line	Microsystems technology process	Humidity
[12]	2016	S. Sakarwar et al.	Optic-Laser transmission	Microsystems technology process	Humidity
[13]	2017	H. Sun et al.	Optical fiber	Microsystems technology process	Temperature
[14]	2007	M. Dragoman et al.	Micromachined coplanar waveguide	Microsystems technology process	Gas
[15]	2011	G. Barocchi et al.	Microwave transmission	Printed Circuit Board (PCB)	Gas
[16]	2015	F. J. Herranz-Martinez et al.	MDV Delay-Line	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[17]	2016	S. Subbaraj et al.	FBG Planar transmission line	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity

$$\begin{cases} \Delta\phi = (k'_0 - k_0)x_0 \\ \text{and} \\ \Delta\alpha = \exp(-k''_0 \times x_0) \end{cases} \quad (4)$$

Thus, a sample sensitive to a physical parameter to be detected may be included in the propagation channel. Thus, given that the signal passes through a sensitive material, a change of state of the sensitive material results in a disturbance of the signal received at the receiving terminal. The delay accumulated during the transmission of the microwave signal due to the presence of a disturbing factor constitute the criterion for detecting such devices.

c. Environmental Sensing application

Depending on the nature of the sample placed within the transmission channel and the physical parameter to be detected, we can identify several types of environmental sensors. For example, the humidity sensors presented in [5] or the temperature sensor in [10]. Those sensors are realized entirely under microstrip line technology. Often, many microwave-type environmental sensors employ acoustic technology for the implementation of the delay line, as demonstrated in [8] for a humidity sensor, in [9]

for a temperature sensor or in [14] for gas sensor. The semiconductor technologies are often the most present and solicited in the sensor market, due to the maturity of these manufacturing techniques, permitting a substantial reduction in the cost of these devices for mass production.

Other types of transmission line microwave sensors exist with less common methods, such as optical [12-13], for humidity and temperature detection, respectively, or a deformable structure [3], as a flexible and stretchable tactile pressure sensor, but these methods are often not well mastered and present low sensitivity performances. Table I presents a review of the state-of-the-art sensors of transmission sensors in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected. While transmission line is a very popular technology in the field of microwaves, several limitations can be outline, such as the dependence on the thickness, the density or the physical dimension of the sample, the electrical properties of the layer, the humidity, temperature or other surrounding environmental parameters. In uncontrolled conditions, these parameters can lead to inaccurate measurements.

Few solutions were developed in aim to compensate these inconvenient. However, the defects related to the limitations of the layers can only be minimized by using complex structures. Those modifications lead an increasing of the price of the sensors that would lose the advantage of low cost promoted by this microwave technology.

2- RESONATOR SENSORS

a. Description

A resonator is any structure allowing EM signals or waves to be trapped in a circular, rectangular, and often metallic cavity giving rise to the reflections of these EM signals or waves within the enclosure. These multiple random reflections of the EM waves eventually create a statistically isotropic and homogeneous electromagnetic field in the resonant cavity, giving the creation of resonance modes at certain frequencies, dependent on the size of the structure. As shown in Fig2



Fig2 Top view of a resonating EM signal in a resonant cavity structure

b. Operating principle

The resonators are structures used for different applications such as characterizing materials, making high-performance filters, etc. A microwave resonator is constituted by a transmission line with open (can be short too) impedance discontinuities. The transmission line can be manufactured with different kinds of structures supporting electromagnetic waves, such as hollow waveguides, coaxial lines, microstrips, striplines, dielectric slot lines, etc. The discontinuities of the impedance lead a reflection of the propagating waves. The waves are bouncing back and forth between two reflectors or reflecting discontinuities in the transmission line. Thus, this phenomenon spurs a resonant frequency through combining of propagation waves. This resonant frequency depends on the size of the device and the dielectric constant of the substrate. The generally known formula for the resonant frequency of a rectangular and a circular waveguide resonator are as follows [87]:

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{W}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{L}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{h}\right)^2} \quad (5)$$

where W, L and h are respectively the width, the length and the height of the rectangular cavity resonator. c is the speed of light, ϵ_r is the dielectric constant of the substrate, and m, n and p are the indices modes.

$$f_r = \frac{c}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \sqrt{\left(\frac{\rho'_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{l\pi}{d}\right)^2} \quad (6)$$

where a is the radius, d is the length of the cavity, and the values of ρ'_{mn} are zeros of the first derivative of the mth-order of the Bessel function of the first kind for a circular resonator.

