HAL open science

Charges ultra-compactes en bande K

Vincent Laur, A Maalouf, Alexis Chevalier, Paul Laurent, Gauthier Zinkiewicz

To cite this version:

Vincent Laur, A Maalouf, Alexis Chevalier, Paul Laurent, Gauthier Zinkiewicz. Charges ultra-compactes en bande K. XXIIèmes Journées Nationales Micro-ondes 2022, Jun 2022, Limoges, France. hal-03706560

HAL Id: hal-03706560

https://hal.univ-brest.fr/hal-03706560

Submitted on 27 Jun 2022

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.

Charges ultra-compactes en bande K

V. Laur[1], A. Maalouf[1], A. Chevalier[1], P. Laurent[1], G. Zinkiewicz[1]

[1] *Univ Brest, Lab-STICC, CNRS, UMR 6285, F-29200 Brest, France*
vincent.laur@univ-brest.fr

Résumé *– Cet article présente une nouvelle topologie de charges ultra-compactes en guide d'onde WR-42 (18-26 GHz) basée sur la co-impression d'un diélectrique et d'un absorbant. La topologie reprend le concept d'interférence destructive d'un écran de Salisbury en espace libre et permet d'obtenir des charges ultra-minces et légères. Expérimentalement, un coefficient de réflexion de -24,2 dB et une bande passante à -15 dB de 23,9% ont été démontrés sur une charge plate d'épaisseur 1,6 mm. Ce concept, qui peut être facilement étendu à d'autres bandes de fréquence, permettrait de faciliter l'intégration des charges dans des architectures de réseaux d'antennes à balayage électronique où la multiplication des voies contraint fortement le volume disponible.*

1. Introduction

Les charges sont des composants à base d'absorbants utilisées dans de nombreux systèmes intégrant des circulateurs ou des coupleurs. En guide d'onde rectangulaire, la longueur, la forme et la nature de l'absorbant dépendent principalement du niveau de réflexion et de la bande passante visés ainsi que de la puissance à dissiper. Les architectures hyperfréquences classiques intègrent un faible nombre de charges. Cependant, l'émergence des réseaux d'antennes à balayage électronique contraint fortement l'encombrement de ces composants en raison de la multiplication des voies d'émission. Pour certaines de ces applications, les contraintes majeures ne sont plus la performance ou la bande passante mais surtout la taille, la masse et le coût. Peu d'études ont porté sur la miniaturisation de ces composants au cours des dernières décennies. Dans [1], un métamatériau absorbant a été utilisé pour concevoir une charge très mince ($\lambda_0/31$) mais avec une bande passante trop limitée (0,75%). L'intégration d'un coupleur sur PCB dans le plan transverse d'un guide d'onde a également permis d'obtenir des bandes passantes plus importantes (jusqu'à 22%) dans un format compact ($\lambda_0/11$) mais avec une complexité importante de fabrication et d'intégration [2]. Dans des études précédentes, nous avons mis en évidence la possibilité de réaliser des charges efficaces par l'impression 3D d'un absorbant dans des bandes de fréquences allant de la bande X [3] à la bande W [4]. Cette technique de mise en forme, dite Fused Deposition Modeling (FDM) permet aujourd'hui de mettre en forme plusieurs matériaux simultanément et ouvre ainsi des possibilités topologiques qui sont explorées dans cette étude.

Dans cet article, nous proposons une topologie bi-matériaux pouvant être imprimée en une seule étape et directement utilisée après impression sans assemblage ou intégration dans un boitier métallique. Dans un premier temps, la méthodologie de dimensionnement basée sur un écran de Salisbury sera explicitée. Puis, la technologie de fabrication ainsi que l'adaptation de la topologie à cette technologie seront présentées. Dans une troisième partie, des mesures de composants en bande K (18-26 GHz) seront présentées pour valider le concept puis étendues à la bande X (8-12 GHz) pour démontrer la flexibilité du concept. Des caractérisations en température et en puissance permettront d'évaluer les limites actuelles de ces composants afin d'envisager des évolutions futures pouvant amener à une utilisation de ce concept dans des applications industrielles.

