Propriétés électromagnétiques matériaux par la mesure des paramètres S sur ligne de transmission

Michaël Charles¹ et Nesar Ahmad Hewad^{1,2}

¹LNE (Laboratoire National de métrologie et d'essais), 78197 Trappes, France

²ESIEE Paris, 93160 Noisy-le-Grand, France

Abstract. This paper presents a method allowing extracting high frequency electromagnetic properties (permittivity and permeability) of dielectric materials. From the coaxial cell dimensions and its S parameters, we can extract the electromagnetic characteristics of the material inserted inside the cell. The metrological approach presented in this paper shows weak uncertainty level, from 10 MHz up to 18 GHz. The cell has been designed in order to perform several measurements on different materials without any risk of damaging it.

1 Introduction

Les études menées dans le cadre de la caractérisation électromagnétique des matériaux ont pour origine l'intérêt toujours croissant des industriels à maîtriser leurs propriétés électriques en fonction des fréquences d'utilisation. Plusieurs méthodes de mesures ont ainsi été développées afin d'extraire les caractéristiques électromagnétiques de matériaux jusqu'au terahertz. On distingue ainsi des techniques résonnantes [1], en espace libre [2], capacitatives [3], en lignes de transmission [4] et en spectroscopie terahertz [5].

La méthode présentée dans cette étude utilise une topologie en ligne de transmission coaxiale classique dans le but de réaliser un kit de mesure métrologique étalon pour la caractérisation électromagnétique de matériaux diélectriques et/ou magnétiques jusqu'à 18 GHz. Le principe consiste à extraire les propriétés électromagnétiques d'un matériau, disposé arbitrairement le long d'une ligne de transmission coaxiale 7 mm, à partir des paramètres S mesurés à l'analyseur de réseaux vectoriels.

2 Des paramètres S aux propriétés électromagnétiques matériaux

Afin d'extraire les propriétés électromagnétiques d'un matériau dans le domaine des micro-ondes, nous utilisons une technique non-résonnante appliquée à une topologie en ligne de transmission coaxiale. Cette méthode, mis en œuvre par K. Chalapat et al. [6], est une approche combinant les travaux de Nicolson, Ross et Weir [7,8], et ceux de J. Barker-Jarvis [9]. Le matériau est disposé arbitrairement dans la cavité d'une ligne coaxiale comme illustré sur la Fig. 1. La propagation d'une onde électromagnétique dans une ligne coaxiale

obéit à un mode TEM pour « transverse electromagnetic », il est donc possible de la définir par l'expression suivante :

$$P = \exp(-\gamma L) \quad (1)$$

Avec γ la constante de propagation du milieu et L la distance de propagation de l'onde.

Fig. 1. Matériau dans la cavité d'une ligne coaxiale modélisée sous CST Microwave studio.

Dans cette configuration, de multiples réflexions apparaissent aux interfaces air – matériau. Les paramètres de réflexion et de transmission sont définis par les équations suivantes :

$$\Gamma_{tot} = \Gamma(1 - P^2)/(1 - \Gamma^2 P^2) \quad (2)$$

$$T_{tot} = P(1 - \Gamma^2)/(1 - \Gamma^2 P^2) \quad (3)$$

Avec Γ la première réflexion à l'interface air – matériau. Les paramètres S de la ligne coaxiale contenant le matériau sont donc définis par la matrice suivante :

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e^{-\gamma_1 L_1} \Gamma_{tot} & e^{-\gamma_1 (L_1 + L_2)} T_{tot} \\ e^{-\gamma_1 (L_1 + L_2)} T_{tot} & e^{-\gamma_1 L_2} \Gamma_{tot} \end{bmatrix} \quad (4)$$

* Corresponding author: michael.charles@lne.fr

Avec γ_1 la constante de propagation de l'air.