A resonator sensor can be easily constructed by introducing a sample material made of the same electromagnetic properties as the dielectric that filled the cavity of the resonator. So, with the presence of the physical parameter which will be detected, the electromagnetic properties of the cavity as the permittivity or permeability are affected and thus leads a variation of the resonant frequency of the resonator. The shift of the resonant frequency constitutes the sensor detection principle.

c. Environmental Sensing application

Different types of material can be introduced within the resonator for the detection of different environmental parameters. We can quote for example [27] where the dielectric tin oxide (SnO₂) is used in order to detect hydrogen. Or the introducing of ZnO at the bottom of the micro through-holes of a Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR) used for moisture detection [29].

Through micromachined technology, a resonator temperature was also achieved in [30] with a surface acoustic wave resonator on piezoelectric material for measuring the temperature of high-voltage switchgear.

Recently, a different concept of resonator sensor was achieved through the creation of devices without the introduction of sensitive material, as in [26] for the creation of a humidity sensor or in [28] for the creation of a humidity and temperature multisensor structure in SRFW technology.

Table II presents a review of the state-of-the-art sensors of resonators sensors in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected.

In general, the microwave resonator is one of the most used technologies, due primarily to the sensitivity in the variations of the physical parameters of its structure.

The remarkable advantage of microwave resonators is the versatility of their measurement principle. Thus, resonator sensors can be used in several types of applications, not only for detection but also for those for which they were not originally intended as for characterisation [34]. These structures are used for their

Table II Review of the state-of-the-art of resonators - trends of the last decade in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected

Reference	Year	Author	Structure	Manufacturing process	Environmental parameter
[18]	2015	Z. Shaterian et al.	Split ring resonator (SRR)	Printed Circuit Board (PCB)	Gas
[19]	2014	B. Kim et al.	double splitring resonator (DSRR)	Printed Circuit Board (PCB)	Gas
[20]	2017	E. Y. Kim et al.	comb-finger structure based on MEMS architecture	Microsystem technology process	Temperature pressure
[21]	2015	C. Arenas-Buendia et al.	Resonator gap waveguide	LTCC technique	Humidity Liquid
[22]	2015	M. H. Zarifi and M. Daneshmand	Microstrip Microwave Resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity Liquid
[23]	2014	H. Cheng et al.	microstrip evanescent-mode cavity resonator	Microsystem technology process	Pressure
[24]	2016	J. M. Boccard et al.	Metallization-free monolithic microwave dielectric resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[25]	2016	M. Abdolrazzagh and M. Daneshmand	Double uncoupled split ring resonators	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity
[26]	2015	H. El Mathbuly et al.	Substrate Integrated cavity resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity
[27]	2016	M. Ndeye et al.	Substrate Integrated cavity resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Gas
[28]	2016	M. Ndeye et al.	Monolithic multisensor in Substrate Integrated cavity resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity Temperature
[29]	2015	M. Zhang et al.	Film Bulk Acoustic Resonator (FBAR)	Microsystem technology process	Humidity
[30]	2015	B. Zhang et al.	Surface Acoustic Wave Resonator	Microsystem technology process	Temperature
[31]	2012	X. Ren et al.	Cylindrical cavity resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[32]	2008	M. M. Jalloun et al.	Coplanar Millimeterwave Resonator	Microsystem technology process	Pressure
[33]	2009	F. Picard	Multiwalled Carbon nanotube Resonator	Microsystem technology process	Pressure

high accuracy. In many situations, the resonator technology is found to be the most accurate and is the best device for the measurement of small, thin objects. The main limitation that is criticized and comes up fairly regularly is the need for a sample with low dielectric loss and an optimal position in relation to the field presence zone E-field.

4. RADIOMETER SENSORS

a. Description

All matter is subject to the implacable law of interaction with the EM waves surrounding us. Thus, every physical body both radiates and absorbs EM radiation. A microwave radiometer is any system or structure that is sensitive enough to detect EM waves from a physical body. Radiometers are thus structures exploiting the radiative property of matter as show in Fig3.



Fig3 Principle of receiving EM signal by a radiometer sensor

b. Operating principle

Microwave radiometers have several potential applications. Unfortunately, however, microwave radiometers cannot compete against other conventional microwave structures in many applications, due to the complex functional principle and mostly to their high cost.

The techniques and principles of measurement vary, as some devices can measure the radiant flux of

electromagnetic radiation with a rotor made with vanes (dark on one side and light on the other) in a partial vacuum and which spins away when exposed to light. The momentum of the absorbed light on the black faces constitutes the operating principle of radiometer sensors. Therefore, the operating principle of radiometers is based on the measurement of the intensity of radiation emitted by matter.

The structure can measure the radiant flux of electromagnetic radiation with a device sensitive to the radiation strength coming from the surface of the object. This radiation force depends on many parameters of the exposed object, such as the temperature, permittivity and permeability.