2. Principe de fonctionnement de la charge

La topologie envisagée est basée sur le principe d'un écran de Salisbury en espace libre [5]. Ce type d'absorbant résonant est généralement constitué d'un diélectrique à faibles pertes sur lequel est déposée une couche résistive. Les conditions d'absorption optimales conduisent à deux relations [6]. L'épaisseur du diélectrique e_s doit être égale au quart de la longueur d'onde λ_g à la fréquence d'absorption. Pour une conductivité σ donnée, l'épaisseur de la couche résistive τ est calculée de façon à présenter une impédance égale à celle de l'air Z_0.

$$e_s = \frac{\lambda_g}{4} \quad (1)$$

$$Z_0 = \frac{1}{\sigma\tau} \quad (2)$$

Cet absorbant résonant peut être adapté en technologie guide d'onde rectangulaire afin de réaliser ainsi une charge pour le mode de propagation fondamental TE_{10}. Dans ce cas, la longueur d'onde et l'impédance à considérer sont données par les relations suivantes :

$$\lambda_{g\,TE10} = \frac{\lambda_g}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (3)$$

$$f_c = \frac{c}{2a} \quad (4)$$

$$Z_{0\,TE10} = \frac{Z_0}{\sqrt{1-\left(\frac{f_c}{f}\right)^2}} \quad (5)$$

où $\lambda_{g\ TE10}$ est la longueur d'onde dans le guide

rectangulaire pour le mode fondamental, f_c la fréquence de coupure de ce mode, $Z_{0\ TE10}$ son impédance et a la largeur du guide. Contrairement à la propagation en espace libre, l'impédance est donc dans ce cas dépendante de la fréquence f. Un exemple de structure bicouche fonctionnant sur ce principe et sa réponse simulée sont présentées sur la Figure 1. Ce bicouche est constitué d'un film de Ta_2N ($\sigma = 7400$ S/m, $\tau = 0{,}358$ µm) sur une couche d'air d'épaisseur e_s = 4,432 mm. L'absorbant a été dimensionné pour fonctionner à 22 GHz dans un guide d'onde au standard WR-42. La structure a été simulée à l'aide du logiciel Ansys HFSS avec des conditions aux limites de type Perfect Electric Conductor (PEC). Ce bicouche produit une forte absorption à la fréquence de 22 GHz avec une bande passante relative à -15 dB (BPR) de 25,3%. Cette bande passante en guide rectangulaire est fortement réduite par rapport à un absorbant similaire en espace libre (BPR = 44,3%) en raison de la variation de l'impédance sur la bande de fréquence. Dans la section suivante, nous discuterons de l'adaptation de cette topologie de façon à pouvoir envisager sa réalisation à partir d'une technologie d'impression 3D multi-matériaux.

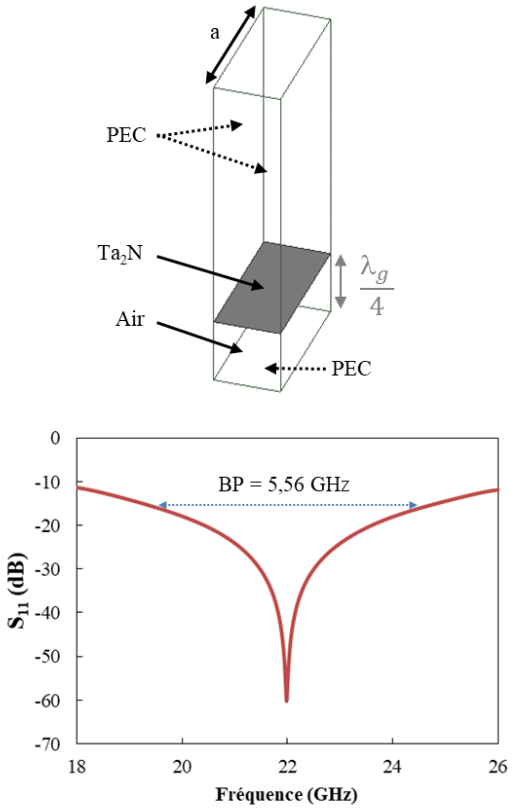

Figure 1. Modèle de simulation d'un écran de Salisbury Ta_2N/air en guide d'onde rectangulaire et son coefficient de réflexion.