Sans la présence du matériau, nous obtenons $\Gamma=0$. Le paramètre de transmission s'écrit donc :

$$S_{21}^0 = e^{-\gamma_1(L_1+L+L_2)} = e^{-\gamma_1 L_{air}} \quad (5)$$

Nous définissons deux expressions en fonction des paramètres S.

$$A = (S_{11}S_{22}) / (S_{21}S_{12}) = [\Gamma^2(1-P^2)^2] / [P^2(1-\Gamma^2)^2] \quad (6)$$

$$B = (S_{21}S_{12} - S_{11}S_{22}) \exp[2\gamma_1(L_{air}-L)] \quad (7)$$

Nous déterminons ainsi Γ :

$$\Gamma = \pm \sqrt{\frac{X-2 \pm \sqrt{X(X-4)}}{2}} \text{ avec } X = \frac{(1-A)(1-B)^2}{AB} \quad (8)$$

Le signe de Γ est choisi de façon à obtenir $|\Gamma| \leq 1$. Le facteur de propagation P est obtenu à partir du rapport entre les paramètres S_{21} avec et sans matériau.

$$\frac{S_{21}}{S_{21}^0} = \frac{e^{\gamma_1 L} P (1-\Gamma^2)}{1-P^2 \Gamma^2} \quad (9)$$

$$P = \frac{S_{21}}{S_{21}^0} \frac{1+\Gamma^2}{1+B\Gamma^2} e^{-\gamma_1 L} \text{ avec } P^2 = \frac{B+\Gamma^2}{1+B\Gamma^2} \quad (10)$$

A partir de (1), on détermine l'indice de réfraction complexe du matériau.

$$n = \sqrt{\epsilon_r \mu_r} = \frac{1}{\gamma_1 L} \ln \left(\frac{1}{P} \right) \quad (11)$$

Pour finir, nous déterminons la permittivité et la perméabilité du matériau.

$$\mu_r = nz, \quad \epsilon_r = n/z \text{ avec } z = (1-\Gamma)/(1+\Gamma) \quad (12)$$

Cette approche algorithmique présente l'avantage de s'affranchir de la connaissance du positionnement du matériau le long de la ligne coaxiale.

Dans la perspective de la propagation des incertitudes, il convient d'affiner la pertinence de l'algorithme en dissociant les dimensions du matériau et ceux de la ligne coaxiale [10] comme présenté à la Fig. 2.

Fig. 2. Vue de coupe 2D de la ligne coaxiale.

On définit 3 paramètres en fonction des différents diamètres.

$$L_1 = \ln(D_2/D_1) + \ln(D_4/D_3)$$

$$L_2 = \ln(D_3/D_2) \quad (13)$$

$$L_3 = \ln(D_4/D_1)$$

Les paramètres électromagnétiques corrigés du matériau s'écrivent :

$$\epsilon_c' = \epsilon' L_2 / (L_3 - \epsilon' L_1) ; \mu_c' = \mu' (L_3 - L_1) / L_2 \quad (14)$$

$$\epsilon_c'' = (\epsilon_c' \epsilon'' / \epsilon') L_3 / (L_3 - \epsilon' L_1 (1 + (\epsilon'' / \epsilon')^2)) ; \mu_c'' = \mu'' L_3 / L_2$$

Avec $\epsilon = \epsilon' + j\epsilon''$ et $\mu = \mu' + j\mu''$

3 Validation de l'algorithme par simulation

Avant de réaliser les éléments d'un kit de mesure coaxial permettant l'ajout d'un matériau, il est indispensable de vérifier la pertinence de l'algorithme présenté précédemment. Pour cela, nous utilisons le logiciel de simulation électromagnétique 3D, CST microwave studio. Ce logiciel nous permet de simuler le comportement électromagnétique d'une ligne de transmission coaxiale 7 mm en y incluant ou non un matériau. Nous utilisons le quartz comme matériau test dont la permittivité est définie à 3,75 et la perméabilité à 1. A partir des paramètres S simulés avec et sans le matériau, nous déterminons les propriétés électromagnétiques du quartz. On constate sur la Fig. 3 que la permittivité et la perméabilité correspondent aux paramètres intrinsèques au logiciel pour le quartz jusqu'à 18 GHz.

Fig. 3. Permittivité et perméabilité du quartz obtenues par la simulation des paramètres S.

4 Réalisation du dispositif coaxial

L'un des objectifs de ce projet consiste à fabriquer un kit de mesure métrologique étalon permettant d'effectuer des mesures sur différents matériaux. Il est donc indispensable de définir une topologie en ligne coaxiale afin d'obtenir à la fois des mesures en puissance efficaces et une interface mécanique permettant d'ajouter facilement un matériau sans endommager les différents éléments. La Fig. 4 montre les différentes parties constituant notre ligne coaxiale ainsi que son visuel après montage.

Fig. 4. Dispositif coaxial dédié à la caractérisation électromagnétique de matériaux.