As a noise radiated by charges in thermal motion, radiation can be defined by combining equations from quantum physics, Boltzmann statistics, and Planck's law for the brightness (X) of the surface of the object [38]:

$$X = \frac{2hf^3}{c^2 \left[\exp\left(\frac{hf}{kT_p}\right) - 1 \right]} \quad (7)$$

Where T_p is the physical temperature, h is Planck's constant ($h=6.626 \cdot 10^{-34}$ J.s), k is the Boltzmann constant ($k=1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K), c is the speed of light ($c=3 \cdot 10^8$ m/s) and f is the frequency.

Then, in order to realize a microwave radiometer sensor, the radiometer device must be placed in front of the sample which is sensitive to the physical parameter to be detected. The radiometer receives a constant signal whose variation of the radiation emitted by the sample in a microwave frequency band can be detected. This

variation will represent the principle of detection of the system. With (8), we can see that the physical properties allowing the detection of a variation are essentially based on the sample's permittivity, temperature and permeability and on the properties related to the deformation or physical appearance of the sample's K , h and f .

c. Environmental Sensing application

Most environmental radiometer sensors are designed to detect temperature, as in the microwave range, where the radiation's intensity is directly proportional to the physical temperature of the object and the emissivity. Often, therefore, several radiometer sensors are created for temperature detection, as in [35, 43-44]. Radiometers are most often used as environmental sensors integrated into a network where the sensitivity is used to detect environmental parameters, such as humidity [40-41] or gas [42], or multi-environmental sensors [37-39]. Table III presents a review of the state-of-the-art sensors of radiometers sensors in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected.

The main advantage of radiometers is that they are mainly passive, due to their listening characteristics and sensitivities to electromagnetic waves. Radiometers can also be used in places where temperature and humidity are pushed to extreme values. They can be subjected to imprecise measurements resulting from the extreme conditions. The main negative factor of radiometer sensors is their complex operating principles which often have high et complex design [77-86] and implementation costs.

Table III: Review of the state-of-the-art of radiometers sensors of the last decade in environmental detection by type of structure and environment parameter detected.

Reference	Year	Author	Structure	Environmental parameter
[35]	2007	K. D. Stephan et al.	Microstrip antenna array	Temperature
[36]	2014	P. R. Stauffer et al.	Radiometer electronics	Temperature
[37]	2016	R. Ware et al.	Multichannel Radiometric Profiler	Temperature, humidity and cloud liquid
[38]	2007	T. J. Hewison	1-D variational (IDVAR) retrieval technique	Temperature and Humidity
[39]	2010	D. Choma et al.	1-D variational (IDVAR) retrieval technique	Temperature and Humidity
[40]	2011	S. Sahoo et al.	Network of compact Microwave Radiometers	Humidity
[41]	2006	S. Paloscio et al.	AMSR-E System	Moisture
[42]	2008	Nachappa Gopalasami et al.	Dicke-switched multispectral radiometer	Gas
[43]	2016	Xiaoran Lv et al.	AMSR-E System	Temperature
[44]	2016	Menglei Han et al.	AMSR-E System	Temperature

1 RADAR SENSORS

a. Description

Radar is any structure or system exploiting the reflective properties of electromagnetic waves in contact with a physical body. Radars transmit an EM signal and are able to evaluate the reflected return data of this transmitted signal within a predetermined delay and distance. Any electromagnetic wave in contact with a physical body is subjected to the phenomena of absorption of part of its energy and reflection of the other part of it. As shown in Fig.4

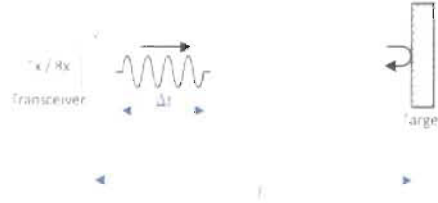


Fig.4 Operating principle of a radar sensor

b. Operating principle

Radar sensors are electronic devices based on the reflection of microwave signals coming from non-absorbing objects. The exploitation of the reflecting data enables the radar system to use radio waves to give information about the direction, distance, and/or speed of objects and outline them. Generally, radar sensors are used for distance, movement, position or speed

measurement. However, the use of the reflection properties of electromagnetic waves in the context of radar can also be used for the determination of information, such as the shape, size and α of the reflecting object. Thus, radars are systems using electromagnetic waves and are composed of an emitter responsible for sending the microwaves and a receiver at the same position as the emitter for receiving the return signals, called Echo-radar. The distance of the emitter from the objects is obtained by the round-trip travel time of the wave and the direction due to the angular position of the antenna of the receiver and the speed with the frequency shift of the return signal generated by the Doppler-Effect [88].

$$\Delta t = \frac{2l}{c} \quad (8)$$

where l is the distance and c is the speed of light

A radar used as a sensor has a simple principle for measuring material properties. This principle uses the measurement of the magnitude and the phase of the reflection coefficient, of the returning signal reflected on the surface of the sample. Radar technology can be used as a sensor by exploiting two properties of the radar system:

The magnitude and the phase of the reflection coefficient of the returning signal is a function of the sample that changes with respect to a physical parameter to be detected.

