



HAL
open science

Mesure sans fil de la permittivité complexe de matériaux diélectriques à l'aide de diffuseurs résonnants

Florian Requena, Etienne Perret

► To cite this version:

Florian Requena, Etienne Perret. Mesure sans fil de la permittivité complexe de matériaux diélectriques à l'aide de diffuseurs résonnants. XXIIIèmes Journées Nationales Microondes, Jun 2024, Antibes Juan-Les-Pins, France. hal-04775688

HAL Id: hal-04775688

<https://hal.science/hal-04775688v1>

Submitted on 10 Nov 2024

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

Mesure sans fil de la permittivité complexe de matériaux diélectriques à l'aide de diffuseurs résonnants

Florian Requena, Etienne Perret

Université Grenoble Alpes, Grenoble INP, LCIS, F-26000 Valence, France
Etienne.Perret@grenoble-inp.fr

Résumé - Dans cet article, une méthode pour caractériser la permittivité complexe de différents diélectriques est présentée. Le signal rétrodiffusé par un diffuseur résonnant placé en contact (plaque solide) ou à l'intérieur (poudre) du diélectrique est utilisé pour estimer ses propriétés. La méthode proposée a été testée en simulation et validée en pratique en utilisant différents échantillons diélectriques et différentes épaisseurs. Cette méthode est sans fil, non destructive et est réalisée à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel (VNA) et d'une antenne. Par exemple, une permittivité $\epsilon_r=3,54\pm 0,06$ et $\tan \delta = 0,0024\pm 0,003$ a été mesurée pour du Rogers RO4003C et une permittivité $\epsilon_r=2,31\pm 0,05$ et $\tan \delta=0,004\pm 0,002$ pour du Duroid RT5880 avec différentes épaisseurs.

1. Introduction

L'intérêt pour les capteurs sans fil, sans batterie voire même sans puce s'est accru au cours des dernières décennies. Divers capteurs capables de mesurer des quantités telles que la température et l'humidité [1], le gaz [2] et la déformation [3] ont été introduits. Ces approches sans fil basées sur une approche radar ont suscité la curiosité pour les applications de capteurs en raison de leur facilité à mettre en œuvre, de leur précision, de leur prix et, enfin, de leur durée de vie infinie due à l'absence de composant électronique. Les ondes RF offrent la possibilité de réaliser les mesures sans fil, à distance, de plusieurs capteurs en même temps, voire en temps réel, même en présence d'obstacles [1]. De telles approches RF ont également été développées pour faire de la métrologie. On peut citer par exemple la caractérisation de la dilatation thermique des matériaux [4] ou de la permittivité complexe [5]. Pour les matériaux diélectriques solides, un problème majeur est l'usinage précis d'un échantillon du matériau pour qu'il s'adapte étroitement au résonateur ou au guide d'ondes utilisés traditionnellement pour la mesure. Pour les matériaux à poudre la principale difficulté des approches classiquement utilisées réside dans la prise en considération du contenant qui va impacter fortement la précision des résultats.

Ces dernières années, des résonateurs planaires en technologie microruban ont été présentés [6], [7]. Cette technique permet une mesure sans fil basée sur un principe de radar et permet d'éviter l'inconvénient de l'usinage. Dans ces travaux, la permittivité [7], ou la permittivité complexe [6, 8], est directement liée à la résonance, à savoir sa fréquence et son facteur de qualité. Dans [6], une limitation vient du fait que des

mesures ou des simulations sont utilisées pour extraire l'information recherchée.

Dans cet article, la permittivité complexe du matériau à caractériser est reliée aux propriétés de résonance (fréquence et facteur de qualité) par une approche théorique et une formule analytique. En outre, la bande de fréquence de caractérisation peut être augmentée en utilisant différents résonateurs fonctionnant à des fréquences différentes. La section 2 présente l'approche théorique utilisée pour relier les paramètres de résonance à la permittivité complexe. La section 3 est consacrée à l'extraction de la permittivité complexe à partir de mesures radar pour le cas des plaques diélectriques rigides. La même chose est réalisée section 4 pour des diélectriques de type poudre. Enfin, la section 5 conclut cet article.