5 Résultats expérimentaux

L'approche expérimentale mise en œuvre présente deux objectifs. Le premier est de vérifier expérimentalement la structure algorithmique déjà validée par simulation. La seconde est de proposer un résultat métrologique avec son incertitude de mesure. Nous utilisons le Téflon comme matériau à caractériser, dont la permittivité et la perméabilité théorique sont respectivement 2 et 1.

Nous procédons à la propagation des incertitudes comme définie par le GUM à partir des paramètres S mesurés et des paramètres dimensionnels de la ligne coaxiale.

La Fig. 5 montre la permittivité et la perméabilité du téflon jusqu'à 18 GHz obtenues sur la base de mesures de paramètres S réalisées sur la cellule coaxiale avec et

sans matériau. On constate, sur la bande de fréquences considérée, une permittivité moyenne de 1,77 avec une incertitude maximale de 0,16 ($k=2$). De même, on observe une perméabilité moyenne de 0,98 avec une incertitude n'excédant pas 0,07 ($k=2$).

Fig. 5. Permittivité et perméabilité du téflon obtenues par la mesure des paramètres S.

Observons maintenant le comportement de l'algorithme sur un matériau dont la permittivité est plus grande. Prenons le HIK dont la perméabilité vaut 1, mais la permittivité est théoriquement de 9,8 [11].

Fig. 6. Permittivité et perméabilité du HIK obtenues par la mesure des paramètres S.

On constate sur la Fig. 6 que les paramètres électromagnétiques obtenus expérimentalement correspondent aux valeurs théoriques jusqu'à 8 GHz. On mesure une permittivité moyenne de 9,45 avec une

incertitude maximale de 0,28, et une perméabilité moyenne de 1,01 avec une incertitude n'excédant pas 0,02. Au-delà de 8 GHz, des modes de résonances apparaissent dues à l'épaisseur de matériau (3 mm) qui devient supérieure au quart de la longueur d'onde. Pour couvrir la bande de fréquences jusqu'à 18 GHz, il faudrait une épaisseur de HIK n'excédant pas 1,3 mm.

Conclusions et perspectives

Ce papier met en lumière une méthode permettant d'extraire les propriétés électromagnétiques de matériaux diélectriques jusqu'à 18 GHz à partir d'une cellule de mesure coaxiale 7 mm. Cette approche offre une flexibilité mécanique car la position du matériau le long de la ligne de transmission n'est pas considérée dans l'algorithme. Les résultats expérimentaux obtenus sur du téflon montrent la pertinence de la méthode avec des valeurs de permittivité et de perméabilité proches de la théorie sur toute la bande de fréquences jusqu'à 18 GHz. Les mesures effectuées sur du HIK présentent les mêmes conclusions, mais elles mettent en évidence la nécessité d'usiner les matériaux avec une faible épaisseur afin que cette dernière soit inférieure au quart de longueur d'onde à la fréquence la plus élevée.

Une étude similaire est en cours à partir de cellule en guides d'ondes rectangulaires dans le but de couvrir des bandes de fréquences plus importantes.

Références

1. M.D. Janezic, J.B. Jarvis, IEEE Transactions on microwave theory and techniques, **47**, 10 (1999)
2. G. Friedsam, E. Biebl, IEEE Transaction on instrumentation and measurement, **46**, 2, (1997)
3. J.B. Jarvis, M. Janezic, B. Riddle, R. Johnk, P. Kabos, C. Holloway, R. Geyer, C. Grosvenor, NIST Technical note 1536, (2004)
4. O. Ndiaye-Tandia, M. Charles, D. Allal, B. Bocquet, CPEM, IEEE, (2014)
5. M. Charles, D. Allal, CPEM, IEEE, (2014)
6. K. Chalapat, K. Sarvala, J. Li, G. Paraoanu, Microwave theory and techniques, **57**, 19, (2009)
7. A.M. Nicolson, G.F. Ross, IEEE Trans. Instrum. Meas, **19**, (1970)
8. W.B. Weir, Proc. IEEE, **62**, (1974)
9. J. Baker-Jarvis, E.J. Vanzura, W.A. Kissick, IEEE Tran. Microw. Theory Tech., **38**, (1990)
10. K.C. Yaw, Application Note, Rohde & Schwarz, (2012)
11. <http://www.eccosorb.eu/products/eccostock/eccostock-hik-500f>