Table IV: Review of the state-of-the-art of radar sensors of the last decade in environmental detection by type of structure, manufacturing technique, and environment parameter detected

References	Year	Author	Structure	Manufacturing process	Environmental parameter
[4]	2013	R. S. Nair et al.	Group of transmission-line sections	Printed Circuit Board (PCB)	Humidity
[43]	2015	B. Kubina et al.	Patch antenna with dielectric resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[44]	2011	E. M. Amin et al.	Multiresonator spirals on microstrip line	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[45]	2011	B. Kubina et al.	2 Patch antenna with diodes components	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[46]	2016	A. Vena et al.	Silicon Nanowires printed on resonator	Printed electronics technology	Humidity
[47]	2014	B. Kubina et al.	Patch antenna with diodes components	Printed electronics technology	Temperature
[48]	2012	S. Boumaz et al.	Planar gap capacitor	Micro-machining process	Temperature
[49]	2016	D. Henry et al.	Patch array antenna	Printed Circuit Board (PCB)	Temperature
[50]	2010	H. Hallil et al.	dielectric resonator with radar module	Micro-machining process	Gas
[51]	2014	C. Baer et al.	Assembly test bench	Mechanical assembly	Gas/Pressure
[52]	2016	D. Hotte et al.	Slotted Waveguide Antenna Array (SWAA)	Printed Circuit Board (PCB)	Pressure
[53]	2010	F. Chehri, et al.	Planar millimeter wave resonator	Printed Circuit Board (PCB)	Pressure

c. Environmental Sensing application

Radar sensors are known to be high-performance in their applications, due to the fact that these technologies are classified as active devices. Therefore, depending on the RF power, the distance between the sensor and the sample object can be increased, or the accuracy can be improved.

Thus, a humidity radar was developed in [4] by using silicon nanowires that are very sensitive to environmental humidity variation, and in turn change the radar cross section (RCS) of the group of transmission lines or in [47] by using planar printed circuit board technology exploring harmonic radar to create a temperature sensor. For the detection of gas, the concept of sensors using a dielectric resonator operating with whispering-gallery-modes was realized on micromachining technology. A particular concept is also developed in [51] for pressure and gas detection, and a contactless sensor concept is tested in a bi-static mmWave FMCW radar system.

Table IV presents a review of the state-of-the-art of radars sensors of the last decade by type of structure, manufacturing process and environment parameter detected.

One of the greatest advantages of radar sensors is their versatility. Radar sensors can be used in continuous wave or pulse signal. Thus, the frequency can be fixed for the working period or sweep in a frequency band. One of the other advantages of radar sensors is their ability to work in the time domain. However, the limitations of radar sensors lie in the need to have a transmitter and a receiver in the system. Also, this technology is not classified as passive sensors.

III. FUTURE DIRECTIONS AND CHALLENGES

In order to optimize microwave sensor performances, their robustness and their life-time, the scientific community turned towards the development and exploitation of new emerging technologies to fabricate new sensors. In the last few years, after the emergence of the generation of sensor-antenna which are structure integrating an antenna in their structure [53-55] one of the most explored sensing technologies has been based on flexible substrates. Devices based on this technology are usually fabricated by printing, which makes them low cost. This type of technology also presents numerous advantages, especially short response time, a good compatibility with different modern electronic packaging, as well as a small size and bendability, allowing them to be used for several applications, such as sensing in chemistry and biology [56-60], acousto-fluidic devices for compact electronics packaging [61], pressure sensors [3], temperature sensors [62], humidity sensors [63-65] and piezoelectric flexibility for wearable applications [66].

Another technology that has been widely explored due to its multiple advantages is the Substrate Integrated Waveguides (SIWs). Their fabrication process based on PCB translates into a low fabrication cost. Their quality factor, their small size and their sensing mechanism

based on permittivity variation make them excellent for gas detection [27,34,67] as well as for humidity detection [26]. Also, the possibility of integrating an antenna to the substrate integrated waveguide gives a tag that could be used for environmental detection as part of the sensor network [68]. The size of SIW sensors can even be reduced using slow wave technology by maintaining a good sensitivity [62-72].