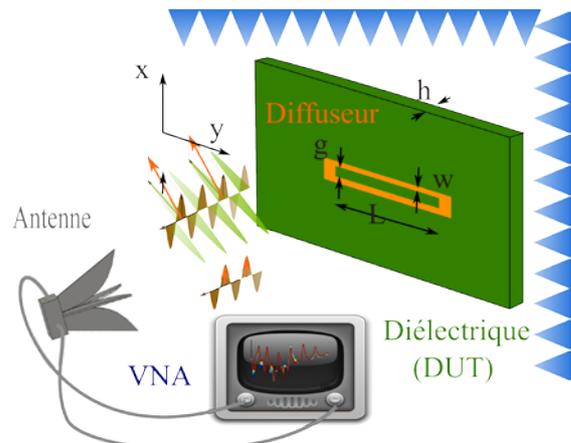


Figure 1. Principe de mesure du diffuseur. Résonateur à boucle. Le support est le diélectrique testé défini par $\epsilon = \epsilon_r(1 - j \tan \delta)$.

2. Principe de l'approche d'extraction

Le principe de l'approche est illustré Figure 1, qui montre la méthode de mesure basée sur l'acquisition d'un signal rétrodiffusé par un résonateur en contact (ou à l'intérieur du diélectrique à caractériser). Dans cette étude, le résonateur boucle de forme rectangulaire, introduit Figure 1 sera utilisé. Avec la méthode d'expansion des singularités (SEM), on peut montrer que dans le domaine temporel, le signal rétrodiffusé par un résonateur peut être écrit sous la forme d'une sinusoïde amortie. Aussi, il est intéressant de définir la fréquence de résonance complexe $s = \sigma + j\omega$ pour analyser la réponse radar d'une cible résonante en termes de facteur d'amortissement σ et de fréquence de résonance $\omega/2\pi$. Si un simple résonateur en boucle est posé sur un diélectrique planaire ϵ_r (comme illustré Figure 1), sa

fréquence de résonance f_r est définie par la relation :

$$f_r = \frac{c}{2L\sqrt{1+\frac{\epsilon_r-1}{2}q}} \quad (1)$$

où c est la vitesse de la lumière dans le vide, L la longueur du diffuseur résonant, q le facteur de remplissage qui est un coefficient permettant de prendre en compte l'épaisseur du support [9], ou encore le fait que le résonateur est complètement plongé à l'intérieur du diélectrique ($q=2$). Comme indiqué dans [10], il existe une mise à l'échelle des paramètres entre le cas sans perte ϵ_r (1) et le cas avec pertes $\epsilon_r(1 - \tan\delta)$. Ceci peut être fait en soustrayant f_r par s . Pour cette raison, la fréquence de résonance d'un résonateur placé sur un diélectrique à pertes va être représentée par un nombre complexe et considérée comme la fréquence de résonance complexe s précédemment introduite. En reprenant les développements réalisés dans [8], il est possible d'obtenir les relations entre les paramètres de résonance dans le milieu diélectrique à pertes (indiqué avec un d) par rapport au cas où le résonateur est en espace libre (indiqué avec un 0). On a :

$$\sigma_d = \sigma_0 + \frac{\omega_0}{2} \frac{q\epsilon_r \tan\delta}{\sqrt{1+\frac{\epsilon_r-1}{2}q} (2+q(\epsilon_r-1))} \quad (2)$$

$$\omega_d = \frac{\omega_0}{\sqrt{1+\frac{\epsilon_r-1}{2}q}} \left(1 - \frac{3}{8} \left[\frac{q\epsilon_r \tan\delta}{2+q(\epsilon_r-1)} \right]^2 \right)$$