3. Procédé de fabrication et adaptation de la topologie

3.a. Impression FDM multi-matériaux

Un écran de Salisbury nécessite un diélectrique à faibles pertes et un film résistif avec une conductivité typiquement comprise entre 100 et 10000 S/m de façon à obtenir des épaisseurs compatibles avec des procédés de dépôt standards tels que la sérigraphie ou la pulvérisation cathodique (de quelques centaines de nanomètres à quelques dizaines de microns).

Dans cette étude, la méthode de fabrication retenue est la FDM multi-matériaux. Cette technique de mise en forme consiste à déposer un polymère fondu couche par couche au travers d'une buse qui se déplace dans un plan au-dessus d'un lit chauffant. La matière se solidifie rapidement après l'extrusion et le lit descend entre chaque couche. Les épaisseurs typiques des couches sont de 100 ou 200 µm. Nous avons utilisé une imprimante A2v3 de marque 3NTR pour réaliser les composants. Cette imprimante, équipée de trois extrudeurs, permet de déposer jusqu'à trois matériaux simultanément.

Différents matériaux thermoplastiques peuvent être utilisés pour réaliser la couche diélectrique de l'écran de Salisbury. Ici, nous avons utilisé un acide polylactique (PLA de 3DFilTech) dont les propriétés non dispersives ont été mesurées par une méthode de caractérisation en guide d'onde. Ce matériau présente une permittivité ε_r = 2,67 et des pertes diélectriques $\tan\delta = 7{,}5.10^{-3}$.

Un PLA chargé par des particules de carbone (PLA conducteur de Proto-Pasta), noté ici PLA-C, a été utilisé pour remplacer le film résistif. Ses propriétés diélectriques dispersives en fréquence ont été mesurées à l'aide d'une sonde coaxiale jusqu'à 18 GHz [7] puis extrapolées en bande K. Ainsi, une permittivité réelle décroissant de 16,1 à 14,4 entre 18 et 26 GHz et des pertes diélectriques varient de 0,94 à 0,78 ont été considérées. Dans la suite de cet article, nous verrons qu'en modifiant légèrement la topologie, ce matériau à pertes peut remplir le rôle de la couche résistive d'un écran de Salisbury. Ces deux matériaux PLA et PLA-C ont été imprimés avec une température de buse de 200°C, une température de lit de 80°C et une vitesse de déplacement des buses de 35 mm.s^{-1}.

3.b. Adaptation de la topologie

La couche diélectrique de l'écran de Salisbury sera constituée de PLA. Compte-tenu de la longueur d'onde dans un guide d'onde WR-42 à 22 GHz, l'épaisseur de cette couche devrait être de 2,71 mm pour correspondre à $\lambda_g/4$. Dans un écran de Salisbury, l'épaisseur de la couche résistive est calculée par (2) pour présenter une impédance égale à celle de l'air. Les propriétés diélectriques du PLA-C peuvent être exprimées en terme de conductivité de façon à déterminer l'impédance complexe équivalente de cette couche Z_s à l'aide des relations suivantes :

$$\sigma = \omega \varepsilon_0 \varepsilon'' \tag{6}$$

$$Z_s = \frac{1}{j\omega\tau\left(\varepsilon_0(\varepsilon_r - 1) - j\frac{\sigma}{\omega}\right)} \tag{7}$$

Où ω représente la pulsation de l'onde électromagnétique (EM) et ε'' la partie imaginaire de la permittivité. La Figure 2 présente l'évolution de cette impédance en fonction de l'épaisseur de la couche de PLA-C. A 22 GHz, l'impédance du mode TE_{10} dans l'air pour unguide d'onde au standard WR-42 est de 490,1 Ω.

Cette valeur correspond à un film de PLA-C de 55,7 µm, soit une valeur très faible et difficile à garantir par un procédé FDM. De plus, l'impédance n'est alors pas purement réelle mais présente également une partie imaginaire négative correspondant au caractère capacitif de cette couche. Par ailleurs, l'épaisseur non négligeable de la couche de PLA-C contribuera au déphasage total du bicouche contrairement à un pur écran de Salisbury.