Finally, their operating principle allows for the exploitation of different materials, especially biodegradable materials [73-76], which make them environmentally friendly.

IV. CONCLUSION

This paper presents a brief description of the various microwave technologies generated in the last decade. These devices have been grouped together in this paper into four categories: transmission line sensors, resonator sensors, radiometer sensors and radar sensors. For each category, a brief description of the technology is provided, followed by a presentation of the theoretical operating principle, detailing how it can be used as an environmental sensor, and the environmental sensing applications are given. As other concepts of microwave environmental sensing are being developed, a short discussion about future works and challenges is also presented in this review.

Conflict of Interests

The authors declare that there is no conflict of interests regarding the publication of this paper.

REFERENCES

- [1] U.A. Bakshi, *Electromagnetic Theory & Transmission Lines*-2011, pp. 615-654.
- [2] N. Meyne nee Haase et al. "Miniaturized Transmission-Line Sensor for Broadband Dielectric Characterization of Biological Liquids and Cell Suspensions," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 10, pp. 3026-3033, Oct. 2015.
- [3] M. D'Asaro et al. "A fully-shielded flexible and stretchable microwave transmission-line tactile pressure sensor," *IEEE Sensors*, 2016.
- [4] R. S. Nair et al. "A Group-Delay-Based Chipless RFID Humidity Tag Sensor Using Silicon Nanowires," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, no. pp. 729-732, 2013.
- [5] R. Nair et al. "A humidity sensor for passive chipless RFID applications," 2012 *IEEE International Conference on RFID-Technologies and Applications (RFID-TA)*, Nice, 2012, pp. 29-33.
- [6] S. M. Balashov et al. "SAW sensor without the reference channel based on the two path delay line," *IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014*, pp. 2062-2065.
- [7] Y. J. Lee et al. "A reflection type gas sensor using conducting polymer as a variable impedance at microwave frequencies," *IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014*, pp. 1819-1822.
- [8] R. Rameika et al. "Humidity sensor using leaky surface acoustic waves in YX-LiTaO₃ with nanostructured