Notons que dans (2), seuls ϵ_r et $\tan\delta$ sont inconnus. En effet, (σ_0, ω_0) et (σ_d, ω_d) sont respectivement le facteur d'amortissement et la fréquence de résonance mesurés pour un diffuseur résonant sans support ($0, \epsilon_r=1$) et avec le diélectrique testé (d). Le coefficient q peut être calculé directement à l'aide de [9], il est notamment en lien avec l'épaisseur du diélectrique h . A partir de la mesure du signal rétrodiffusé d'un résonateur, il est parfaitement possible d'extraire les valeurs des facteurs d'amortissement et des fréquences de résonance dans les deux configurations. Plusieurs techniques permettent d'effectuer cette extraction. Par exemple, les approches appliquées à la représentation du signal dans le domaine temporel [11] ou dans le domaine fréquentiel sont toutes deux considérées dans la littérature.

Comme il est démontré dans [8], il est même possible d'exprimer directement ϵ_r [8, éq.(13)] et $\tan\delta$ [8, éq.(14)] en fonction des paramètres (σ_0, ω_0) et (σ_d, ω_d) que l'on va obtenir à travers leur extraction à partir de deux mesures réalisées : résonateur placé en espace libre puis résonateur positionné avec le diélectrique à caractériser. Cette démarche sera utilisée par la suite pour remonter à la permittivité complexe de différents matériaux aussi bien de type plaque rigide (section 3) ou encore de poudre (section 4).

3. Cartérisation de plaques rigides

Les simulations ont été effectuées à l'aide de CST. Une sonde champ E lointain est utilisée avec le solveur temporel du logiciel. La configuration du résonateur à boucle de la Figure 1 a été utilisée. La boucle est placée sur le matériau diélectrique à caractériser défini par une permittivité ϵ_r et une tangente de perte $\tan\delta$. L'épaisseur du diélectrique h est de 1 mm, ce qui fait que l'on a considéré $q \approx 0,58$ au niveau des équations. L'excitation

est une onde plane polarisée le long de l'axe y (voir Figure 1). La sonde utilisée pour obtenir le signal rétrodiffusé est placée à 1 m du résonateur. Les champs Electriques rétrodiffusés sont représentés sur la Figure 2 pour différentes valeurs de ϵ_r et $\tan\delta$. Ces simulations montrent l'impact des paramètres diélectriques sur la fréquence de résonance et le facteur d'amortissement.

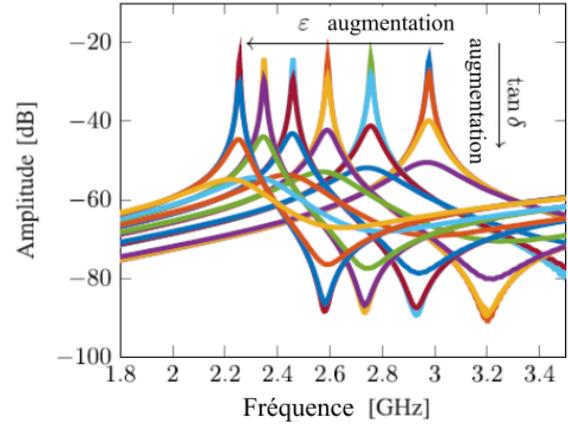


Figure 2. Simulation de l'amplitude du Champ E rétrodiffusé : $\epsilon_r = [1 : 0,5 : 3,5]$ et $\tan\delta \in [0, 0,005, 0,05, 0,2]$ pour le résonateur à boucle de la Figure 1.