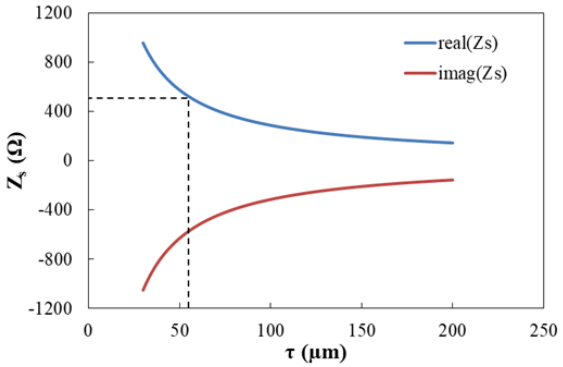

Figure 2. Variation de l'impédance complexe d'une couche de PLA-C à 22 GHz en fonction de son épaisseur τ.

Ces considérations nous ont amené à modifier la structure en remplaçant la couche fine de PLA-C par un pavé plus épais permettant de travailler avec des épaisseurs compatibles avec la technologie FDM. Une topologie intermédiaire (couche pleine de PLA et pavé de PLA-C), non montrée ici mais détaillée dans [8], a permis de valider le principe de fonctionnement de ce bicouche.

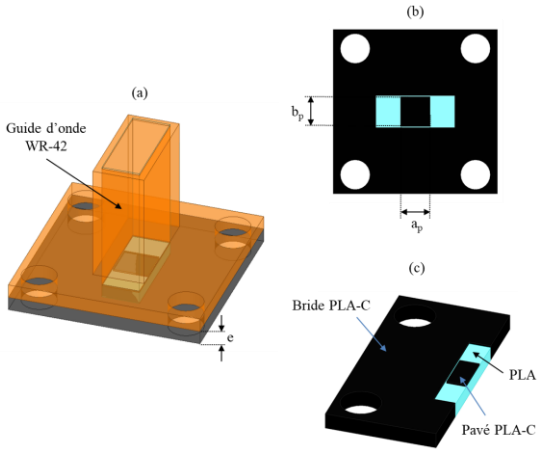

Figure 3. Topologie de la charge : (a) Vues 3D, (b) dessus et (c) coupe (PLA-C en noir et PLA en bleu).

La topologie finale du composant est présentée sur la Figure 3. De façon à disposer d'un composant pouvant être directement connecté à un guide d'onde standard, la bride de la charge a été réalisée en PLA-C. Ce choix permet également d'éviter la propagation d'ondes dans un plan transverse à la direction de propagation au sein de la bride et de conserver le fonctionnement de type pseudo-Salisbury. Une épaisseur d'impression de 200 µm a été choisie pour la réalisation du composant. Contrairement à un pur écran de Salisbury, la fréquence d'absorption de notre topologie est non seulement contrôlée par l'épaisseur du diélectrique mais aussi par la hauteur b_p et la largeur a_p du pavé. En effet, les simulations ont montré que la permittivité réelle de la couche de PLA-C permettait de réduire l'épaisseur totale du composant à 1,6 mm pour un fonctionnement à 22,5 GHz, signe de l'influence de la permittivité du pavé de PLA-C sur cette dimension.

En simulation, cette topologie produit une absorption avec des bandes passantes comprises entre 15,4% et 23,1% dont la fréquence centrale peut être contrôlée par la largeur a_p [8].

Afin de démontrer l'intérêt de cette topologie compacte, elle a été comparée en simulation à un biseau standard (Figure 4). Pour présenter une fréquence d'absorption similaire, l'épaisseur minimale du biseau doit être de 8,6 mm. La topologie à l'étude est ainsi 5,4 fois moins épaisse qu'une topologie standard. Par ailleurs, l'absorption maximale du biseau atteint 19,2 dB contre 26 dB pour la charge plate.

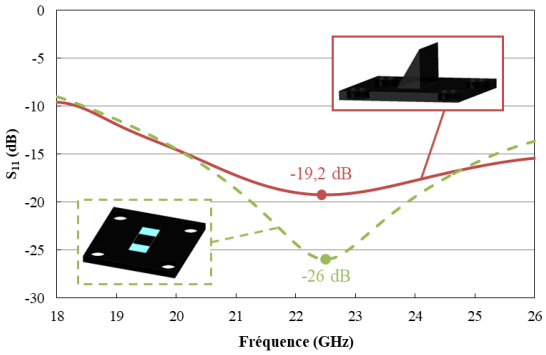

Figure 4. Comparaison des coefficients de réflexion d'une charge multi-matériaux d'épaisseur 1,6 mm et d'une charge biseau d'épaisseur 8,6 mm.