- porphyrin film," 2009 IEEE Sensors, Christchurch, 2009, pp. 1753-1757.
- [9] K. Stroganov et al., "SAW temperature sensors for electric power transmission lines," 2014 European Frequency and Time Forum (EFTF), Nottetel, 2014, pp. 157-159.
- [10] J. Yao et al., "Far-Field Interrogation of Microstrip Patch Antenna for Temperature Sensing Without Electronics," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 19, pp. 7053-7060, Oct 1, 2016.
- [11] S. Manatirion et al., "Moisture sensor based on standing wave ratio for agriculture industry," 2016 11th International Conference of Information and Communication Technology for Embedded Systems (IC-ICTES), Bangkok, 2016, pp. 51-56.
- [12] M. Joodaki and M. Rezaee, "Coplanar Waveguide (CPW) Loaded With an Electromagnetic Bandgap (EBG) Structure: Modeling and Application to Displacement Sensor," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 9, pp. 3034-3040, May 2016.
- [13] H. Sun et al., "Spectrum ameliorative optical fiber temperature sensor based on hollow-core fiber and inner zinc oxide film," Sens. Act B, vol. 245, pp. 423-427, Jun 2017.
- [14] M. Dragoman et al., "Carbon Nanotubes-based microwave and millimeter wave sensors," Proceedings of the 37th European Microwave Conference, Germany (2007).
- [15] G. Barochi et al., "Development of microwave gas sensors," Sens. Actuators B, 157 (2011), pp. 374-379.
- [16] B. Zhang et al., "A Surface Acoustic Wave Resonator Type Sensor for Measuring Temperature," 2015 International Conference on Computer Science and Mechanical Automation (CSMA), Hangzhou, 2015, pp. 162-165.
- [17] S. Subbaraj et al., "Electromagnetic Nondestructive Material Characterization of Dielectrics Using EBG Based Planar Transmission Line Sensor," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 19, pp. 7081-7087, Oct 1, 2016.
- [18] Z. Shaterian et al., "Rotation sensing based on the symmetry properties of an open-ended microstrip line loaded with a split ring resonator," 2015 German Microwave Conference, Nuremberg, 2015, pp. 33-35.
- [19] B. H. Kim et al., "A gas sensor using double split-ring resonator coated with conducting polymer at microwave frequencies," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 1815-1818.
- [20] F. Y. Kuo et al., "Monolithic Multi-Sensor Design With Resonator-Based MEMS Structures," in IEEE Journal of the Electron Devices Society, vol. 5, no. 3, pp. 214-218, May 2017.
- [21] C. Arenas-Buendia et al., "RF sensor based on gap waveguide technology in LTCC for liquid sensing," 2015 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Lisbon, 2015, pp. 1-4.
- [22] M. H. Zaiti and M. Daneshmand, "Liquid sensing in aquatic environment using high quality planar microwave resonator," sensor & act B.
- [23] H. Cheng et al., "Evanescent-mode-resonator-based and antenna-integrated wireless passive pressure sensors for harsh-environment applications," Sensors and Actuators A: Physical.
- [24] J. M. Boccia et al., "High-Resolution, Far-Field, and Passive Temperature Sensing up to 700 °C Using an Isolated ZST Microwave Dielectric Resonator," in IEEE Sensors Journal, vol. 16, no. 3, pp. 715-722, Feb 1, 2016.
- [25] M. Abdolrazzagh and M. Daneshmand, "Bidirect Q double resonant active sensor for humidity and moisture effect elimination," 2016 IEEE MTT-S Inter. Micr. Symp. (IMS), San Francisco, 2016, pp. 1-3.
- [26] H. El Mathbouly et al., "Passive Microwave Substrate Integrated Cavity Resonator for Humidity Sensing," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 63, no. 12, pp. 4150-4156, Dec. 2015.
- [27] M. Ndoye et al., "Sensitivity evaluation of dielectric perturbed substrate integrated resonators for hydrogen detection," Sensors and Actuators A: Physical, Volume 251, pp. 198-206, 2016.
- [28] M. Ndoye et al., "Passive monolithic microwave multisensor based on N coupled Substrate Integrated resonators for environmental detection," 2016 46th European Microwave Conference (EuMC), London, 2016, pp. 17-20.
- [29] M. Zhang et al., "Micro Through-hole Array in top Electrode of Film Bulk Acoustic Resonator for Sensitivity Improving as Humidity Sensor"
- [30] B. Zhang et al., "A Surface Acoustic Wave Resonator Type Sensor for Measuring Temperature," 2015 International Conference on Computer Science and Mechanical Automation (CSMA), Hangzhou, 2015, pp. 162-165.
- [31] X. Ren et al., "A single-antenna wireless passive temperature sensing mechanism using a dielectrically-loaded resonator," Proceedings of the 2012 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation, Chicago, IL, 2012, pp. 1-2.
- [32] M. M. Jarlaoui et al., "Pressure micro-sensor based on Radio-Frequency transducer," 2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, Atlanta, GA, USA, 2008, pp. 1203-1206.
- [33] P. Picard, "Theoretical comparison between the response of single- and multiwalled carbon nanotubes based sensor as a function of the gas pressure," Vol. 153, Issue 1, Jun. 2009, pp. 37-41.
- [34] N. Y. Sana et al., "Partially-open SIW resonator for microwave characterization of particulate dielectrics: Effect of interaction with gases", IEEE International Workshop on Electromagnetics Applications and Student Innovation Competition (IWEM), 2016.
- [35] K. D. Stephan et al., "A Near Field Focused Microstrip Array for a Radiometric Temperature Sensor," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 55, no. 4, pp. 1199-1203, April 2007.
- [36] P. R. Stauffer et al., "Utility of microwave radiometry for diagnostic and therapeutic applications of non-invasive temperature monitoring," 2014 IEEE Benjamin Franklin Symposium on Microwave and Antenna Sub-systems for Radar, Telecommunications, and Biomedical Applications (BenMAS), Philadelphia, PA, 2014, pp. 1-3.
- [37] R. Ware et al., "A multichannel radiometric profiler of temperature, humidity, and cloud liquid," in Radio Science, vol. 38, no. 4, pp. 44-1-44-13, Aug. 2003.
- [38] T. J. Hewison, "1D-VAR Retrieval of Temperature and Humidity Profiles From a Ground-Based Microwave Radiometer," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 45, no. 7, pp. 2163-2168, July 2007.
- [39] D. Cimini et al., "Temperature and Humidity Profiling in the Arctic Using Ground-Based Millimeter-Wave Radiometry and 1DVAR," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 48, no. 3, pp. 1381-1388, March 2010.
- [40] S. Sahoo et al., "Three-Dimensional Humidity Retrieval Using a Network of Compact Microwave Radiometers to Correct for Variations in Wet Tropospheric Path Delay in Spaceborne Interferometric SAR Imagery," in IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 49, no. 9, pp. 3281-3290, Sept. 2011.