Sur la base de ces simulations, la méthode Matrix Pencil [11] est utilisée pour extraire la résonance naturelle complexe (CNR) $s = \sigma + j\omega$. Sur la base des valeurs de la fréquence de résonance simulée et du facteur d'amortissement, la permittivité complexe peut être extraite à l'aide des équations [8, éq.(13)] et [8, éq.(14)]. Les valeurs ainsi obtenues de ϵ_r et $\tan\delta$ sont représentées sur la Figure 3. Nous pouvons remarquer que les valeurs extraites sont en bon accord avec les valeurs simulées. L'approche proposée est validée par des mesures effectuées sur différents échantillons. Le protocole suivant a été utilisé pour les mesures : tout d'abord, le résonateur à boucle est mesuré dans l'air en utilisant une configuration mono-statique à l'intérieur d'une chambre anéchoïque (voir Figures 1 et 4). Le VNA 5222A d'Agilent est utilisé. La puissance de la source du VNA est égale à 0 dBm. Un balayage de fréquence allant de 2 à 3 GHz avec 4001 points est considéré. Une configuration monostatique avec une antenne Satimo (QH800 0,8-12 GHz) est utilisée. Les résonateurs à boucle ont été obtenus en découpant au laser une plaque métallique de 0,5 mm d'épaisseur. Les dimensions sont $L = 50,82$ mm, $w = 1,43$ mm et $g = 2,07$ mm. Du ruban adhésif a été utilisé pour suspendre la boucle dans l'air (voir Figure 4a) afin de se rapprocher le plus possible des conditions de l'espace libre. Le ruban adhésif a également été utilisé pour fixer la boucle aux échantillons, comme le montre la Figure 4b. La façon dont l'adhésif a été utilisé pour fixer la boucle (présence limitée au niveau des parties les moins rayonnantes) a été étudiée à la fois en simulation et en pratique pour avoir le moins d'impact possible sur le signal rétrodiffusé. La configuration choisie est montrée Figure 4a et offre le meilleur compromis entre un très faible impact sur la fréquence de résonance, le facteur d'amortissement et un très bon maintien de la boucle sur le diélectrique.

La méthode Matrix Pencil [27] est utilisée sur les paramètres S pour évaluer (σ_0, ω_0) . Ensuite, le résonateur à boucle est plaqué sur l'échantillon à tester, comme illustré Figure 4b. L'approche Matrix Pencil est à nouveau utilisée sur les paramètres S pour évaluer (σ_d, ω_d) . Enfin, [8, éq.(13)] et [8, éq.(14)] sont utilisées pour estimer la permittivité complexe de l'échantillon.

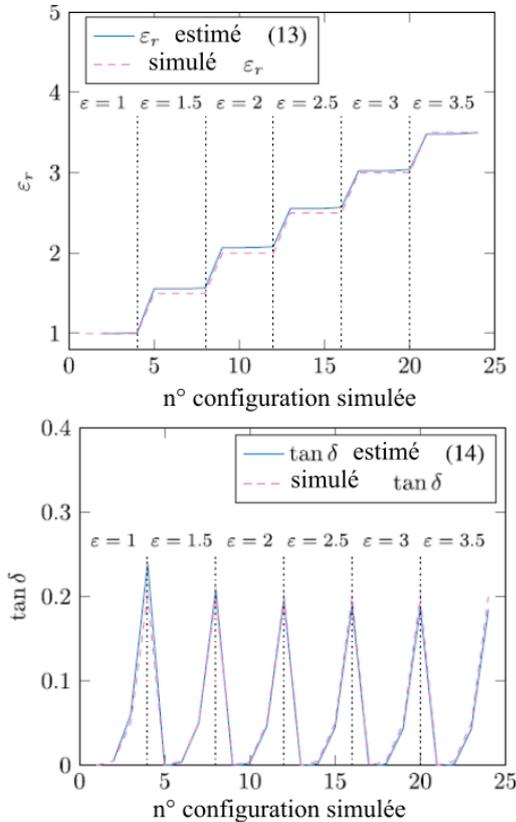


Figure 3. ϵ_r et $\tan \delta$ estimés avec [8, éq.(13)] et [8, éq.(14)], respectivement.