4. Réalisation et caractérisation

Cinq charges ont été imprimées avec des largeurs de pavé a_p allant de 2 à 6 mm (b_p = 4 mm, e = 1,6 mm). Après impression, la face arrière du composant a été métallisée à l'aide d'une laque d'argent de façon à éviter un éventuel rayonnement du composant. La masse du composant final est de 0,8 g, à comparer avec une charge standard de masse 40 g dans cette bande de fréquence. De plus, le coût en matière première a été évalué à 0,2 € par composant. Les charges ont été mesurées à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels Rohde & Schwarz ZVA67 après étalonnage Thru-Reflect-Line (TRL). La Figure 5 présente le coefficient de réflexion de ces charges en bande K. Le coefficient de réflexion minimal est inférieur à -20 dB pour tous les composants. Leur bande passante à -15 dB varie entre 17,2% et 25%. Comme attendu, la largeur du pavé permet de modifier la fréquence centrale d'absorption. Néanmoins, ce contrôle de la fréquence centrale s'avère plus faible qu'en simulation (21,6-24,4 GHz en mesure contre 19,5-26 GHz en simulation). Ce désaccord est à l'étude mais il pourrait provenir d'une anisotropie diélectrique induite par le procédé de fabrication.

Des mesures en température ont également été réalisées dans la gamme -20°C à +60°C. A titre d'exemple, pour une largeur de pavé a_p = 4 mm, un

décalage en fréquence du pic d'absorption maximale de 4,8% a été observée. A la fréquence du maximum d'absorption à 20°C (22,9 GHz), le coefficient de réflexion de la charge reste inférieur à -21,7 dB sur toute la gamme de température démontrant ainsi une stabilité en température satisfaisante. Ainsi, ce procédé de fabrication additive multi-matériaux permet de fabriquer des charges ultra-compactes ($\lambda_0/12$) à faibles coût et masse. Il est bien sûr à noter que ces composants présentent des bandes passantes réduites par rapport à des charges plus volumineuses standards mais elles peuvent permettre de couvrir par exemple, pour un satellite de télécommunications, la bande Ka en émission dont la bande passante typique est de 20%.

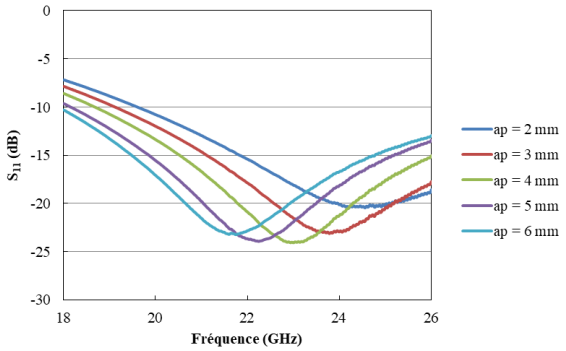

Figure 5. Coefficients de réflexion mesurés pour différentes largeurs a_p dans la bande 18-26 GHz.

Des charges basées sur le même principe ont été dimensionnées et réalisées en bande X. Ces charges ont les dimensions suivantes : e = 4 mm, b_p = 8 mm et τ = 400 µm. La Figure 6 présente une comparaison simulation/mesure pour deux charges ayant des largeurs de pavés différentes (a_p = 7 et 8 mm). Comme dans la bande K, la fréquence d'absorption maximale peut être contrôlée en modifiant la largeur du pavé. L'accord entre simulation et mesure montre un écart maximal sur la fréquence centrale de 110 MHz (1,1%). La bande passante obtenue en bande X est équivalente à celle observée en bande K avec une valeur autour de 20%. Ces mesures démontrent la grande flexibilité de ce concept de charge compacte qui peut s'appliquer à une large gamme de fréquences.