- [41] S. Paloscia et al. "Soil Moisture Estimates From AMSR-E Brightness Temperatures by Using a Dual-Frequency Algorithm" *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 44, No. 11, November 2006.
- [42] N. Gopalram et al. "Application of Millimeter-Wave Radiometry for Remote Chemical Detection," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 56, no. 3, pp. 700-709, March 2008.
- [43] B. Kubana et al. "Compact quasi-chipless harmonic radar sensor with a dielectric resonator antenna," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [44] E. M. Anun and N. Karmakar, "Development of a chipless RFID temperature sensor using cascaded spiral resonators," 2011 IEEE SENSORS Proceedings, Limerick, 2011, pp. 554-557.
- [45] B. Kubana et al. "Quasi-chipless wireless temperature sensor based on harmonic radar," in *Electronics Letters*, vol. 50, no. 2, pp. 86-88, January 16 2014.
- [46] A. Vena et al. "Toward a Reliable Chipless RFID Humidity Sensor Tag Based on Silicon Nanowires," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 9, pp. 2977-2985, Sept. 2016.
- [47] B. Kubana et al. "Design of a quasi-chipless harmonic radar sensor for ambient temperature sensing," IEEE SENSORS 2014 Proceedings, Valencia, 2014, pp. 1567-1570.
- [48] S. Bouazziz et al. "A new millimeter-wave micro-fluidic temperature sensor for wireless passive radar interrogation," 2012 IEEE Sensors, Taipei, 2012, pp. 1-4.
- [49] D. Henry et al. "3D scanning and sensing technique for the detection and remote reading of a passive temperature sensor," 2016 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS), San Francisco, CA, 2016, pp. 1-4.
- [50] H. Halil et al. "Feasibility of wireless gas detection with an FMCW RADAR interrogation of passive RF gas sensor," 2010 IEEE Sensors, Kona, HI, 2010, pp. 759-762.
- [51] C. Baer et al. "Contactless determination of gas concentration and pressure based on a low jitter mmWave FMCW radar," 2014 IEEE Sensors Applications Symposium (SAS), Queenstown, 2014, pp. 11-14.
- [52] D. Hotte et al. "A Concept of Pressure Sensor Based on Slotted Waveguide Antenna Array for Passive MMID Sensor Networks," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 16, no. 14, pp. 5583-5587, July 15, 2016.
- [53] F. Chehda et al. "Pressure measurement from the RADAR interrogation of passive sensors," 2010 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, Toronto, ON, 2010, pp. 1-4.
- [54] Z. Fu and F. Yang, "A Slotted Patch Antenna Integrated with Thermal Switch for High-Sensitivity Temperature Monitoring," in *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 14, no. pp. 998-1001, 2015.
- [55] Q. Tana et al. "Antenna-resonator integrated wireless passive temperature sensor based on low-temperature co-fired ceramic for harsh environment" *sensor & act A*.
- [56] A. Vena et al. "A novel inkjet printed carbon nanotube-based chipless RFID sensor for gas detection," 2013 European Microwave Conference, Nuremberg, 2013, pp. 9-12.
- [57] R.-Z. Li et al. "Flexible multilayer substrate based optical waveguides: Applications to optical sensing" *Sensors and Actuators A Physical*, Volume 209, pp. 57-61, 2014.
- [58] X. Zhao et al. "Optically tunable metamaterial perfect absorber on highly flexible substrate" *Sensors and Actuators A Physical*, Volume 231, pp. 74-80, 2015.
- [59] K. K. Adhikari et al. "Flexible screen printed bio-sensor with high-Q microwave resonator for rapid and sensitive detection of glucose" *IEEE MTT-S International Microwave Workshop Series on RF and Wireless Technologies for Biomedical and Healthcare Applications (IMWS-Bio)*, 2014.
- [60] Y. Liu et al. "Flexible and bendable acoustofluidic-based on ZnO film coated aluminum foil" *Sensors and Actuators B Physical*, Volume 221, pp. 230-235, 2015.
- [61] O. Korostynska et al. "Proof of concept microwave sensor on flexible substrate for real-time water composition analysis" *Sixth International Conference on Sensing Technology (ICST)*, 2012.
- [62] F. J. Herranz-Martinez et al. "A passive temperature sensor based on a printed magnetoinductive-wave (MIW) delay line," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 263-266.
- [63] A. Chahadi et al. "Microwave-microfluidic sensor fabricated on a flexible kapton substrate for complex permittivity characterization of liquids" *Sensors and Actuators A Physical*, Volume 229, pp. 128-135, 2015.
- [64] E. M. Anun et al. "Development of a Low Cost Printable Chipless RFID Humidity Sensor" *IEEE Sensors Journal*, Volume 14, Issue 1, pp. 140-149, 2014.
- [65] A. Noda et al. "On-body sensor node localization using reference RFID tags embedded in wearable waveguide" *IEEE Sensors*, 2016.
- [66] P. Yu et al. "Flexible Piezoelectric Tactile Sensor Array for Dynamic Three-Axis Force Measurement," Vol. 16, Issue 6, in *Sensors* 2016, Jun. 2016.
- [67] A. Benelshim et al. "Substrate Integrated Waveguide Phase Shifter for Hydrogen Sensing", *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 26, No. 9, 2016.
- [68] H. El-Matbouly et al. "A Novel Chipless Identification Tag Based on a Substrate Integrated Cavity Resonator" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 23, No. 1, 2013.
- [69] A. N. Marini et al. "Slow-Wave Substrate Integrated Waveguide" *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 62, No. 8, 2014.
- [70] A. T. Ho et al. "Crossed-Slot cavity antenna in slow-wave SIW," 2015 European Microwave Conference (EuMC), Paris, 2015, pp. 1319-1322.
- [71] M. Khalil et al. "Substrate Integrated Waveguide miniaturization using Slow Wave and Half Mode techniques," 2015 IEEE MTT-S International Microwave and RF Conference (IMaRC), Hyderabad, 2015, pp. 173-176.
- [72] M. Bertrand et al. "A compact slow-wave substrate integrated waveguide cavity filter," 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, Phoenix, AZ, 2015, pp. 1-3.
- [73] C. M. Boutry et al. "Characterization of miniaturized RLC resonators made of biodegradable materials for wireless implant applications" *Sensors and Actuators A Physical*, Volume 189, pp. 344-355, 2013.
- [74] M. Luo et al. "A Microfabricated Wireless RF Pressure Sensor Made Completely of Biodegradable Materials", *Journal of Microelectromechanical Systems*, Volume: 23, Issue 1, 2014.
- [75] M. Luo et al. "Microfabricated PLGA/PVA-based completely biodegradable passive RF pressure sensors", 18th International Conference on Solid-State Sensors, Actuators and Microsystems (TRANSDUCERS), 2015.
- [76] G. Ayissi Eyehé et al. "Environmentally-friendly cellulose nanofibre sheets for humidity sensing in