Figure 4. Banc d'essai utilisé pour les mesures. (a) Mesure initiale pour évaluer (σ_0, ω_0) . (b) Mesure d'un échantillon planaire.

Un exemple de paramètres S mesurés est donné Figure 5 pour différents substrats. Pour chacun d'eux, les paramètres diélectriques extraits sont donnés dans le tableau I. Nous pouvons constater que la permittivité complexe estimée est proche des

informations du fournisseur pour les différents échantillons et les différentes épaisseurs diélectriques ainsi que celles mesurées avec une cavité (Damaskos Inc. Model 08 Thin Sheet Tester 800-4000 MHz). Seules les pertes du Duroid RT5880 sont différentes. En effet, les pertes mesurées pour le Duroid RT5880 (les deux épaisseurs) en utilisant l'approche proposée donnent des pertes quatre fois plus importantes à 2,5 GHz que celles données par le fournisseur à 10 GHz. Bien qu'une partie de la différence puisse être attribuée à la différence de fréquences, il est également possible que l'on ait dépassé les limites de l'approche pour ce qui concerne la tangente de perte minimale accessible.

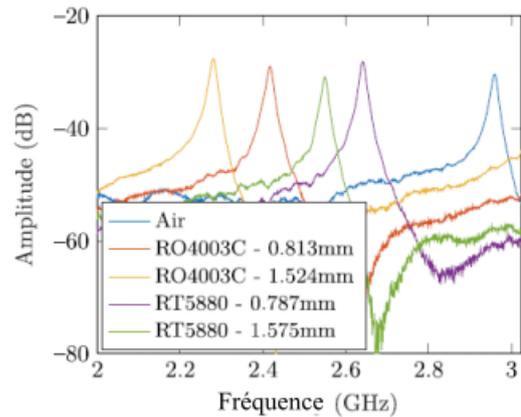


Figure 5. Mesure paramètre S11 : résonateur dans l'air (bleu) et sur les différents substrats.

A l'opposé, nous nous sommes également intéressés en simulation à l'évaluation des valeurs maximales de tangente de perte que la méthode peut extraire. Aussi, en simulation, nous avons observé avec la boucle utilisée, qu'il devient difficile de caractériser les diélectriques avec des tangentes de perte supérieures à 0,4. Ceci montre que pour atteindre des valeurs plus élevées, il est nécessaire de se concentrer sur la conception du résonateur, voire d'opter pour une autre forme. Il est également important de noter que les propriétés diélectriques des matériaux dépendent de la fréquence. La méthode proposée permet de mesurer la permittivité complexe à la fréquence de résonance du diffuseur lorsqu'il est placé sur l'échantillon à caractériser. C'est pourquoi la conception de différentes longueurs de résonateurs est une solution pour déterminer la permittivité complexe à plusieurs fréquences. Les diffuseurs utilisés dans cet article ont été conçus pour que leur fréquence de résonance fondamentale soit proche de 3 GHz dans l'air.

4. Caractérisation diélectrique en poudre

Afin de montrer que la démarche introduite est générale, nous l'avons appliquée à la caractérisation de diélectriques en poudre. Le même résonateur (Figure 1)

	Epaisseur (mm)	ϵ_r (Fournisseur)	$\tan \delta$ (Fournisseur)	ϵ_r (Méthode Cavité)	$\tan \delta$ (Méthode Cavité)	ϵ_r (Cette approche)	$\tan \delta$ (Cette approche)
Rogers RO4003C	0.813 1.524	3.55 3.55	0.0021 @2.5GHz 0.0021 @2.5GHz	3.72 3.49	0.0029 @2.5GHz 0.0014 @3GHz	3.54 3.59	0.0024 @2.4GHz 0.0031 @2.2GHz
Duroid RT5880	0.787 1.575	2.33 2.33	0.0012@10GHz 0.0012@10GHz	2.29 2.29	0.0018 @2.5GHz 0.0018 @2.5GHz	2.31 2.31	0.004 @2.6GHz 0.004 @2.5GHz
Red	1.958	4.24	0.0173 @3.1GHz	4.25	0.018 @3.1GHz	4.27	0.012 @2.2GHz