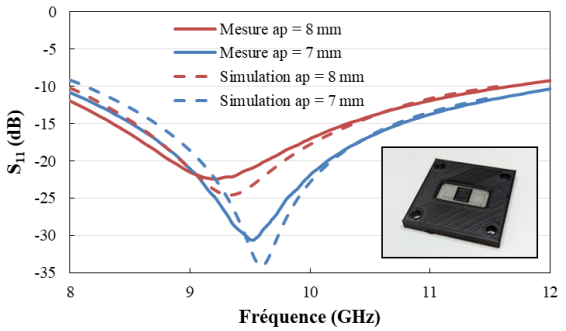

Figure 6. Comparaison des coefficients de réflexion simulés et mesurés de charges compactes en bande X.

Des mesures en puissance continue de ces composants ont également été réalisées à 11 GHz. La tenue en puissance a été comparée à celle d'une topologie plus classique sous forme de biseau similaire à celle présentée sur la Figure 4. La puissance maximale avant dégradation du composant a été évaluée à 0,49 W pour la charge compacte. Elle est à comparer à une valeur de 2 W obtenue pour la charge sous forme de biseau. Ainsi, pour des matériaux identiques, la charge compacte présente une tenue en puissance environ quatre fois plus faibles qu'une charge classique. Le gain en compacité se fait malheureusement au détriment de la dissipation thermique. Des modélisations couplées EM-thermiques ont permis de confirmer ces puissances seuil [8] qui pourraient être augmentées de façon significative en utilisant des matrices thermoplastiques autres que le PLA à plus hautes tenues en température tels que le PPS ou le PEKK.

5. Conclusion

Une topologie de charges compactes basée sur l'impression multi-matériaux est proposée dans cet article. Le concept est basé sur un écran de Salisbury en espace libre dans lequel la couche résistive est remplacée par un absorbant diélectrique sous forme de pavé dont les dimensions permettent de piloter la fréquence de fonctionnement. Les mesures ont permis de mettre en évidence des niveaux de réflexion compris entre -20,7 dB et -24 dB avec des bandes passantes à -15 dB comprises entre 17,2% et 25%. Ces charges compactes peuvent être utiles dans les systèmes à forte contrainte d'encombrement tels que les architectures d'antennes à balayage électronique. Ce concept peut être facilement transféré à d'autres bandes de fréquence et la puissance maximale aujourd'hui limitée pourrait être améliorée par l'utilisation de matrices polymères à plus forte tenue thermique.

Références

[1] J. Li et al., "Planar metamaterial for matched waveguide termination", Applied Comp. Electromagn. Soc. Journal, vol. 28, no. 12, pp. 1236-1242, Dec. 2013.

[2] L. Guo et al., "Design of rectangular waveguide to microstrip power dividers and their application as compact rectangular matching terminations", in IEEE APMC 2019 Proc., Singapore, pp. 464-466, Dec. 2019.

[3] Y. Arbaoui et al., "3D printing for microwave: materials characterization and application in the field of absorbers", in IEEE Int. Micr. Symp. Proc., Phoenix, USA, May 2015.

[4] E. Roue et al., "Three-Dimensional Printing of a Waveguide Termination for Millimeter Wave Applications", in Eur. Micr. Conf., London, Great-Britain, Feb. 2021.

[5] R.L. Fante, M.T. McCormack, "Reflection properties of the Salisbury screen", IEEE Trans. Ant. Propag., vol. 36, no. 10, pp. 1443-1454, Oct. 1988.

[6] B. Chambers, "Optimum design of a Salisbury sreen radar absorber", Elec. Lett., vol. 30, no. 16, pp. 1353-1354, Aug. 1994.

[7] V. Laur, A. Maalouf, A. Chevalier, F. Comblet, "Three-Dimensional Printing of Honeycomb Microwave Absorbers: Feasibility and Innovative Multiscale Topologies", IEEE Trans. Electromagn. Comp., vol 63, no. 2, pp. 390-397, Apr. 2021.

[8] G. Zinkiewicz, A. Chevalier, P. Laurent, J. Benedicto, A. Maalouf, V. Laur, "Toward ultra-compact multi-materials rectangular waveguide terminations", IEEE Trans. Micr. Th. Techn., en cours de soumission.