- microwave frequencies". *Sensors and Actuators B: Chemical*, Vol. 245, Jun. 2017, pp. 484–492.
- [77] P. W. Ganser et al., "The WindSat spaceborne polarimetric microwave radiometer: sensor description and mission overview," *IGARSS 2004. 2004 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium*, Anchorage, AK, 2004, pp. 374.
- [78] Y. Xue and B. A. Forman, "Comparison of passive microwave brightness temperature prediction sensitivities over snow-covered land in North America using machine learning algorithms and the Advanced Microwave Scanning Radiometer", *Remote Sensing of Environment* 170 (2015) 153-165.
- [79] A. G. Konings et al., "Vegetation optical depth and scattering albedo retrieval using time series of dual-polarized L-band radiometer observations", *Remote Sensing of Environment* 172 (2016) 178-189.
- [80] T. R. H. Holmes et al., "Diurnal temperature cycle as observed by thermal infrared and microwave radiometers", *Remote Sensing of Environment* 158 (2015) 110-125.
- [81] E. Santi et al., "Monitoring of Alpine snow using satellite radiometers and artificial neural networks", *Remote Sensing of Environment* 144 (2014) 179-186.
- [82] S. Paloscia et al., "Soil Moisture Estimates From AMSR-E Brightness Temperatures by Using a Dual-Frequency Algorithm", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 44, No. 11, November 2006.
- [83] E. Forest et al., "Multisensor Microwave Sensitivity to Freeze-Thaw Dynamics Across a Complex Boreal Landscape", *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, Vol. 52, No. 11, November 2014.
- [84] Xiaoran Lv et al., "Inter-Calibration of Satellite Passive Microwave Land Observations From MWR1 and AMSR-E Over the Bare Soil and Grassland" *IGARSS 2016*.
- [85] M. Han et al., "Development of Passive Microwave Retrieval Algorithm for Estimation of Surface Soil Temperature From AMSR-E Data" *IGARSS 2016*.
- [86] R. E. J. Kelly et al., "Development of a passive microwave global snow depth retrieval algorithm for special sensor microwave imager (SSM/I) and advanced microwave scanning radiometer-EOS (AMSR-E) data", *Radio Science*, Vol. 38, Issue 4, pp. 41-1-41-11, Aug. 2003.
- [87] D. Pozar, *Microwave resonators*, in *Microwave Engineering*, 3th ed., 2012, pp. 306–309.
- [88] E. Nyfors & P. Vamkanen, *Industrial Microwave Sensors*, 1989, pp. 268–289.