Tableau 1. Comparaison des permittivités complexe : données fournisseur et obtenues par cette approche.

est plongé entièrement dans le diélectrique (ce qui correspond à $q=2$). En pratique les moyens de caractérisation des poudres sont généralement basés sur l'utilisation d'une sonde de mesure et sont connus pour leurs faibles résolutions sur $\tan \delta$. Comparativement aux cas avec plaque rigide, on peut noter quelques différences au niveau de l'application de la méthode de caractérisation. Le positionnement de la boucle dans la poudre (Figure 5) est plus aisé dans la mesure où il est possible de tasser le matériau afin d'enlever les gaps d'air autour de la boucle. En revanche, la forme et la dimension du diélectrique va avoir un impact sur le facteur de qualité extrait et donc sur la possibilité d'appliquer la méthode. Pour la preuve de concept, comme présenté Figure 5, le résonateur à boucle rectangulaire est immergé dans un diélectrique de forme parallélépipédique. On note ses dimensions a, b, c ; a étant la longueur orientée dans la direction de propagation de l'onde incidente x . Cette structure peut être considérée comme un guide d'ondes diélectrique en circuit ouvert aux deux extrémités. La boucle se trouve au centre du parallélépipède. Une antenne polarisée linéairement selon z propage une onde dans la direction x . L'onde rétrodiffusée par la structure porte des informations utiles, à savoir la fréquence et le facteur de qualité de la structure. Le diélectrique jouant le rôle de guide d'onde va engendrer des réflexions multiples qui peuvent augmenter le facteur de qualité et donc se révéler utile pour certaines applications. Elles ne sont toutefois pas prises en considération dans le modèle introduit, aussi l'idée ici est de s'en affranchir. La Figure 5 montre une simulation CST du champ électrique rétrodiffusé par le dispositif dans différentes configurations pour illustrer l'effet des différentes réflexions et leur impact sur le facteur de qualité. Dans la Figure 5a, la longueur du diélectrique a été considérablement augmentée ($a=3,5m$) afin que les différentes ondes réfléchies puissent être séparées temporellement. L'onde associée à la première réflexion sur le résonateur est visible. On observe très bien l'onde sinusoïdale amortie (Figure 5a). Dans ce cas, la méthode d'extraction permet d'extraire la permittivité complexe du milieu en considérant la portion du signal représentée par le rectangle jaune. Ainsi l'utilisation des expressions [8, équ.(13)] et [8, équ.(14)] permettent d'obtenir les valeurs $\epsilon_r=2.1$, et $\tan \delta = 0.088$, ce qui est proche des valeurs attendues. Sur la Figure 5b on peut voir que le facteur de qualité de la structure est fonction de la longueur a du diélectrique. Cette longueur peut être optimisée pour augmenter le facteur de qualité et permettre la

caractérisation de poudres ayant un volume de quelques centimètres cubes.

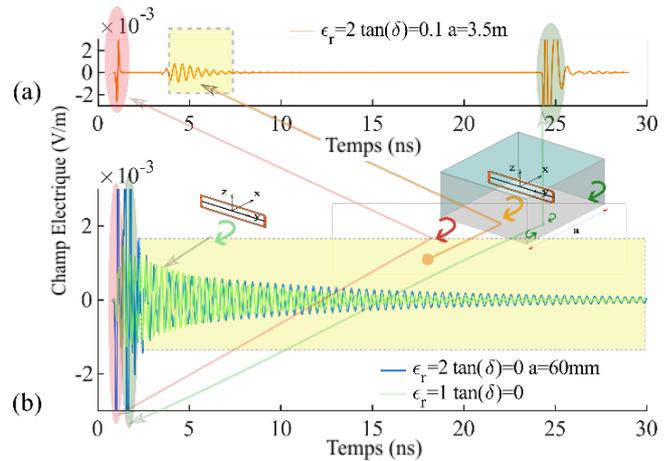


Figure 5. Simulation du champ E rétrodiffusé par le diffuseur. a) Diélectrique de très grande longueur, b) boucle en espace libre et positionnée à l'intérieur d'un diélectrique de longueur $a=60mm$.

5. Conclusion

Cet article présente une méthode basée sur une approche radar pour mesurer la permittivité complexe de différents types de matériaux. Un résonateur à boucle est utilisé pour obtenir l'expression de la permittivité complexe à partir des signaux rétrodiffusés. Des simulations et des mesures ont été réalisées pour valider la méthode non destructive proposée sur différentes plaques diélectriques et de poudre dans la bande de fréquence 2-3 GHz.

6. Remerciements

Ce travail a été soutenu par l'ERC, Horizon 2020, projet ScattererID N°772539.

Références

- [1] F. Requena, N. Barbot, D. Kaddour, and E. Perret, "Combined Temperature and Humidity Chipless RFID Sensor," *IEEE Sensors Journal*, vol. 22, no. 16, pp. 16098-16110, 2022.
- [2] L. Yang, R. Zhang, D. Staiculescu, C. Wong, and M. M. Tentzeris, "A novel conformal RFID-enabled module utilizing inkjet-printed antennas and carbon nanotubes for gas-detection applications," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 8, pp. 653-656, 2009.
- [3] T. T. Thai, H. Aubert, P. Pons, G. DeJean, M. M. Tentzeris, and R. Plana, "Novel design of a highly sensitive RF strain transducer for passive and remote sensing in two dimensions," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, no. 3, pp. 1385-1396, 2013.
- [4] F. Requena, N. Barbot, D. Kaddour, and E. Perret, "Contactless Characterization of Metals' Thermal Expansion Coefficient by a Free-Space RF Measurement," *IEEE Transactions on Antennas and*

- Propagation*, vol. 69, no. 2, pp. 1230-1234, 2021, doi: 10.1109/tap.2020.3010982.
- [5] R. A. Alahnomi *et al.*, "Review of recent microwave planar resonator-based sensors: Techniques of complex permittivity extraction, applications, open challenges and future research directions," *Sensors*, vol. 21, no. 7, p. 2267, 2021.
- [6] H. Lobato-Morales, A. Corona-Chávez, J. L. Olvera-Cervantes, R. A. Chávez-Pérez, and J. L. Medina-Monroy, "Wireless Sensing of Complex Dielectric Permittivity of Liquids Based on the RFID," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, no. 9, pp. 2160-2167, 2014, doi: 10.1109/TMTT.2014.2333711.
- [7] E. Perret, "Permittivity characterization based on Radar Cross measurements," presented at the Int. Symp. Electromagnetic Theory (EMTS 2016), URSI, (Invited paper), Finland, Aug. 2016., 2016.
- [8] F. Requena, N. Barbot, D. Kaddour, and E. Perret, "Wireless Complex Permittivity Measurement Using Resonant Scatterers and a Radar Approach," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* vol. 71, no. 10, pp. 4427-4436, Oct. 2023 2023, doi: 10.1109/TMTT.2023.3260400.
- [9] E. Chen and S. Y. Chou, "Characteristics of coplanar transmission lines on multilayer substrates: Modeling and experiments," *IEEE transactions on microwave theory and techniques*, vol. 45, no. 6, pp. 939-945, 1997.
- [10] C. E. Baum, "The SEM representation of scattering from perfectly conducting targets in simple lossy media," in *Detection and Identification of Visually Obscured Targets*: Routledge, 2019, pp. 47-79.
- [11] T. K. Sarkar and O. Pereira, "Using the matrix pencil method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 37, no. 1, pp. 48-55, 1995.